

SELEZIONE RADIO - TV

5

LIRE
500



AUSTRIA	Sc.	24.90
BELGIO	Fr. Bg.	48
DANIMARCA	Kr. D.	6.65
FRANCIA	Fr. Fr.	4.70
GERMANIA	D. M.	3.85
INGHILTERRA	Sh.	6.10
ITALIA	L.	500
JUGOSLAVIA	Din.	725
LUSSEMB.	Fr. Bg.	48
MALTA	Sh.	6.10
NORVEGIA	Kr. N.	6.90
OLANDA	Fol.	3.50
PORTOGALLO	Esc.	27.60
SPAGNA	Pts.	57.70
SVIZZERA	Fr. S.	4.15

maggio / giugno 1968

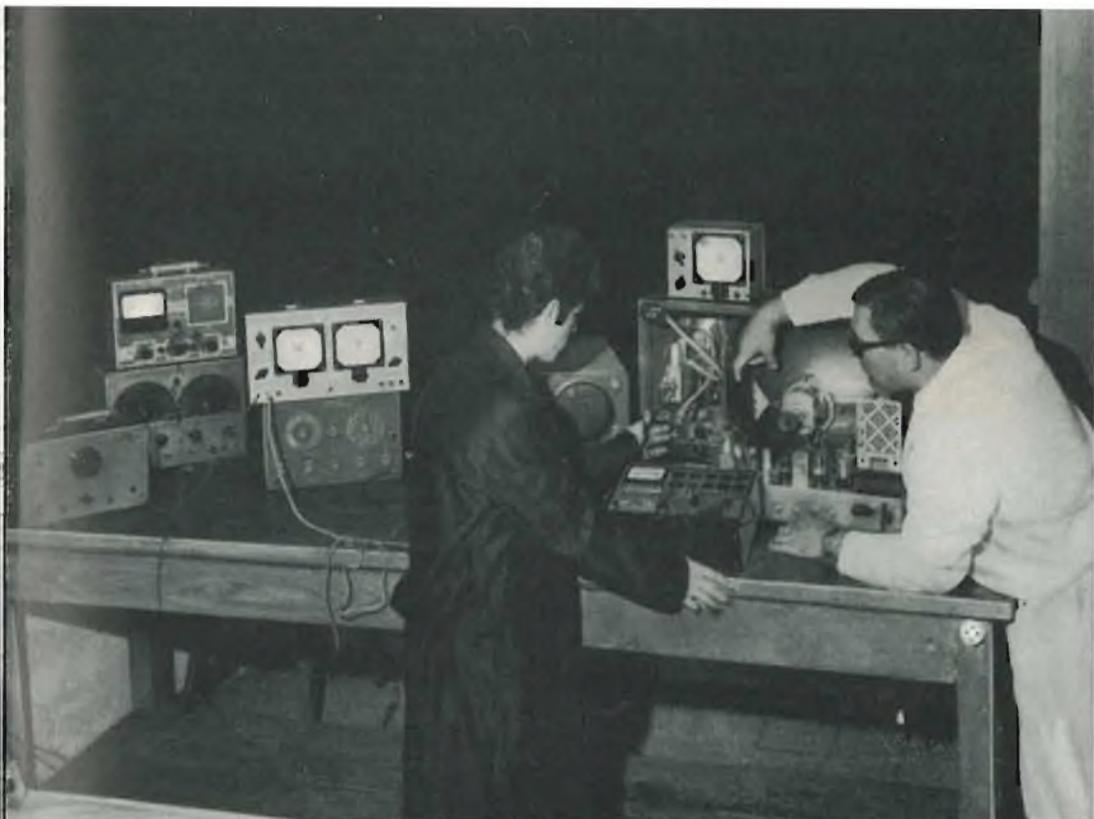
Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE * FIVRE *



- Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
- Polidi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali
- Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali
- Tubi ad onde progressive e klystrons
- Tubi a raggi catodici per televisione
- Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali
- Valvole termojoniche ricaventi per radio e televisione
- Condensatori ad alto vuoto

PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791



FATEVI UNA POSIZIONE CON POCCHI MESI
DI FACILE STUDIO

ISCRIVETEVI AI NOSTRI CORSI PER CORRISPONDENZA

STUDIATE **A CASA** CON ENORME RISPARMIO DI TEMPO E DI DENARO

LE ISCRIZIONI
SI ACCETTANO
IN QUALSIASI
PERIODO
DELL'ANNO

- CORSO DI RADIOTECNICA
PER CORRISPONDENZA
- CORSO DI TELEVISIONE
PER CORRISPONDENZA
COMPRENDE LA

TV a
COLORI

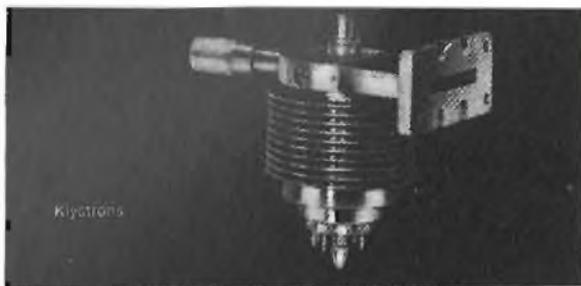
A TUTTI GLI ISCRITTI VIENE **REGALATA** UNA SCATOLA CON TUTTI I PEZZI PER
LA FACILE COSTRUZIONE DI UNA RADIO A TRANSISTORI OLTRE AGLI ATTREZZI

Richiedeteci il bollettino gratuito informativo (01 bollettino radio; TLV bollettino televisione)
con saggio delle lezioni comprensibili anche da chi abbia frequentato solo le elementari.

**SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI - RADIOTECNICA TV
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W8 - 20135 - Milano**



SIEMENS



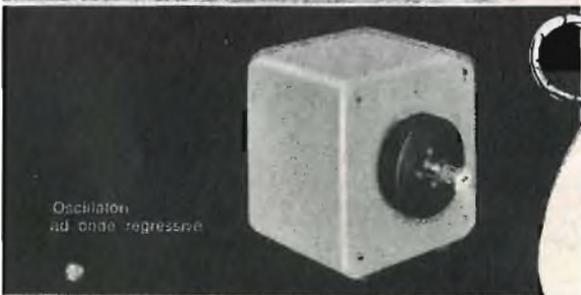
Klystrons



Laser



Tubi ad onde progressive



Oscilator
ad onde regressiva

In tutto
il mondo
componenti
Siemens

- valvole per telecomunicazioni
- amplificatrici speciali
- trasmettenti e generatrici AF
- raddrizzatrici per alta tensione
- tubi riceventi
- laser



SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

S O M M A R I O

In copertina		Vista posteriore di un tavolo di regia realizzato dalla Soc. It. Telec. Siemens.
Lettere	808	I lettori ci scrivono
Bassa Frequenza	815	Amplificatore audio 30 W
	821	Principi generali sull'amplificazione BF a transistor II parte
Registrazione	827	Registratore con circuito integrato TAA 310
	835	Registrazione e riproduzione
Strumenti e misure di laboratorio	839	Riparazione e messa a punto degli amplificatori B.F. mediante oscilloscopio - III parte
	842	Costruzione di un generatore di segnali ad onde quadre
Elettronica Industriale	851	Condensatore vibrante XL 7900/00
	855	Metodi pratici per sopprimere i fenomeni di risonanza dei motori passo-passo
	858	Dieci anni di Laser
Televisione a colori	867	Storia della TVC raccontata da W. Bruch - IV parte
L'ABC dell'elettronica	878	Il circuito push-pull - III parte
	884	Le fotoresistenze - generalità ed applicazioni
	894	Tecnologia dei transistor planari epitassiali al silicio
Nuovi componenti	900	Transistor BD 113
Nuovi prodotti	906	Complesso stereo Hi-Fi - FV/784 FD
Note di servizio	903	La presa di terra
	912	PLAYBACKKEY - RG/50
Servizio speciale	917	Fiera di Parigi
Alta Fedeltà	931	Il rumore di fondo negli impianti Hi-Fi - II parte
Realizzazioni sperimentali	925	Nuovi dispositivi microricevitori
	942	Costruzione di un microfono a nastro - II parte
Studi e brevetti	953	Studio sui circuiti di amplificazione ad impulsi
	959	Tuner per la modulazione di frequenza protetto contro la sovramodulazione
Rubriche	971	Radioamatori
	979	Rassegna delle riviste estere
	986	La scrivania dello zio
	989	Equivalenze semiconduttori S.G.S.

GRAN PREMIO SPERIMENTARE

ECCO!

QUESTI SONO I VINCITORI DEL TERZO PERIODO

CATEGORIA ALLIEVI:

- 1°) Sig. Celso Visconti - Via Madonnina, 10 - Cerano (Novara)
- 2°) Sig. Franco Stucchi - Via Pavese, 4 - Milano
- 3°) Sig. Quinto Donati - Via Bellaria, 1360 - S. Angelo di Romagna (FO)

CATEGORIA ROCKERS:

- 1°) Sig. Paolo Forlani - Via L. Ariosto, 50 - Ferrara
- 2°) Sig. Carlo Motta - Via Giovanni XXIII, 6 - Montesiro di Besana (MI)
- 3°) Sig. Alfonso Baio - Principe Scordia, 69 - Palermo

CATEGORIA SENIORES:

- 1°) Sig. Pietro Gusso - Via A. Mangoni, 146/B - Napoli
- 2°) Sig. Bartolomeo Gullo - Via Di Villa Emiliani, 5 - Roma
- 3°) Sig. Rosario Bizioli - Via Della Chiesa, 35 - Brescia

**QUESTO E'
IL TESTER ERREPI
CHE « SPERIMENTARE »
REGALA
AL SECONDO
E AL TERZO
CLASSIFICATO**



**SELEZIONE
RADIO - TV** di tecnica

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,

Ufficio Pubblicità:

V.le Matteotti, 66

20092 - Cinisello Balsamo - Milano

Tel. n. 9281801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 5 Maggio 1968

Rivista mensile

edita per la divulgazione

dell'electronica,

della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.

Trib. di Milano n. 4261

dell'1-3-1957 - Stampa: S.Ti.E.M.

20097 - S. Donato Milanese

Spediz. in abb. post. - Gr. III/70

Concessionario esclusivo per la

diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP - Via Zuretti, 25

Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 500,

numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,

per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano.

C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare

oltre naturalmente al nuovo

anche l'indirizzo precedente

ed allegare alla comunicazione

l'importo di L. 300,

anche in francobolli.

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
BASF	994
B & O	3 ^a copertina 854
BRIMAR	952
BRITISH	969
CASSINELLI	877
CHINAGLIA	831
DUCATI	957
ELECTROLUBE	988
ERREPI	923
FACON	922
FI-LI-AR	857
FIVRE	2 ^a copertina
GENOVA	914
KRUNDAAL	819
I.R.	945
LESA	969
MINNESOTA	4 ^a copertina
PHILIPS	845-871-935
PRESTEL	921
R.C.F.	924
SCUOLA GRIMALDI	803
SCUOLA RADIO	
ELETTRA	963
SICTE	826
SIEMENS ELETTRA	804
SOC. IT. TEL. SIEMENS	929
TELECON	939
WICKMANN	834

TARIFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	\$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	\$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	\$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

NEW

CAMBIADISCHI STEREO



161

Cambiadischi stereo a quattro velocità, con motore sincrono a due poli. Provvisto di braccio in lega leggera e correato di cartuccia originale ELAC a doppio cristallo KST 112.

Unisce, alla semplicità di manovra e ad un ingombro molto limitato, prestazioni di classe ad un prezzo veramente eccezionale.

Può funzionare da cambiadischi, giradischi automatico e ripetitore, tramite l'impiego del perno lungo o del perno corto forniti in dotazione.

RA/430

ELAC

161

I LETTORI CI SCRIVONO

**Sigg. MARIA S. Genova,
MARRA M. Roma**

**Dispositivo di allarme
antifurto**

Precisiamo che lo schema di allarme antifurto pubblicato sul n. 4/1966 della rivista non è altro che la copia fedele dell'originale la cui descrizione è stata estratta da una rivista francese.

E' da tenere presente che se le operazioni di costruzione di simili apparecchi è molto semplice sovente la loro messa a punto è molto difficile. Ciò dipende anche dal fatto che essi sono stati progettati teoricamente ma non sono stati collaudati.

Per avviare a questo inconveniente, e visto il notevole numero di richieste che pervengono alla nostra redazione circa la pubblicazione di apparecchi di ALLARME ANTIFURTO ed altri, la G.B.C. ha messo in vendita una serie di scatole di montaggio che consentono la realizzazione di apparecchi del genere e dei quali segnaliamo i principali:

ALLARME ANTIFURTO UK15, una scatola di montaggio con la quale si può realizzare un sistema veramente efficace di allarme il cui funzionamento è basato sulla apertura dei contatti di un relé.

SIRENA ELETTRONICA - UK10 formata da un circuito che genera oscillazioni di notevole ampiezza che consentono all'altoparlante di emettere un suono molto intenso udibile a grande distanza.

METRONOMO ELETTRONICO - UK/35 basato su un circuito oscillante RC.

Altre apparecchiature di notevole interesse, fornite sempre sotto forma di scatola di montaggio sono:

INTERFONICO UK/25

FOTOCELLULA UK/50

AMPLIFICATORE DI BASSA FREQUENZA UK/30

OSCILLATORE DI NOTA UK/60

ALIMENTATORE UK/55
(6 V 300 mA)

LAMPEGGIATORE UK/45
GENERATORE DI TREMOLLO UK/40

AVVISATORE DI INCENDIO UK/20

AMPLIFICATORE CC da 3W UK/31

PROVATRANSISTOR UK/65
CALIBRATORE PER OSCILLOSCOPIO UK/80

CARICA BATTERIE UK/70
MICRO RICEVITORE AM UK/100

RIVELATORE DI GHIACCIO UK/75

AMPLIFICATORE 3W UK/32
RADIORICEVITORE OM - UK/515

AMPLIFICATORE TELEFONICO UK/90

BONGO ELETTRONICO UK/95

Signor G.Z. ROMA ed altri
Transistor BD 123

Riferendoci all'amplificatore a transistor da 25 W descritto a pagina 223 del n. 2-1968 precisiamo che i transistor finali BD 123 esistono solamente come prototipi.

Essi possono essere sostituiti dal tipo BDY 20; in tal caso si devono apportare le seguenti variazioni ad alcuni componenti:

$$R_1 = 33 \text{ k}\Omega, 1/4 \text{ W } 5\%$$

$$R_{10c} = 680 \Omega, 1/4 \text{ W } 5\%$$

$$R_{14} = 39 \Omega, 1/4 \text{ W } 5\%$$

$$R_{16} = 39 \Omega, 1/4 \text{ W } 5\%$$

$$C_8 = 1500 \text{ pF}$$

$$C_9 = 150 \text{ pF}$$

Inoltre i transistor T3 e T4 devono essere montati con dissipatori. Con questa modifica la potenza d'uscita rimane invariata a 25 W, mentre la banda passante viene ristretta e va dai 12 Hz ai 22kHz.

a cura di P. Soati

condario 2500Ω (non è stata usata la presa centrale). Aggiungere il primario P2 per il microfono. Ciò è possibile togliendo parte della carta isolante esterna ed avvolgendo al suo posto da 60 a 70 spire di filo di rame smaltato da 25/100.

TR2 = Trasformatore di tipo intertransistoriale. Nel modello originale è stato usato il modello TRS17 di cui sopra.

Tr3 = Trasformatore Audax TRS 20 o di tipo simile (impedenza del primario 1.250Ω , impedenza secondario $2,5 \Omega$).

In figura 3 riportiamo lo schema elettrico di un altro ricetrasmittitore per i 27 MHz a 3 transistori.

Possiamo fornire la fotocopia dell'articolo originale di questi due ricetrasmittitori dietro invio dell'importo di Lire 2.500.

Sig. MAZZONE MICHELE

Con riferimento al suo quesito Le facciamo presente che tanto i transistori tipo NR2 quanto la bobina Special 63, relativi all'organo elettronico a transistori, possono essere richiesti direttamente alla ditta Magnetic-France, 175 rue du Temple Paris (3^a) la quale può fornire anche tutto l'altro materiale in scatola « kit » al prezzo di 1.500 franchi francesi.

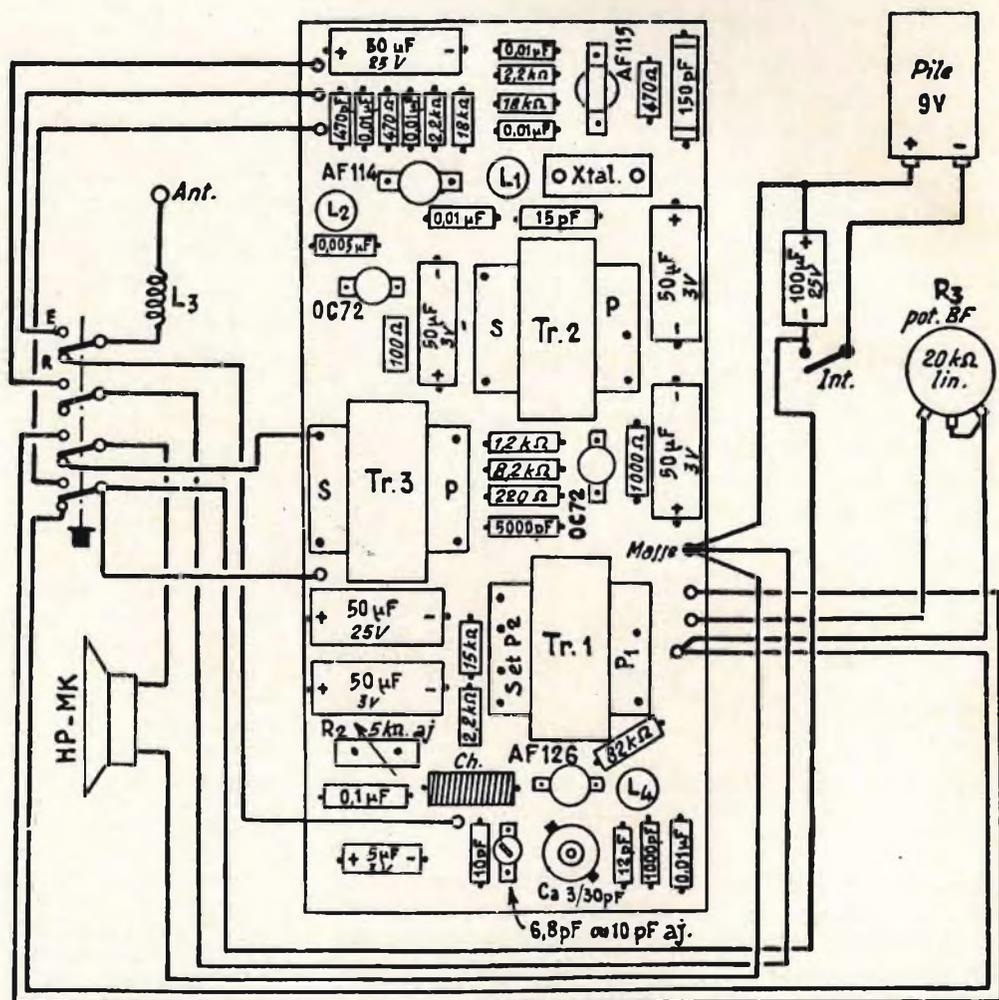


Fig. 2 - Schema di cablaggio del ricetrasmittitore a cinque transistori descritto in queste pagine.

(OAT0 - 0 simile) che oltre a dar luogo alla portante intercarrier, indispensabile per la ricezione del suono, rivela i segnali video composti esistenti sulla portante video. Il segnale video composto, unitamente alla portante intercarrier, sono applicati alla valvola amplificatrice del video. All'uscita di questa valvola tramite appositi circuiti sintonizzati su 5,5 MHz si preleva la portante intercarrier per eccitare l'amplificatore di media frequenza suono mentre i segnali video sono applicati al catodo del cinescopio al fine di modulare l'intensità luminosa del suo raggio catodico. Dell'amplificatore di media frequenza suono fa parte generalmente una valvola avente anche la funzione di limitatrice della portante intercarrier. Questo stadio è seguito da un rivelatore a rapporto, cioè il discriminatore, il cui compito è di rivelare la portante intercarrier modulata in frequenza ricavando da essa i segnali a bassa frequenza propri del suono che sono avviati alla valvola preamplificatrice e quindi alla valvola di potenza che eccita la bobina mobile dell'altoparlante. Generalmente tale amplificatore è fornito di un circuito di controreazione al fine di migliorare la fedeltà di riproduzione.

I segnali video composti, oltre che al catodo del cinescopio, sono avviati anche alla valvola che assolve le funzioni di sepratrice di sincronismo allo scopo di ricavarne i segnali di sincronismo che sono indispensabili per la sincronizzazione dei generatori che provocano la deflessione del raggio catodico sullo schermo del cinescopio. Per la sincronizzazione di riga, cioè orizzontale, s'impiega un comparatore di fase al quale vengono inviati, appunto per essere comparati fra loro, i

segnali provenienti dalla suddetta valvola ed il segnale dovuto al tempo di ritorno del trasformatore di riga. L'uscita del comparatore è inviata ad un circuito a reattanza variabile e controlla la fase dell'oscillatore di riga. La forma d'onda del segnale dell'oscillatore orizzontale agisce sulla corrente anodica della valvola finale di riga alla cui placca è collegato il primario del trasformatore EAT. Questo trasformatore, in presenza delle variazioni di corrente anodica della valvola finale di riga, oltre a generare gli impulsi di corrente atti a deflettere orizzontalmente il pennello elettronico sullo schermo, genera anche gli impulsi EAT che, raddrizzati da una apposita valvola, forniscono la corrente continua EAT all'anodo del tubo a raggi catodici. Del circuito relativo alla valvola finale di riga fa parte anche un circuito di controllo automatico avente il compito di mantenere entro i giusti limiti l'ampiezza orizzontale e l'EAT. Una valvola detta recuperatrice serve a generare la tensione rialzata (tensione bustata).

Per ottenere la sincronizzazione del circuiti di deflessione verticale i segnali di sincronismo sono inviati al circuito bloccato tramite un circuito integratore. Il segnale a dente di sega necessario per la deflessione verticale del pennello elettronico prima di essere applicato al giogo di deflessione viene ulteriormente amplificato. Generalmente esiste un circuito di controreazione avente il compito di stabilizzare, in ampiezza e linearità, la deflessione orizzontale.

Notizie più dettagliate potrà trovarle nei volumi dedicati a questo argomento che in Italia non mancano.

Sig. LUCCA P. Gallarate

Amplificatore stereo a transistori 5 + 5 W

L'amplificatore a transistori 5+5 la cui descrizione è stata pubblicata sul n. 11/1967 è stato estratto dal n. 304/1966 di TOUTE L'ELECTRONIQUE, ed è stato realizzato dalla TELEFUNKEN/RECTA.

Il diodo D1 che provvede alla stabilizzazione del punto di lavoro dello stadio invertitore di fase deve essere del tipo BZY87.

Il raddrizzatore B30C2000 è prodotto dalla società Siemens ed eventualmente può essere sostituito con altro avente caratteristiche identiche e in grado di fornire la corrente richiesta di 2 A.

Tenga pure presente che R21, che deve avere il valore di 500 Ω , è un potenziometro anziché una resistenza fissa come indicato sullo schema elettrico.

Sig. BELLÌ G. Roma

Fotocopie

Come abbiamo più volte precisato sulla rivista non possiamo fornire le fotocopie degli articoli recensiti sulla rivista o descritti nella rubrica i « Lettori ci scrivono » a meno che ciò non sia chiaramente precisato nella recensione in questione.

D'altra parte non siamo più in possesso del numero della rivista che le interessa avendola già restituita al proprietario.

L'indirizzo della redazione della rivista INDUSTRIAL ELECTRONICS è il seguente:

ILIFFE TECHNICAL PUBLICATIONS Ltd, Dorset House, Stamford Street LONDON, SE1. Potrà rivolgersi alla stessa per richiedere i numeri arretrati che le interessano.

Fig. BRUZZESE N. Novara
Schema di TX per onde medie

In figura 1 riportiamo lo schema di un trasmettitore ra-

diofonico a sette valvole avente una potenza di uscita di 200 W, modulato di placca, e adatto a coprire la gamma delle onde medie. Detto schema è stato estratto dal

volume terzo Radiotecnica dell'ing. Ernesto Montù nel quale sono pubblicati, oltre alle modalità costruttive i dati dei vari componenti.

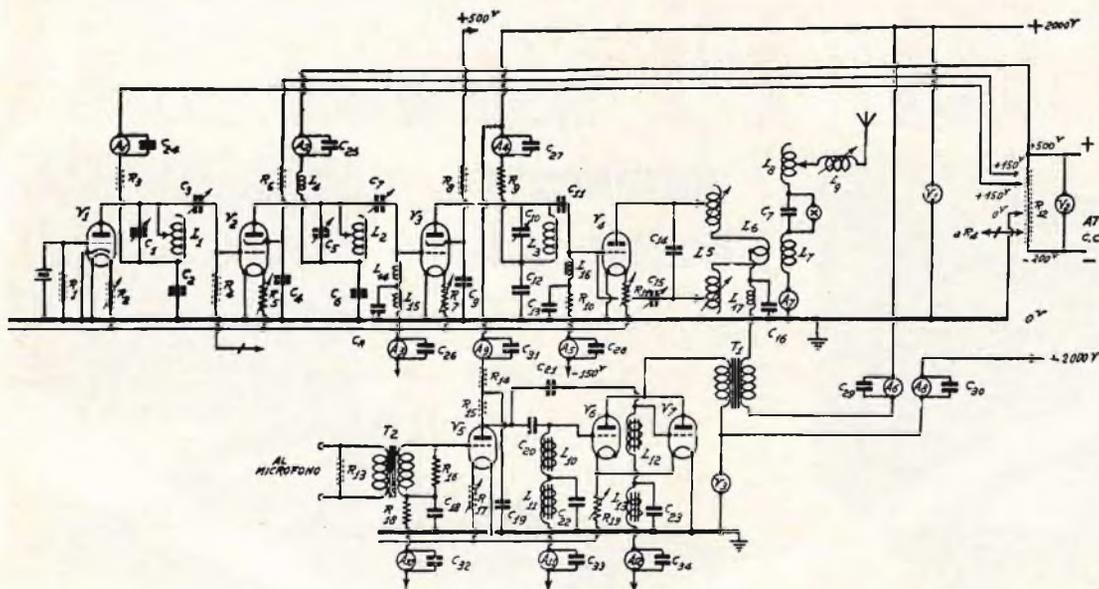


Fig. 1 - Schema elettrico di un trasmettitore radiofonico a valvole da 200 W.

Fig. ROMOLO S. Roma
ed altri richiedenti

Regolatore dell'intensità della luce domestica

In figura 1 è rappresentato lo schema di un interessante regolatore della luce domestica proposto dai laboratori della SGS/FAIRCHILD. Si tratta di un circuito particolarmente semplice, poco costoso e poco ingombrante che può essere collocato in una normale scatola destinata a contenere gli interruttori.

In questo circuito sono stati impiegati due diodi controllati planari al silicio BTX60 (SCR) e di due diodi ad elevata conduttanza con corrente di dispersione di 1nA del tipo EC402. Tanto i primi quanto i secondi sono costruiti dalla SGS/FAIRCHILD.

L'unico organo regolabile è costituito dal potenziometro RV1.

Il valore dei singoli componenti è il seguente:

RV1 = 50 kΩ, 2 W, 22 V. R2a =

= 390 Ω, 1/4 W. R2b = 390 Ω, 1/4 W. R3a = 120 Ω, 1/4 W. R3b = 120 Ω, 1/4 W. C1a = 3 μF, 25 V. C1b = 3 μF, 25 V. C2a = 10 μF, 6 V. C2b = 10 μF, 6 V.

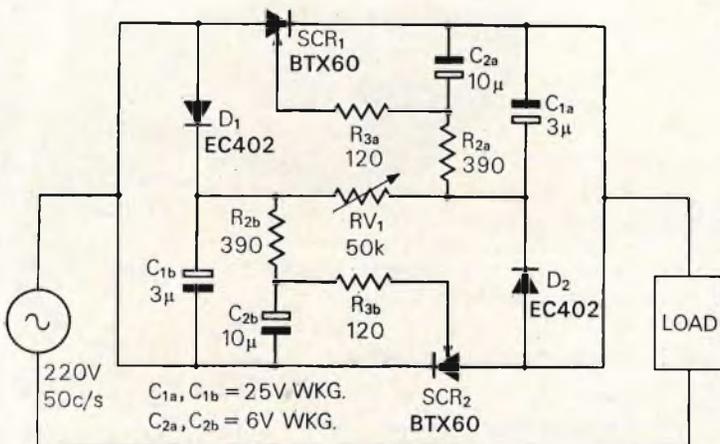
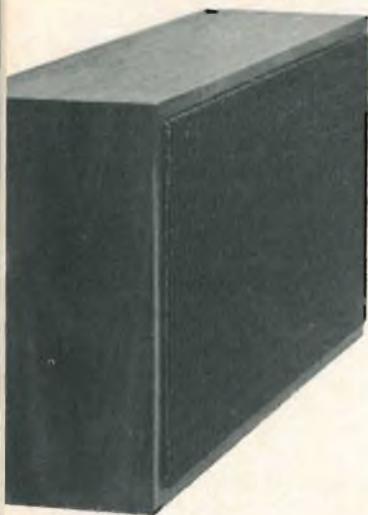


Fig. 1 - Schema di principio del regolatore della luce domestica.

UN IMPIANTO COMPLETO

Hi-Fi ad un prezzo

veramente eccezionale



L. 59.500

1 amplificatore stereo

Potenza d'uscita totale: 18 W
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB
Sensibilità pick-up magnetico: 2 mV
Ausiliario: 250 mV

1 cambiadischi stereo « ELAC »

mod. 160
quattro velocità
completo di cartuccia tipo KST 106

2 diffusori A/800

Potenza nominale: 10 W
Risposta di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
con 1 woofer ed 1 tweeter ciascuno

Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.

AMPLIFICATORE AUDIO DA 30 W

EQUIPAGGIATO CON DUE PENTODI EL 503

BASSA FREQUENZA

Per gli amanti dell'alta fedeltà « a valvole » presentiamo questo interessante progetto di amplificatore di potenza.

Per studiare il comportamento del pentodo EL 503 è stato realizzato uno stadio finale sperimentale nel quale le valvole sono fatte funzionare in condizioni ideali. Questo stadio finale è formato da un trasformatore-driver a bassa distorsione, da due valvole EL 503 regolate in un circuito controfase in classe A B, da un trasformatore di uscita standard e da una resistenza di carico variabile collegata ai capi del primario. Per gli anodi e le griglie schermo sono disponibili tensioni di alimentazione stabilizzate (fig. 1).

Per ridurre la distorsione dovuta alle armoniche pari, la simmetria delle tensioni di pilotaggio delle griglie controllo viene regolata mediante il potenziometro P1. Anche le tensioni degli anodi e delle griglie schermo possono essere individualmente regolate per compensare le perdite in c.c. nel trasformatore d'uscita e nella impedenza di livellamento. La potenza di uscita è stata misurata ai capi del primario del trasformatore di uscita.

Si deve tenere presente che quando l'amplificatore viene fatto funzionare in classe B (massima potenza di uscita), la resistenza del primario produce una considerevole perdita di potenza; se r è la resistenza di una metà del primario, la

potenza fornita dalle valvole finali può essere espressa come segue:

$$P_s = P \text{ (misurata su } R_{aa}) \times \frac{R_{aa} + 2r}{R_{aa}}$$

Le curve di fig. 2 indicano che con $R_{aa} = 2400 \Omega$ e $r = 110 \Omega$, si possono **disporre** 36,5 W di potenza di uscita con una distorsione del 5%. In questo caso, le valvole finali devono **fornire**:

$$P_s = 36,5 \times \frac{2400 + 220}{2400} = 40 \text{ W}$$

Con distorsione del 10%, la potenza di uscita disponibile e quella fornita sono 44 W e 48,5 W rispettivamente (fig. 3).

La tensione di pilotaggio richiesta per 36,5 W di potenza di uscita è 10,5 V_{eff} ; per un'uscita di 44 W sono richiesti 14 V_{eff} . Il rendimento dello stadio finale è elevato. Infatti, se la potenza d'uscita ($P_s = 40 \text{ W}$) viene riferita alla dissipazione **anodica** delle finali, il rendimento dello stadio sarà:

$$\eta_1 = \frac{P_s}{2 \times I_a \times V_{ak}} = \frac{40}{0,223 \times 250} = 72\%$$

Il rendimento complessivo (η_2) sarà:

$$\eta_2 = \frac{P \text{ (misurata ai capi di } R_{aa})}{2 \times I_a \times V_a + 2 \times I_{g2} \times V_{g2}} =$$

$$= \frac{36,5}{0,223 \times 265 + 0,045 \times 265} = 51\%$$

disponibile sarà necessario che la sorgente c.c. che alimenta la griglia schermo debba avere una resistenza interna bassa.

Descrizione del circuito

In fig. 4 riportiamo lo schema completo

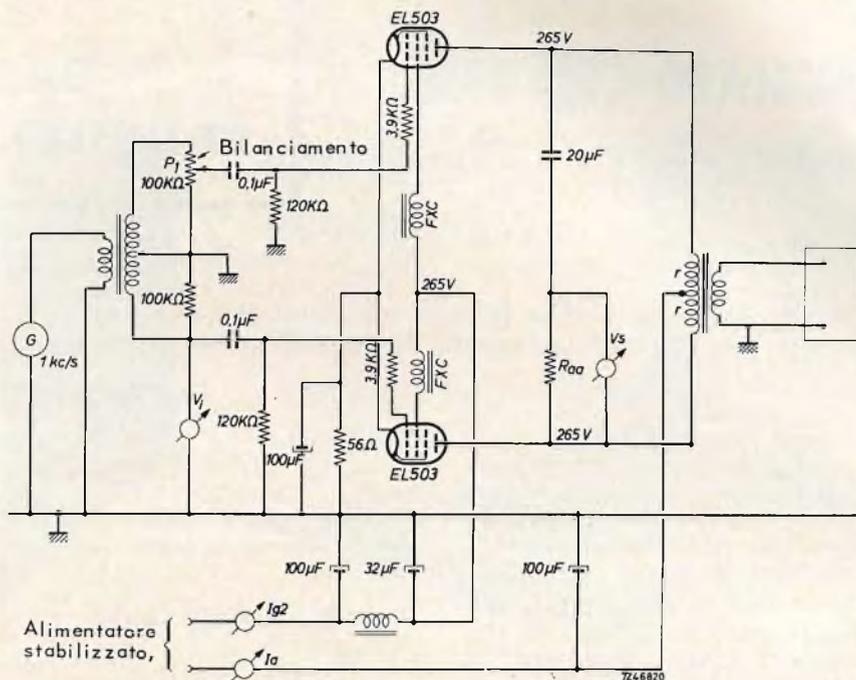


Fig. 1 - Stadio sperimentale con 2 pentodi EL 503 montati in un circuito push-pull in classe AB.

Quando lo stadio finale viene pilotato da zero alla massima potenza, la corrente della griglia schermo aumenta di un fattore di 5. Di conseguenza, per impedire una inutile limitazione della potenza di uscita

dell'amplificatore progettato tenendo conto delle considerazioni già fatte.

Il pentodo EF 86 posto all'ingresso serve come amplificatore di tensione. Esso è

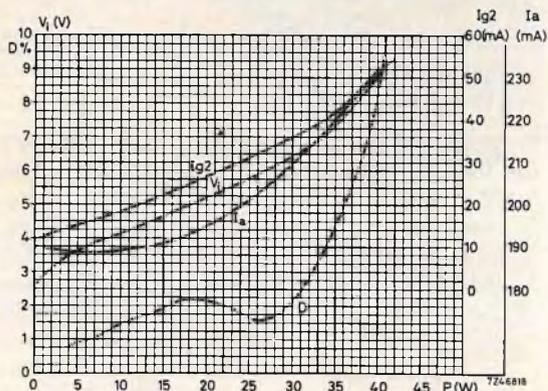


Fig. 2 - Tensione di pilotaggio (V_{g1}), corrente anodica totale (I_a), corrente totale di griglie schermo (I_{g2}), e distorsione (D) in funzione della potenza di uscita misurata ai capi di R_{aa} .

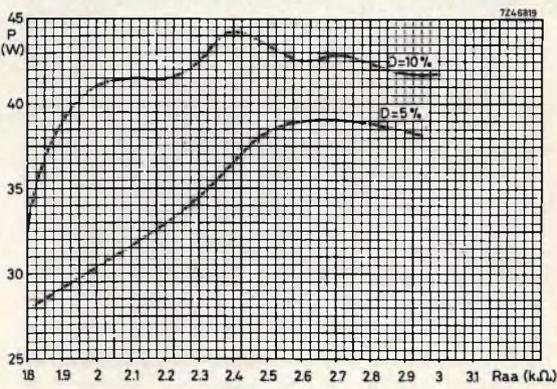


Fig. 3 - Potenza di uscita in funzione della resistenza di carico R_{aa} , per una distorsione del 5% e del 10% rispettivamente.

seguito da una ECC 82 usata come invertitrice di fase e pilota. La distorsione dovuta alla presenza nel segnale di uscita di armoniche pari può essere ridotta al minimo agendo sul potenziometro P1 (regolatore di bilanciamento). Questo poten-

renze esistenti nelle caratteristiche dei due pentodi finali.

Per sopprimere eventuali oscillazioni parassite di radio frequenza, vengono collegate sulle griglie schermo delle finali

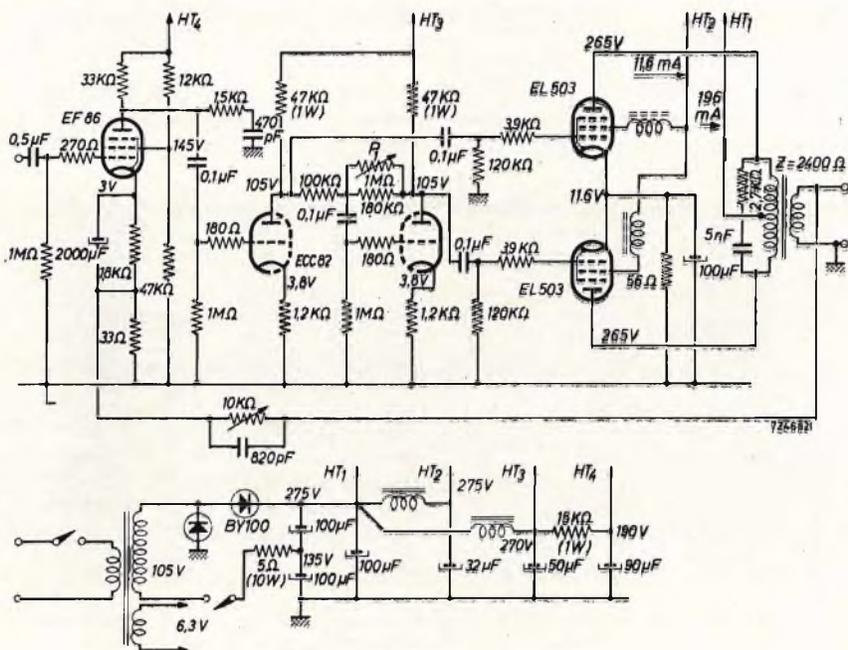


Fig. 4 - Amplificatore completo alimentato da 265 V... La potenza di uscita è 30 W con distorsione inferiore allo 0,5% e con una tensione d'ingresso di 0,2 V_{eff}.

ziometro serve per ottenere la perfetta simmetria dei segnali di pilotaggio applicati alle due finali. In questa maniera si riesce a compensare le leggere diffe-

delle piccole bobine di arresto R.F. Per lo stesso motivo vengono incluse sulle griglie controllo delle stesse valvole resistori da 3,9 kΩ.

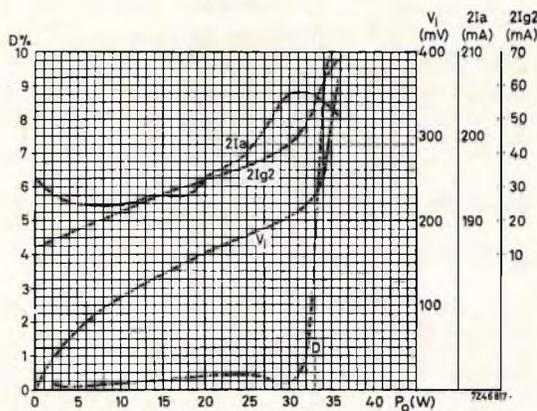


Fig. 5 - Tensione d'ingresso, correnti di anodo e di griglia schermo e distorsione in funzione della potenza di uscita.

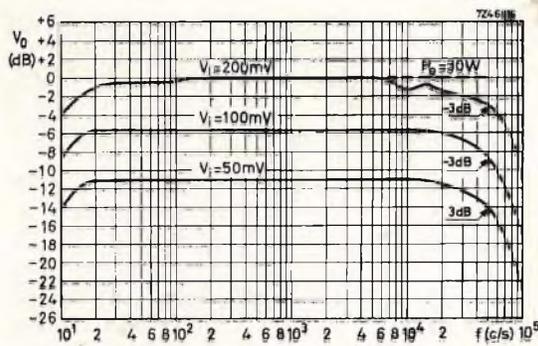


Fig. 6 - Risposta in frequenza per diversi valori della tensione d'ingresso.

Un circuito di controreazione (20 dB) va dal secondario del trasformatore finale (5 Ω) al catodo della EF 86. Si ottiene una apprezzabile riduzione della distorsione.

Per eliminare qualsiasi tendenza di instabilità alle frequenze elevate sono stati inseriti tre reti di correzione. Il condensatore da 820 pF nel circuito di controreazione, e la combinazione RC (2,7 k Ω /5000 pF) in parallelo al primario servono ad eliminare l'influenza delle induttanze disperse del trasformatore. La combinazione RC

per 1,5% di distorsione e 42 W per il 5% di distorsione.

Questi dati sono meno favorevoli di quelli ottenuti nello stadio sperimentale di fig. 1.

La risposta in frequenza è lineare da 20 Hz a 20 kHz: i punti a -3 dB si trovano rispettivamente a 10 Hz e a 50 kHz.

Tutte le tensioni che figurano sullo schema di fig. 4, sono state misurate in assenza di segnale.

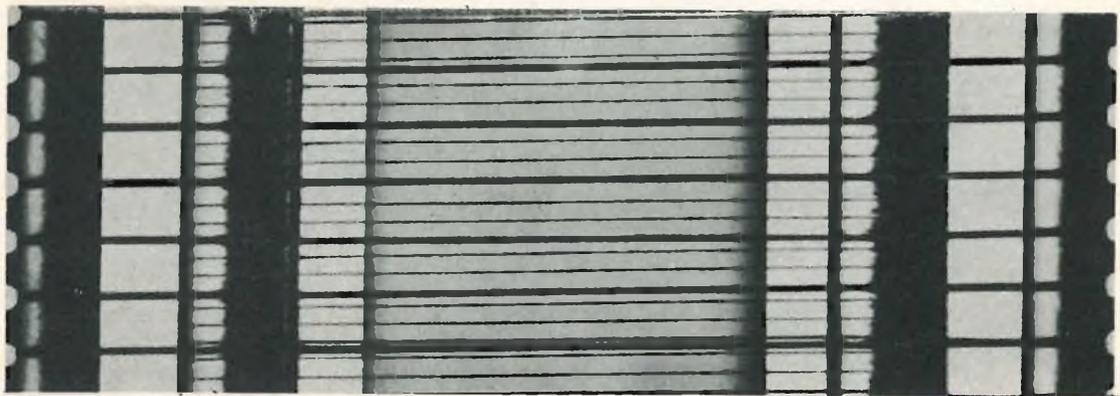


Fig. 7 - Sezione ingrandita della EL 503. Al centro è il catodo. E' visibile la griglia controllo (a quadro) e la griglia schermo le cui spire si trovano nell'ombra che le spire della griglia controllo proiettano sulla superficie interna dell'anodo.

(1,5 k Ω /470 pF) in parallelo alla resistenza anodica della EF 86 contribuisce a ridurre il guadagno dello stadio alle frequenze molto elevate. Il controllo della risposta in frequenza mediante segnali a onde quadre sarà molto utile per determinare i precisi valori richiesti dai vari circuiti di smorzamento a cui abbiamo accennato prima. Questi valori dipendono infatti in gran parte dai dati di progetto del trasformatore finale impiegato.

Risultati delle misure

I risultati di questi controlli sono stati riportati nelle figg. 5 e 6. Fino a 32 W di uscita, la distorsione è intorno all'1%; oltre i 32 W la distorsione armonica cresce a causa degli inevitabili effetti di limitazione dei vari stadi. La distorsione è formata in prevalenza dalla IV e V armonica.

La potenza effettivamente fornita dallo stadio finale è più elevata della potenza di uscita disponibile essendo $P_s = 40,6$ W

Dati caratteristici del pentodo finale EL 503

La EL 503 è un pentodo di potenza con zoccolatura Magnoval. Può fornire una potenza audio di 40 W con 265 Vcc di alimentazione. Possiede l'esecuzione « a quadro » della griglia controllo (fig. 7). Quest'ultima per aumentare la trasconduttanza è formata da dei fili di nichel avvolti parallelamente. La griglia schermo si trova « nell'ombra » della griglia controllo. L'anodo è di nichel munito di un rivestimento speciale che impedisce l'emissione secondaria.

Dati essenziali

Il funzionamento tipico è in push-pull classe AB.

Tensione di alimentazione	265 Vcc
Impedenza anodica	2,4 k Ω
Tensione di pilotaggio	11,5 V _{eff}
Altezza massima della valvola	7,6 cm
La potenza utile è circa 30 W.	

NUOVO

TEST
INSTRUMENTS

Krundaal

NUOVO

GENERATORE DI SEGNALI TV

Strumento tipico per velocità e flessibilità d'impiego

Senza dissaldare e staccare niente, a distanza, da pochi centimetri a 3-4 metri. Necessario in laboratorio, indispensabile nella riparazione a domicilio.

5 funzioni distinte

Controllo e revisione, separatamente della linearità verticale e orizzontale del raster (Simmetria delle barre).

Tutte le normali verifiche del servizio TV: funzione audio e video nelle ore di assenza del segnale RAI, su tutti i canali VHF e UHF.

Apprezzamento della sensibilità in funzione della distanza e della parte attiva dello stilo retrattile.

Ricerca e analisi del guasto nella parte a RF (raster attivo manca il video). Si inserisce il cavo coassiale con terminale a cilindro da innestare sul tubo termoionico, e si procede dallo stadio di MF che precede il diodo riv., in genere il III, e successivamente dal II al I fino allo stadio miscelatore del gruppo. La presenza o no delle barre orizzontali circo-scrive la zona del guasto.

Controllo della sintonia dei singoli trasf. MF, e ripristino nel caso di manomissione grave. Il Generatore TV non sostituisce il complesso Sweep-Marker-Oscilloscopio, ma può dare risultati in pratica del tutto soddisfacenti. Il problema più serio è quello di dosare, stadio per stadio, l'accoppiamento al punto critico e osservare l'intensità delle barre orizzontali in condizioni di luce e di contrasto favorevoli, sulla base delle frequenze fornite dalla Casa costruttrice del TV. Una volta impostata correttamente la risposta, si provvede ad una revisione fine basandosi sulla osservazione del monoscopio. La gamma di frequenza del generatore da 35 a 50 MHz, comprende oltre metà del quadrante.

GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL - DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

Dati tecnici

Funzionamento istantaneo.

Alimentazione a pila a 4,5 volt, pila standard, contenuta in vano stagno, accessibile dall'esterno dal fondo dello strumento. Consumo 4 mA, durata minima 1000 ore.

Oscillatore in fondamentale da 35 a 85 MHz; in armonica tutti i canali VHF - UHF. Micro variabile in aria a curva corretta. Modulazione in ampiezza al 100% da un multivibratore commutabile su due gamme (orizzontali e verticali: 300-400 Hz e 60-100 kHz). Regolazione fine manuale per il sincronismo della frequenza di modulazione. Tre transistori PHILIPS AF116.



Uscita con innesto coassiale a vite per l'antenna a stilo e il cavetto a cilindro; idem separata dal segnale di modulazione per usi esterni (onda quadra). Quadrante tracciato a mano singolarmente per ogni strumento.

PREZZO NETTO AI TECNICI

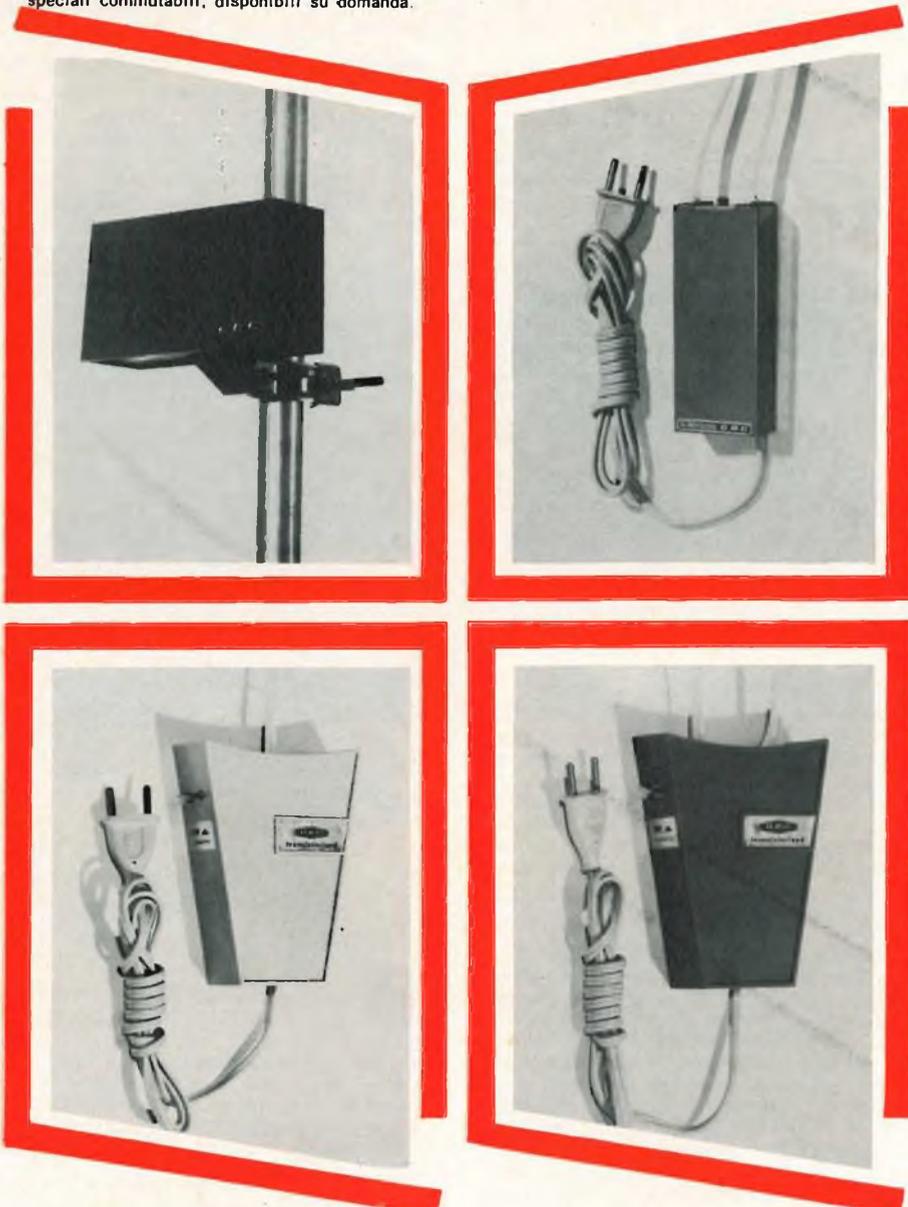
L. 18.500.

*Lo strumento viene fornito completo di pila e borsetta in vinilpelle.

KRUNDAAL - DAVOLI - 43100 PARMA - Via F. Lombardi, 6-8 - Tel. 40.885 - 40.883

Amplificatori da palo o sottotetto completi di alimentatore (220 V)

NA/1090 VHF 18 dB (8 volte) rumore 4,5 dB 1 transistor - NA/1100 UHF 18 dB (8 volte) rumore 7 dB 1 transistor - NA/1070 adatto per la Svizzera canale H 17 dB con mix UHF e mix B.C. - NA/1110 VHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 4,5 dB - NA/1130 UHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 7 dB - NA/1040 amplificatore doppio VHF banda III + UHF. Uscita miscelata - NA/1030 amplificatore doppio VHF banda I + UHF. Uscita miscelata. Nelle richieste specificare sempre il canale. Altri tipi fino a tre canali amplificati o miscelati, tipi intermedi per lunghe discese, tipi speciali commutabili, disponibili su domanda.



Amplificatori retro TV sintonizzabili a 1 transistor 12 dB (4 volte)

NA/1140 Booster VHF banda III
NA/1150 Booster VHF Banda I - NA/1160
Booster FM - NA/1170 Booster UHF (21-37)

Amplificatori retro TV sintonizzabili a 2 transistor 18 dB (7 volte)

NA/1260 Super Booster VHF banda III
NA/1270 Super Booster VHF banda I
NA/1280 Super Booster FM
NA/1250 Super Booster UHF (21-37)

Demix elettronico 2 transistor sintonizzabile 12 dB + 12 dB

NA/1230 Banda I + UHF
NA/1240 Banda III + UHF

Demix elettronico 1 transistor sintonizzabile in UHF 6 dB + 10 dB

NA/1210 Banda III + UHF
NA/1200 Banda I + UHF

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTOR



PRINCIPI GENERALI SULL'AMPLIFICAZIONE B.F. A TRANSISTOR

Parte II

**BASSA
FREQUENZA**

In questa seconda parte dell'articolo riportiamo alcuni esempi, puramente sperimentali, di circuiti preamplificatori, sfasatori e amplificatori di potenza. Questi ultimi sono equipaggiati di stadi finali in classe A o con circuiti push-pull classe B. Abbiamo riportato questi circuiti solamente per dare al lettore un'idea della loro conformazione e della loro semplicità.

Per prima cosa ci occuperemo dei circuiti preamplificatori di tensione generalmente effettuati con resistenze e capacità; i collegamenti tra i due transistor successivi possono essere anche diretti.

In fig. 10 abbiamo riportato un esempio di circuito preamplificatore. I due condensatori C_1 e C_2 rendono i transistor T_1 e T_2 indipendenti dalla alimentazione continua. Collegando il punto X_1 al negativo dell'alimentatore oppure al collettore si può polarizzare la base del transistor T_1 . Effettuando il collegamento sul collettore, si realizza anche una certa stabilizzazione in funzione della temperatura, questa può anche essere migliorata eliminando la resistenza R_1 . Per quanto riguarda il punto X_2 , si hanno le stesse possibilità di collegamento.

Vogliamo far notare che il circuito a transistor si comporta esattamente come un circuito a valvole per ciò che riguarda la frequenza dei segnali da amplificare. Si deve notare che i valori dei condensatori C_1 e C_2 sono molto più alti nei circuiti

a transistor che in quelli a valvole, infatti sono dell'ordine di $10 \mu\text{F}$ invece di 20.000 pF , per il funzionamento alle basse frequenze. Questo particolare cambiamento nei valori dei condensatori è dovuto al fatto che, se vogliamo amplificare correttamente un segnale avente una frequenza f_b come limite inferiore della banda, (per esempio dell'ordine di 25 Hz), si deve rispettare la relazione seguente:

$$f_b = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Dove R è il valore della resistenza globale esistente fra base e massa e C è la capacità di collegamento, rappresentata nel nostro montaggio da C_1 .

Il valore della resistenza R , nei circuiti a valvole, è dell'ordine di $500 \text{ k}\Omega$, in quanto rappresenta la resistenza fra griglia e massa; per i circuiti a transistor invece questa resistenza è molto più bassa, dell'ordine di $1 \text{ k}\Omega$, in quanto è formata dal parallelo delle due resistenze del partitore di tensione formato da R_1 e R_2 e dalla resi-

stenza d'ingresso del transistor (cioè dalla resistenza fra base e massa). Siccome le resistenze sono di valore basso, il condensatore C deve avere un valore elevato se vogliamo ottenere lo stesso prodotto R.C.

Facciamo ora un esempio numerico, supponendo che R abbia un valore di 1 kΩ e la frequenza f_b sia uguale a 25 Hz; dalla formula riportata in precedenza, si ha:

$$C = \frac{1}{2\pi f_b R} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 1000} \approx 7 \mu F$$

Così, tutti i condensatori aventi una capacità superiore al valore calcolato, potranno essere montati nel circuito in esame.

Passiamo ora a vedere il comportamento del circuito alle frequenze elevate; per questo motivo consideriamo il circuito di collegamento fra i transistor T_1 e T_2 composto dai componenti R_3 , C_2 e R_4 .

Si deve tenere anche conto delle seguenti particolarità:

a) La capacità C_p rappresenta la somma di tutte le capacità del circuito, cioè le capacità degli elettrodi e del cablaggio esistente ai capi delle resistenze R_3 e R_4 .

b) La resistenza d'ingresso di T_2 .

c) La frequenza di taglio f_c del transistor T_2 .

Il condensatore C_2 di collegamento avendo un valore elevato, non ha alcuna influenza alle frequenze elevate; e di conseguenza esso non introduce nel segnale alcuna attenuazione. Il condensatore C_p deve avere un valore più basso possibile; la sua capacità è formata dalla capacità di collettore del transistor T_1 , da quella della base di T_2 e dalle varie capacità parassite esistenti nel circuito. La capacità di base è dell'ordine di 200 pF e più mentre le altre due sono dell'ordine di 10 pF o anche meno.

La resistenza che dobbiamo prendere in considerazione è data dal collegamento in parallelo delle resistenze R_3 e R_4 e dalla resistenza di ingresso del transistor T_2 . Questo collegamento dà una resistenza avente un valore di circa 1000Ω. Per ottenere l'esatta amplificazione anche alle

alte frequenze si deve soddisfare anche la seguente relazione:

$$f_A = \frac{1}{2\pi R' C_p}$$

Facciamo un esempio numerico, supponendo di avere i seguenti valori $R' = 1000 \Omega$, $C_p = 200 \text{ pF}$ si avrà:

$$f_A = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} \approx 800 \text{ kHz}$$

Concludendo si può affermare che, anche con dei valori di R' e C_p più elevati, si avrà sempre una buona amplificazione fino a 20 kHz, cioè al di là della frequenza udibile. Ci occuperemo ora della frequenza di taglio f_c . Si deve sapere che nel transistor all'aumentare della frequenza, il guadagno diminuisce; la frequenza di taglio si può definire quella frequenza per la quale il guadagno viene ridotto a 0,707 volte il guadagno massimo. La frequenza di taglio dei transistor di tipo piuttosto vecchio era dell'ordine di 5 kHz, mentre per i transistor di recente fabbricazione è dell'ordine di 100 kHz e anche più; pur trattandosi di transistor di bassa frequenza.

Grazie a questo fatto, si ha che il guadagno alle basse frequenze non viene più ad essere influenzato dalla frequenza di taglio.

COLLEGAMENTI DIRETTI

Prendiamo ora in considerazione il circuito di fig. 10, in esso è possibile eliminare i condensatori di collegamento come per esempio C_2 . Di conseguenza le resistenze R_3 e R_4 possono essere considerate come una sola resistenza, in quanto R_5 viene eliminata. Con questo circuito, la base del transistor T_2 ha lo stesso potenziale del collettore di T_1 . In fig. 11 abbiamo riportato parte di un circuito amplificatore con montaggio a collegamento diretto; il circuito è equipaggiato con due transistor NPN. Il segnale d'ingresso viene trasmesso alla base del transistor T_1 per mezzo del condensatore C_1 ; il transistor è polarizzato per mezzo del partitore di tensione formato dalle resistenze R_1 e R_2 . La resistenza R_2 inserita sul collettore e R_3 inserita sull'emettitore agiscono da stabilizzatrici della temperatura.

Essendo i transistor di tipo NPN, i collettori sono collegati al polo positivo dell'alimentatore attraverso la resistenza R_4 . Il collettore T_1 è collegato direttamente alla base di T_2 , di conseguenza questa si trova a una tensione E_1 positiva rispetto

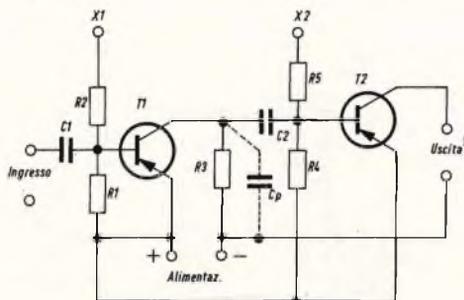


Fig. 10 - Esempio di circuito preamplificatore.

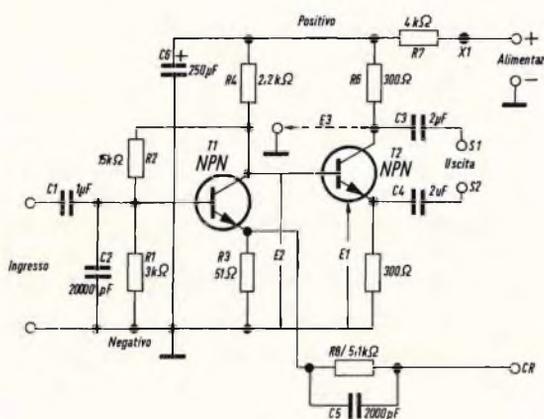


Fig. 11 - Circuito sfasatore da applicare a un amplificatore.

a massa. Dobbiamo notare che per un esatto funzionamento del transistor T_2 si deve rispettare la condizione seguente: $E_c > E_b > E_e$; queste tensioni rappresentano rispettivamente le tensioni di collettore, di base e di emettitore del transistor T_2 .

Inoltre si deve fare in modo che la base sia polarizzata in modo esatto, questo si può attuare scegliendo dei valori appropriati ai valori delle resistenze da R_1 a R_6 . Dobbiamo far notare che la resistenza R_6 è di valore basso, circa 300Ω ; questo è necessario perché il collettore del transistor

T_2 abbia una tensione molto maggiore di quella di base. In questo circuito di tipo particolare, il punto di funzionamento di un transistor dipende direttamente da quello dell'altro transistor e di conseguenza si deve avere molta cura nel progetto del circuito di stabilizzazione.

CIRCUITO SFASATORE

In fig. 11 abbiamo riportato lo stadio sfasatore o invertitore formato dal transistor T_2 . Come si può notare, esso è molto simile allo stadio sfasatore catodico a valvole. Il collettore e l'emettitore del transistor T_2 sono stati utilizzati per ottenere i due segnali in opposizione di fase in uscita. Perché i due segnali opposti d'uscita abbiano la stessa ampiezza, le due resistenze R_5 e R_6 devono avere lo stesso valore, nel nostro caso circa 300Ω . I condensatori C_3 e C_4 portano i segnali sfasati allo stadio successivo equipaggiato di due transistor collegati in modo simmetrico.

Il transistor T_2 può essere considerato montato ad emettitore comune, di conseguenza la tensione del segnale applicata ai capi della resistenza R_6 è in opposizione di fase rispetto alla tensione applicata alla base. In effetti quando la tensione della base aumenta, anche la corrente di collettore aumenta mentre la tensione diminuisce.

Il segnale d'ingresso del transistor T_2 è applicato alla base mentre l'uscita S_2 è sull'emettitore. Come si può notare, la tensione del segnale su S_2 è in fase con la tensione sulla base mentre è in opposizione di fase rispetto alla tensione sul collettore S_1 . Di conseguenza si avrà che, quando la tensione di base aumenta, anche la corrente di emettitore aumenta mentre l'emettitore diventa più positivo.

MONTAGGIO A COLLETTORE COMUNE

Il montaggio a collettore comune può essere impiegato quando non sia richiesto l'effetto dello sfasamento. Questo particolare tipo di montaggio presenta all'ingresso, sull'elettrodo di base, una impedenza di valore elevato, per esempio dell'ordine di $100 \text{ k}\Omega$ e anche più, mentre in uscita sull'emettitore presenta una impe-

denza bassa, dell'ordine di 10 kΩ o meno. Si deve ricordare che questo circuito non amplifica in tensione in quanto all'uscita si avrà una tensione inferiore a quella d'ingresso. In fig. 12 abbiamo riportato un esempio di amplificatore per pick-up piezoelettrico a cristallo o ceramico, equipag-

montato con un circuito d'ingresso ad alta impedenza; per questo si è utilizzato il transistor T₁. Questo transistor, di tipo PNP, ha il collettore collegato direttamente al polo negativo dell'alimentatore, come si può vedere il negativo rappresenta anche la massa del circuito.

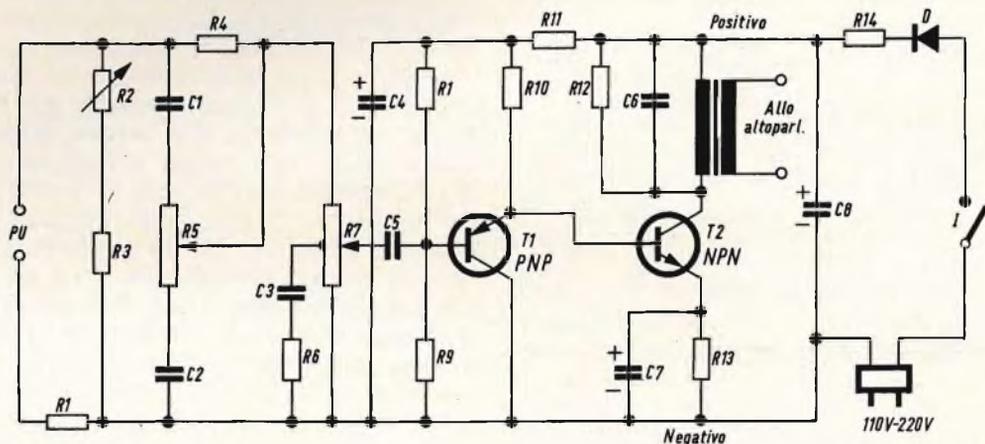


Fig. 12 - Esempio di amplificatore con stadio finale in classe A.

giato di due transistor. Il primo (T₁) posto all'ingresso, è montato a collettore comune e il secondo (T₂) all'uscita è montato ad emettitore comune.

Siccome il pick-up piezoelettrico presenta una impedenza elevata, per ottenere il miglior rendimento, esso deve essere

L'uscita del transistor T₁ posta sull'emettitore comprende anche la resistenza di carico R₁₀. L'emettitore di T₁ è collegato direttamente alla base di T₂, questo costituisce un esempio di montaggio a collegamento diretto.

Il primario del trasformatore d'uscita è collegato fra il collettore e il polo positivo

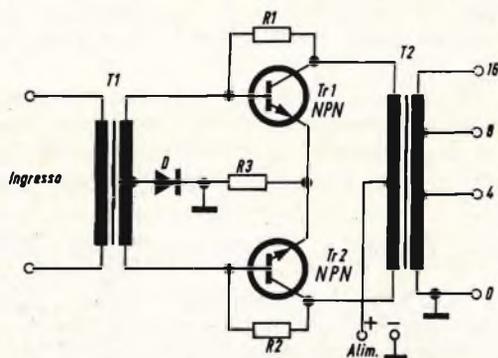


Fig. 13 - Esempio di circuito push-pull classe B con trasformatore d'uscita.

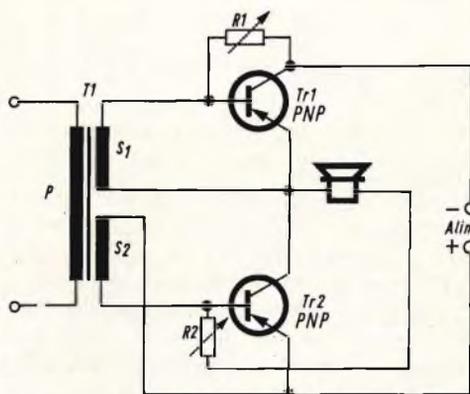


Fig. 14 - Esempio di circuito push-pull classe B senza trasformatore d'uscita.

dell'alimentatore, il secondario invece è collegato alla bobina mobile dell'altoparlante. Come si può vedere sulla figura, all'ingresso del circuito vi sono tre potenziometri di regolazione; essi servono per la regolazione dei suoni bassi (R_2), per quella dei suoni acuti (R_5) e per la regolazione del volume (R_7). Il circuito amplificatore raffigurato, può dare in uscita una potenza di 1W con un segnale d'ingresso di 600 mV; esso è adatto, per la sua sensibilità ad essere collegato a rivelatori AM o FM. Per la realizzazione di questo circuito sono stati impiegati dei semiconduttori della RCA e cioè: $T_1 = 2N2614$, $T_2 = 40264$, e il diodo 1N3756. L'alimentazione è presa direttamente dalla rete, ma a 110 - 120 V, raddrizzandola con il diodo e filtrandola con il circuito formato da $R_{14} - C_8 - R_{11} - C_4$.

PRINCIPI DI AMPLIFICAZIONE DI POTENZA

Anche per i circuiti a transistor si può parlare di stadi finali di potenza come nel caso dei circuiti a valvole. Si possono così avere le due classi di funzionamento A e B, per la prima il circuito può essere semplice o push-pull mentre per la seconda si avrà solo il circuito push-pull.

Per quanto riguarda i circuiti a transistor, sono possibili numerose possibilità di montaggio; infatti si può avere per esempio, un circuito sfasatore equipaggiato di trasformatore oppure con transistor complementari; per quanto riguarda lo stadio finale si possono avere ancora maggiori possibilità di scelta in quanto si possono usare transistor dello stesso tipo (2 - NPN o 2 - PNP) o di tipo diverso (PNP - NPN).

STADIO FINALE IN CLASSE A CON UN TRANSISTOR

In fig. 12 abbiamo riportato un esempio di circuito raffigurante uno stadio finale in classe A equipaggiato di un solo transistor.

Il punto di funzionamento di questo transistor viene scelto sulle nuove caratteristiche I_C/V_{CE} nella regione Y (per questo rimandiamo alla fig. 5 apparsa sul numero scorso della rivista) e permette

così di limitare il funzionamento del transistor a delle potenze di dissipazione che non superano il valore massimo ammissibile. Si deve tener conto che la tensione di alimentazione deve essere circa la metà della tensione massima indicata dal fabbricante. Il rendimento è quasi sempre inferiore al 50%; i due transistor sono conduttori per tutta la durata di un periodo. Il pilotaggio dello stadio finale può essere effettuato anche per mezzo di un trasformatore.

Il circuito push-pull in classe A è derivato dal circuito a un solo transistor, collegando i due transistor in modo simmetrico come si fa con le valvole. Lo stadio d'ingresso comprende un circuito sfasatore oppure un trasformatore munito di una presa centrale sul secondario.

CIRCUITO PUSH-PULL IN CLASSE B

In fig. 13 è riportato un esempio di circuito push-pull in classe B; lo sfasamento è attuato con un trasformatore T_1 .

Lo stadio finale è equipaggiato di due transistor uguali T_1 e T_2 di tipo NPN e di un trasformatore munito di presa centrale sul primario. Gli emettitori dei transistor sono polarizzati per mezzo della resistenza R_3 , mentre le basi sono polarizzate dalle resistenze R_1 e R_2 , queste oltre alla polarizzazione agiscono come circuito di compensazione della temperatura e come circuito di controreazione. Oltre a queste, anche il diodo agisce sulla compensazione della temperatura.

Il circuito riportato in fig. 13 può dare una potenza di 50 W modulati, con i seguenti componenti: $R_1 = R_2 = 35\Omega$, 10 W; $R_3 = 0,1\Omega$, 10 W; $T_1 = T_2 = 40325$; $D = 1N1199A$. L'alimentazione del circuito deve essere di 14,5 V, 8 A; con questi valori la distorsione è del 10% a 50 W, del 4% a 40 W e dell'1,5% a 10 W modulati. Nei circuiti finali in classe B, i punti di funzionamento sono scelti in modo che durante una alternanza, conduca un solo transistor mentre l'altro è bloccato e nell'alternanza seguente, si ha invece il contrario.

In fig. 14 si può vedere un montaggio di questo genere, si deve notare che questo circuito è molto usato attualmente per-

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

Richiedete Listino a:
SICTE - C.P. 52 - Pavia

chè si può eliminare l'impiego del trasformatore di uscita. Analogamente si può eliminare il trasformatore d'ingresso utilizzando al suo posto un circuito sfasatore.

Per quanto riguarda l'alimentazione in continua, i transistor T_1 e T_2 si possono considerare collegati in serie in quanto il collettore di T_2 è collegato all'emettitore di T_1 ; di conseguenza l'alimentazione deve avere un valore doppio della tensione adatta a un solo transistor. Rispetto all'alimentazione in alternata, i due transistor si possono considerare collegati in parallelo e lavorano sul carico di uscita rappresentato dalla bobina mobile dell'altoparlante. Il punto di funzionamento dei due transistor viene regolato per mezzo dei potenziometri R_1 e R_2 .

(Da « Le Haut - Parleur » 6704)

COMPONENTI DELLO SCHEMA DI FIG. 12

Tutti i resistori sono da 0,5 W

- $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 3 \text{ M}\Omega$, potenziometro
- $R_3 = 68 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 330 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$, potenziometro
- $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 2 \text{ M}\Omega$, potenziometro con presa centrale
- $R_8 = 180 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 68 \text{ k}\Omega$
- $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 33 \text{ k}\Omega$
- $R_{12} = \text{VDR} - \text{E299DD} - \text{P340}$
- $R_{13} = 220 \Omega$
- $R_{14} = 250 \Omega - 3 \text{ W}$

CONDENSATORI

- $C_1 = 1200 \text{ pF}$
- $C_2 = 1200 \text{ pF}$
- $C_3 = 5000 \text{ pF}$
- $C_4 = 100 \text{ pF} - 25 \text{ V}$
- $C_5 = 0,1 \mu\text{F}$
- $C_6 = 10.000 \text{ pF}$
- $C_7 = 250 \mu\text{F} - 12 \text{ V}$
- $C_8 = 50 \mu\text{F} - 150 \text{ V}$

TRASFORMATORE

- Primario: 2500 Ω
- Secondario: 2 Ω (il valore dipende dall'altoparlante usato)
- Potenza: 1 W

REGISTRATORE CON CIRCUITO INTEGRATO TAA 310*

REGISTRAZIONE

Vengono presentati i risultati sperimentali ottenuti con un registratore nel quale è stato impiegato il circuito integrato Philips TAA 310. Le testine adottate sono del tipo per musicassette e la velocità di scorrimento del nastro è 4,75 cm/s. Nella valutazione delle prestazioni riportate in fondo all'articolo si dovrà ovviamente tenere presente sia la limitata velocità del nastro che la potenza dell'amplificatore impiegato, le quali sono peraltro adatte ad un registratore portatile. Il microfono di tipo magnetico è indispensabile perché l'impedenza d'ingresso è dell'ordine di 20 k Ω .

Lo scopo di quest'indagine è di realizzare un circuito adatto ad un registratore di piccole dimensioni e previsto per la riproduzione delle « musicassette ».

La preamplificazione con compensazione viene affidata al circuito integrato TAA 310 (fig. 1). Il controllo di volume così com'è stato realizzato permette di controllare un segnale d'ingresso per circa 70 dB; per questo motivo esso è utilizzabile sia in registrazione che per l'ascolto. Il vantaggio di tale soluzione è principalmente quello di agire sul guadagno del primo transistor (nel TAA 310) tramite una reazione negativa, riducendo così, con il guadagno, anche il rumore. In uscita due reti di reazione selettive provvedono a compensare la registrazione e l'ascolto, quest'ultimo secondo le norme I.E.C. (per velocità 4,75 cm/s corrisponde alla DIN

45513) con una variante per le frequenze alte, la quale risulta evidente dal procedimento seguente:

1) leggendo il nastro campione inciso secondo la norma succitata con la sola testina PHOTOVOX DF 1 A/197, se ne ricava una tensione in funzione della frequenza il cui andamento corrisponde a quello della curva rappresentata in fig. 2. È chiaro quindi che per ottenere una risposta lineare dalle « musicassette » incise secondo tale norma è indispensabile ricavare dal preamplificatore, mediante una rete di reazione selettiva, un andamento del guadagno in funzione della frequenza, che sia complementare di quello rappresentato in fig. 2 (vedi fig. 3).

2) In registrazione la compensazione deve avere un valore tale da ottenere, in ascolto, una banda passante più ampia possibile compatibilmente con il rumore che ne deriva e la classe dell'apparecchio (fig. 4).

R.G. - Laboratorio L.A.E. PHILIPS

L'amplificatore finale, che in ascolto funziona come tale, viene opportunamente commutato in registrazione inserendo una reazione positiva tale da portarlo ad oscillare. La frequenza viene determinata dall'induttanza della testina di cancellazione

AC 187/188 pilotati da un transistor al silicio BC 148-b. Su un carico di 8Ω può erogare una potenza di $0,6 \text{ W}$ con distorsione di circa 6% a 1 kHz . Per questa potenza la tensione in base del BC 148 (con $1,8 \text{ k}\Omega$ in serie) è di $0,25 \text{ V}$. Questa tensione è do-

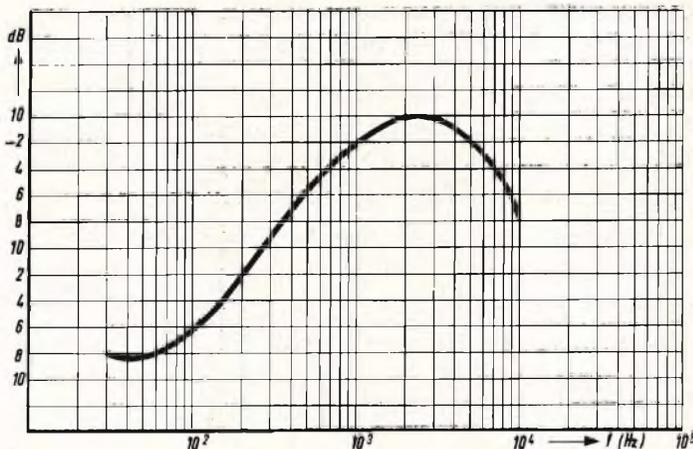


Fig. 2 - Curva della lettura del nastro standard con testina Photovox DF 1 A/197.

(PHOTOVOX CM 1 A/103) e dalle capacità poste in parallelo.

La corrente di incisione viene letta da uno strumento preceduto da un transistor

vrà essere fornita ovviamente dal preamplificatore TAA 310 il quale, valutando le caratteristiche della testina di ascolto, dovrà guadagnare circa 68 dB a 1 kHz ($0,1 \text{ mV}$ d'ingresso per 250 mV d'uscita).

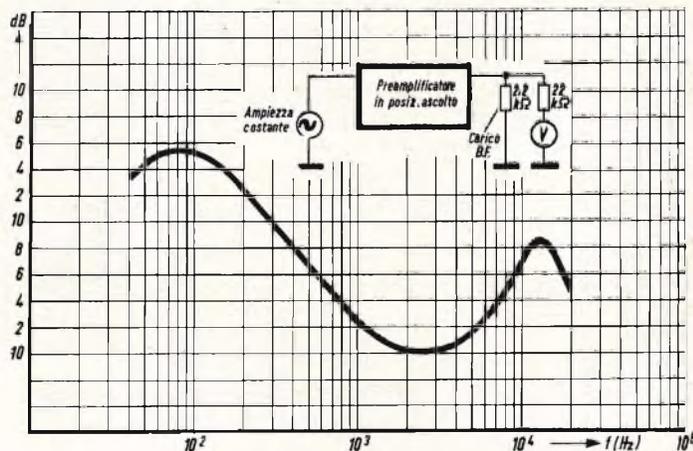


Fig. 3 - Andamento del guadagno in funzione della frequenza.

BC 148. In posizione ascolto tale strumento indica lo stato di carica delle batterie.

Ascolto

L'amplificatore di potenza è costituito da una coppia di transistor complementari

L'andamento del guadagno in funzione della frequenza è riportato nella fig. 3.

L'impedenza d'ingresso è dell'ordine di $20 \text{ k}\Omega$, più che sufficiente per la testina adottata, la quale presenta un'induttanza, in ascolto, di 50 mH .

Registrazione

In registrazione la testina impiegata è provvista di presa centrale, cui corrisponde una induttanza di 15 mH. Essendo l'impedenza molto bassa, è evidente che la corrente di incisione dovrà essere più elevata, ma questo non rappresenta una difficoltà di fronte ai vantaggi che offre tale sistema di costruzione. Infatti poiché l'impedenza della testina aumenta con l'aumentare della frequenza, per mantenere la corrente costante è necessario un generatore di corrente, quindi è necessaria una resistenza in serie (2200 Ω) la quale dovrà essere tanto più elevata quanto più alta è l'induttanza della testina (fig. 4a).

È evidente che anche la tensione V_i dovrà essere più elevata, con il pericolo di avvicinarsi sempre più alla tensione massima fornibile dal preamplificatore, che nel nostro caso è di circa 1,5 V_{eff} mentre quella richiesta per ottenere 200 μA (corrente max) nella testina è 0,45 V (con $R = 2200 \Omega$).

Il guadagno ritenuto sufficiente per un microfono magnetico con impedenza non superiore a 500 Ω , è di 67 dB a 1 kHz (0,2 mV d'ingresso per 450 mV di uscita). È possibile, tramite un partitore resistivo, avere un altro ingresso per tensione più elevata (20 mV) onde, avere la possibilità di incidere col segnale prelevato da un ricevitore radio o, da altre sorgenti equivalenti.

L'indicatore del livello di incisione è costituito da uno strumento con sensibilità di 200 μA fondo scala, preceduto da un transistor (BC 148-b). Con questo transistor a guadagno minimo viene garantito il raggiungimento del fondo scala dello strumento per la corrente di incisione massima (200 μA). Per una maggior precisione è consigliabile regolare ogni volta un trimmer posto in parallelo allo strumento (tratteggiato in fig. 1).

L'oscillatore, il quale viene ricavato dall'amplificatore di potenza, viene sintonizzato su una frequenza di 55 kHz. La tensione per la cancellazione che si viene a creare ai capi della testina di cancellazione è di 7,5 V_{eff} . Con questa tensione il costruttore assicura una attenuazione, di

un segnale a 400 Hz registrato al 100%, di 65 dB.

Caratteristiche delle testine

Registrazione-Ascolto:

PHOTOVOX DF 1 A/197

L	=	50 mH in ascolto 15 mH in registrazione
R	=	58 Ω
$I_{premag.}$	=	1,35 mA a 55 kHz
$I_{B.F. (max)}$	=	200 μA
Traferro	=	3 μ

Cancellazione: PHOTOVOX CM 1 A/103

L	=	55 μH
$Z_{(55 kHz)}$	=	15 Ω
R	=	0,3 Ω
Traferro	=	0,3 mm

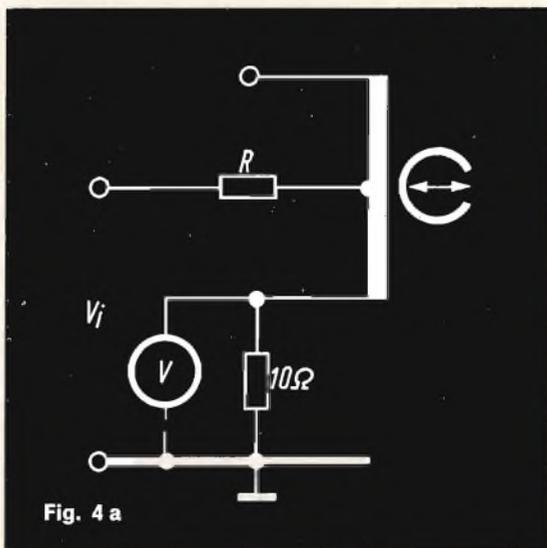


Fig. 4 a

Potenza dissipata nei semiconduttori

Sia il circuito integrato TAA 310 che i due transistor BC 148 non richiedono alcun dissipatore, mentre la coppia di AC 187-188 va fissata tramite una aletta tipo 56226 ad un dissipatore in alluminio di circa 15 cm^2 (spessore 1,5 mm). In queste condizioni il funzionamento dell'apparecchio risulta termicamente stabile almeno fino ad una temperatura ambiente di 45 $^{\circ}C$.



presenta:

Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.

NUOVO VTVM 1001



Resistenza d'ingresso
22 MΩ cc - 1 MΩ ca

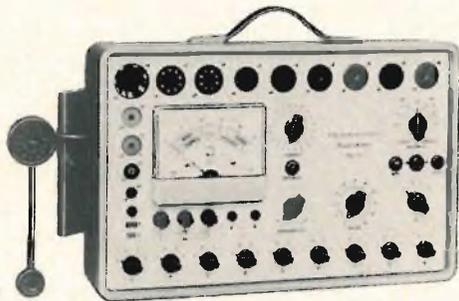
ACCESSORI SUPPLEMENTARI:

Puntale per alta tensione mod. AT-1001 per misure fino a 30 KVcc. Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ. Fattore di moltiplicazione 100.
Portate: 190 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax).

**Puntale alta tensione
AT-1001**



Provavalvole e provatransistori 891



Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.
AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz \pm 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp; sensibilità 30 mV efficaci/cm.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz \pm 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.

ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 KHz in 6 gamme con generatore interno.

SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.

COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.

TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

VALVOLE e SEMICONDUTTORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.

COSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.

QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a celloso; vite esterna per la correzione dello zero. Piastrina « Cristallo » gran luce in melacrilato.

STRUMENTO Cl. 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.

CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.

VOLTMETRO ELETTRONICO in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione \pm 2,5%.

VOLTMETRO ELETTRONICO in ca.: resistenza d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz \pm dB; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione \pm 3,5%.

OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione \pm 2,5%.

CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.

COMPONENTI di prima qualità; resistenza a tirato Rosenthal con precisione del \pm 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.

VALVOLE e SEMICONDUTTORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 166 n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.

COSTRUZIONE semiprofessionale.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc, con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

PRESTAZIONI:

V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Output in dB	7 portate	da -20 a +65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 - 1000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5000 μF - 0,5 F

Sonda per radiofrequenza mod. RF-1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

**Sonda radio frequenza
RF-1001**



SEZIONE PROVAVALVOLE

SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso g 4650.

STRUMENTO Cl. 1,5, 1 mA, 50 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

EMISSIONE: la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.

CORTOCIRCUITI e dispersioni rivelati da lampada al neon.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

VALVOLE: americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le valvole Decal, Magnoval, Nuvistor, cinescopi TV dei tipi a 90° e 110°.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 V a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

SEZIONE PROVATRANSISTORI

Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.

Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.

Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni, interruzioni e guadagno di corrente β.

Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.



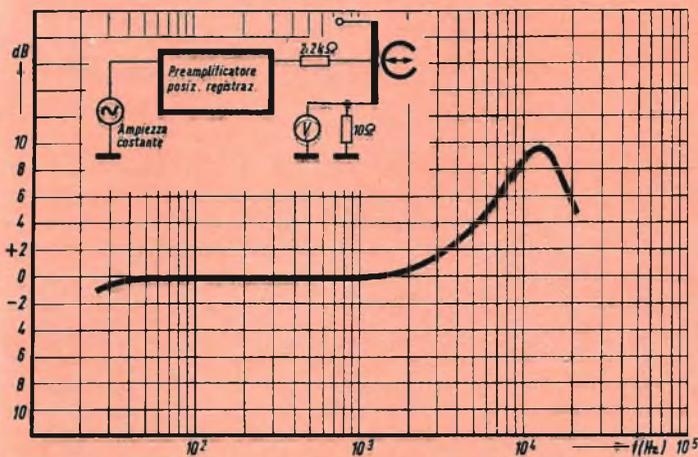


Fig. 4 - Compensazione delle alte frequenze in registrazione.

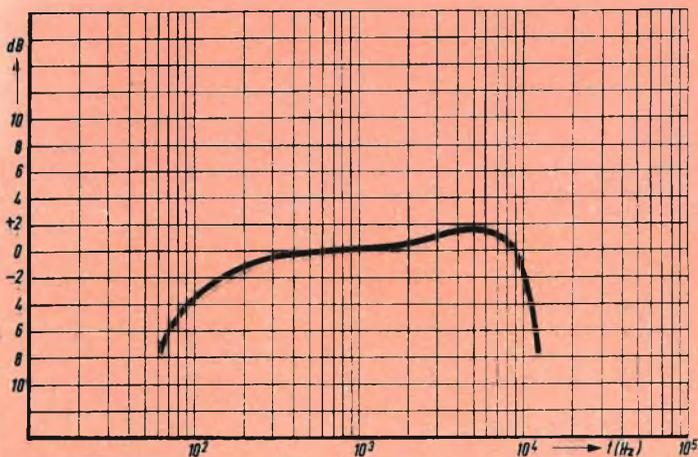


Fig. 5 - Risposta completa di registrazione ascolto.

ALCUNE CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Amplificatore di potenza

- Potenza d'uscita con $d = 6\%$ a 1 kHz $\approx 0,6 \text{ W}$
- Carico d'uscita $= 8 \Omega$
- Tensione d'ingresso (per 0,6 W) $= 250 \text{ mV}$
- Impedenza d'ingresso $\approx 2200 \Omega$

- Distorsione a 1 kHz $\left. \begin{array}{l} 0,6 \text{ W} \approx 6\% \\ 0,3 \text{ W} \approx 0,5\% \end{array} \right\}$

- Banda passante a -1 dB 100-20.000 Hz

- Assorbimento totale $P_{\text{umax}} = 130 \text{ mA}$
(compreso preampl.) $P_{\text{uo}} = 13 \text{ mA}$

Preamplificatore ascolto

- Tensione in ingresso a 1 kHz per 250 mV di uscita $\approx 0,1 \text{ mV}$

- Massima tens. possibile di uscita (prima della saturazione) $\approx 1,5 \text{ V}$
- Impedenza d'ingresso $\approx 20 \text{ k}\Omega$

- Impedenza d'ingresso radio $\approx 50 \text{ k}\Omega$
- Frequenza dell'oscillatore per la cancellazione e premagnetizzazione = 55 kHz
- Assorbimento totale = 80 mA

Preamplificatore in registrazione

- Tensione in ingresso micro a 1 kHz per $200 \mu\text{A}$ nella testina $\approx 0,2 \text{ mV}$
- Tensione in ingresso radio a 1 kHz per $200 \mu\text{A}$ nella testina $\approx 20 \text{ mV}$
- Dinamica del controllo di volume $\approx 70 \text{ dB}$
- Impedenza d'ingresso microfono $\approx 20 \text{ k}\Omega$

In fig. 5 viene riportata la risposta completa di registrazione/ascolto così ricavata:

1) registrazione effettuata con una corrente nella testina a -10 dB dal livello max di $200 \mu\text{A}$;

2) ascolto e registrazione effettuati con il controllo di volume a livello di -20 dB dalla posizione max.

Negli ultimi anni si è parlato spesso dell'uso di ultrasuoni per lo studio di tutte le parti del corpo umano; questa tecnica viene continuamente perfezionata ed ora si è giunti, in molti ospedali, ad effettuare riprese ultrasoniche televisive e fotografiche degli organi interni, delle braccia e delle gambe. La generazione dell'immagine, simile ad una a raggi X, è basata sulle diverse caratteristiche di assorbimento dei tessuti biologici per segnali sonori di $3,5 \text{ MHz}$; infatti possono essere chiaramente distinti: ossa, vene, tendini e muscoli.

Inoltre è stato realizzato anche un sistema di visione televisiva a colori: i differenti tipi di tessuti appaiono in colori distinti, anche se questi non sono necessariamente uguali a quelli reali; le vene e le arterie possono apparire blu, le ossa verdi, i muscoli arancioni. Il tutto genera comunque un quadro estremamente nitido nel quale ogni tipo di tessuto è identificato da un colore. Il nuovo sistema permette quindi indagini dal vivo veramente interessanti per la diagnostica. Esso può anche essere usato per l'ispezione non distruttiva di strutture metalliche, saldature e connessioni. Il prossimo passo potrebbe essere la messa a punto di un meccanismo per la conversione dei colori che verrebbero a riprodurre quelli reali con un effetto veramente sensazionale.

I dipartimenti di polizia di molte città americane, fra cui New York e Los Angeles, stanno studiando sistemi per localizzare automaticamente ed istantaneamente ogni auto di pattuglia.

Uno di questi sistemi è costituito da numerose cassette, disposte nei punti strategici della rete stradale urbana, le quali intercettano i segnali a radio frequenza emessi, al loro passaggio, dalle auto della polizia. La centrale riceve queste informazioni che appaiono automaticamente su una apposita mappa.

Un altro sistema prevede l'installazione a bordo di ogni auto di uno speciale trasmettitore il quale viene interrogato da un sistema di radar di ricerca. Il tempo che intercorre tra i segnali trasmessi e ricevuti da due o più stazioni e dal trasmettitore dell'auto permette di fissare la posizione dell'auto stessa.

Ogni sistema presenta vantaggi e inconvenienti, che dipendono soprattutto dalle condizioni locali come il terreno, l'altezza degli edifici, la posizione delle cassette di rilevamento, ecc. Tra i vantaggi principali c'è la possibilità di ricevere segnali di emergenza degli autobus e dei taxi.

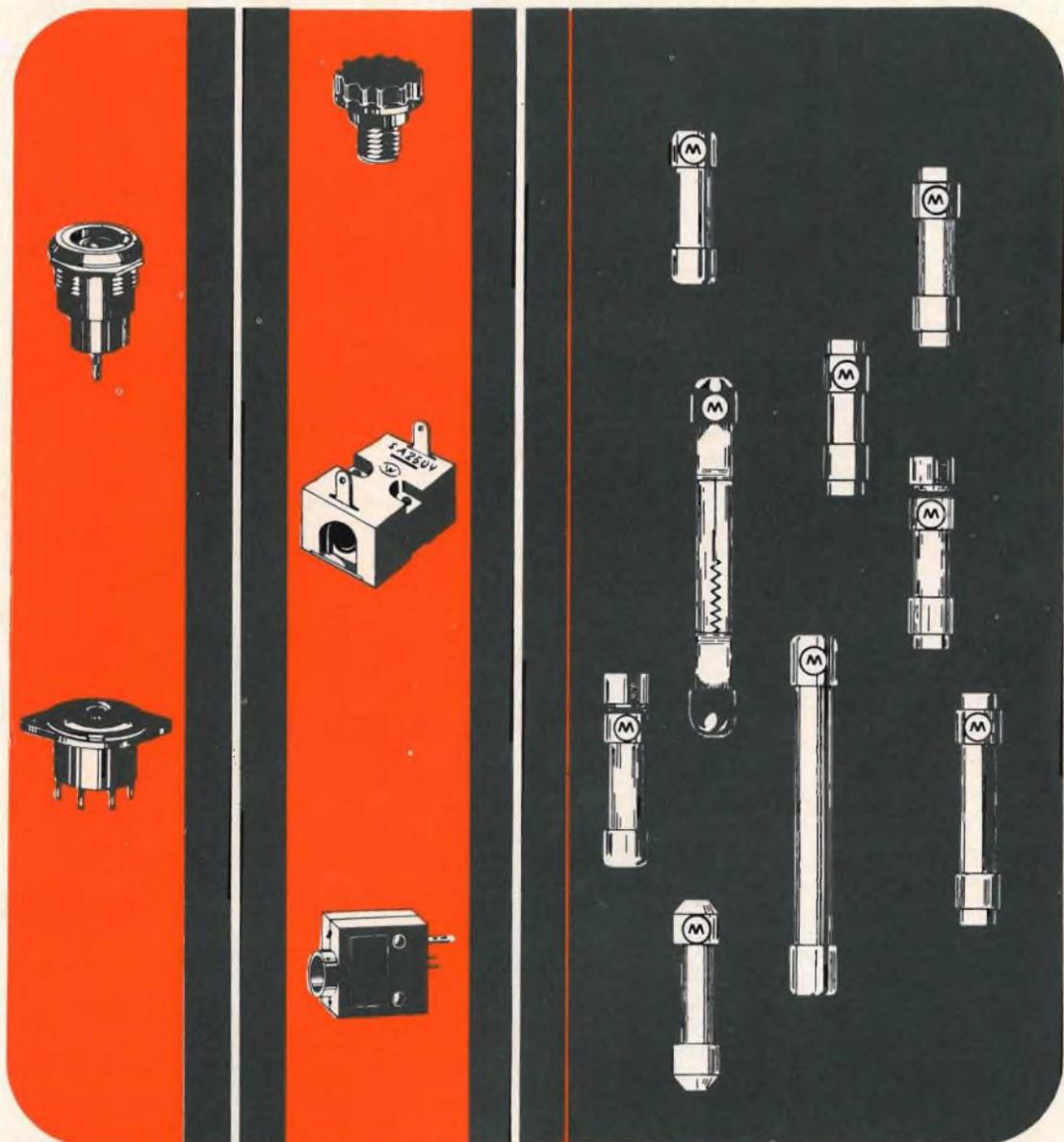


FUSIBILI

WICKMANN

E

LITTLEFUSE



Distributed by G.B.C. electronic components

REGISTRAZIONE E RIPRODUZIONE

REGISTRAZIONE

Riportiamo in questo articolo alcuni cenni di principio sulla teoria dei processi magnetici che interessano la registrazione e la riproduzione del nastro magnetico.

Ci occuperemo in particolare della magnetizzazione, della cancellazione, della registrazione, della riproduzione e quindi delle perdite dovute alle diverse lunghezze d'onda.

La magnetizzazione

Tutto il materiale magnetico è costituito da elementi magnetici, la cui magnetizzazione può assumere il senso di un campo magnetico esterno. Questi elementi sono disposti in modo qualsiasi in un materiale non magnetizzato e questa situazione è mantenuta grazie all'attrazione reciproca dei poli nord e sud (figura 1).

Quando si applica un campo magnetico esterno, per esempio in seguito al passaggio di una corrente in una bobina che circonda il materiale magnetico (generalmente un nucleo di ferro), questo campo sarà in grado per dei valori bassi (corrente debole) di modificare leggermente la situazione d'equilibrio degli elementi magnetici. La situazione d'equilibrio viene ristabilita quando manca la corrente, esattamente come quando si lascia una molla tesa. Anzitutto, quando il campo esterno supera un certo valore di soglia, alcuni magneti elementari (offrono metà

resistenza) si orientano in modo permanente. A misura che l'intensità di campo aumenta, si manifesta questo inconveniente. La magnetizzazione cresce in modo lineare con il campo esterno, fino a che tutti i magneti elementari siano orientati. A questo punto, la magnetizzazione non può più aumentare e si raggiunge la saturazione (vedere la fig. 2).

Se la corrente viene tolta, la magnetizzazione non ritorna più a zero, ma nel materiale sussisterà un magnetismo permanente, perchè i magneti elementari sono rimasti orientati.

La magnetizzazione permanente dipende dal valore maggiore raggiunto dal campo esterno ed è massimo quando il materiale è portato alla saturazione. Si può anche dire che la magnetizzazione permanente è quasi proporzionale alla differenza fra il valore di picco della corrente e il valore di soglia. Questo ha molta importanza durante la registrazione.

Se il campo esterno è provocato da una corrente alternata che attraversa la bobina, questo campo varia fra un valore estremo in un senso e lo stesso valore in senso opposto. Il materiale magnetico percorre dunque in permanenza, con una corrente abbastanza intensa, tutte le po-

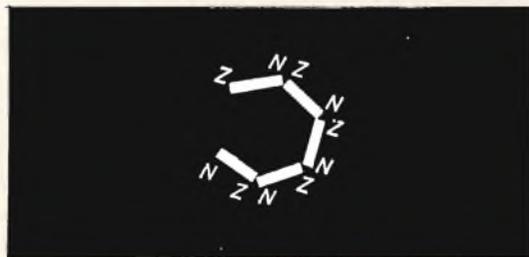


Fig. 1 - Disposizione delle zone magnetiche.

sizioni fra le saturazioni estreme; se noi rappresentiamo graficamente questo ciclo, si ottiene un ciclo detto di isteresi (fig. 3).

La curva di isteresi non è interamente percorsa che da un campo alternato sufficientemente potente che è in grado di

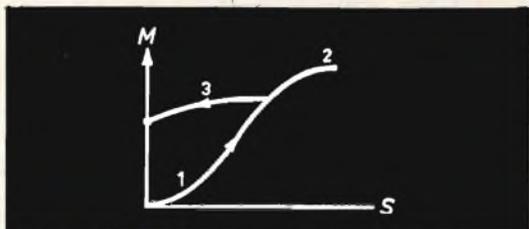


Fig. 2 - Rapporto fra la magnetizzazione (M) e l'aumento della corrente (S). 1 = valore di soglia; 2 = saturazione. Se nel frattempo si interrompe la corrente, la magnetizzazione prende l'andamento della curva 3.

raggiungere la saturazione nei due sensi. Per quanto riguarda il materiale il campo diminuisce allora progressivamente con la ampiezza della corrente alternata, fino a che diventa nulla e in questo caso il materiale resta magneticamente neutro indipendentemente dalla condizione precedente (cancellazione).

Infatti, il materiale è allora percorso da un numero elevato di curve d'isteresi, di

importanza decrescente, condizione questa indicata schematicamente nella figura.

La cancellazione

Per la cancellazione, il nastro si svolge davanti alla testina di cancellazione con

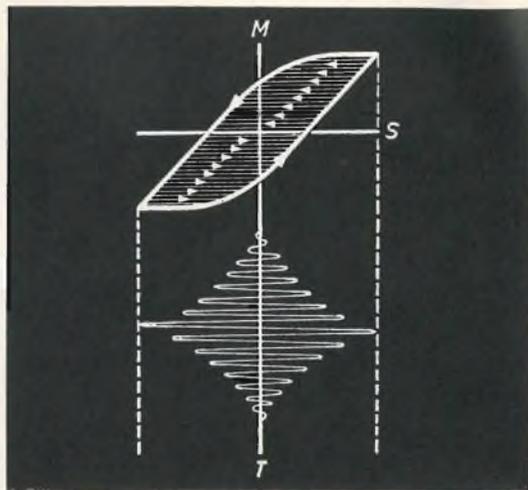


Fig. 3 - Ciclo d'isteresi. L'evoluzione della corrente provoca una magnetizzazione in cui i sensi cambiano alternativamente. S = corrente; T = tempi; M = magnetizzazione.

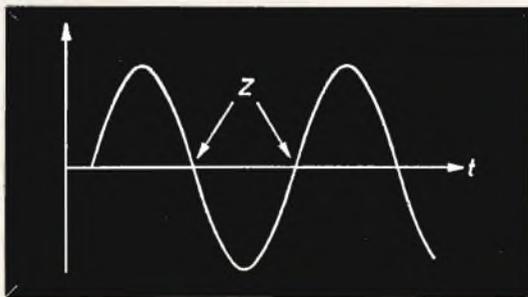


Fig. 4 - Evoluzione della corrente. Z indica i passaggi a zero.

traferro, questa testina è eccitata da una corrente di alta frequenza. Una parte determinata dal nastro percorre, all'avvicinarsi del traferro, un campo alternato di ampiezza crescente, che resta costante al passaggio del traferro e diminuisce dopo aver superato quest'ultimo per ritornare a zero. Il ciclo si svolge come è mostrato in fig. 3. Se l'intensità massima del campo trovato aumenta fino alla saturazione, tutti i segnali precedenti sono cancellati e

il nastro è di nuovo magnetizzato. Se l'intensità del campo di cancellazione è troppo bassa, un segnale forte registrato in precedenza non verrà cancellato. In registrazione, gli elementi difficilmente orientabili saranno allora registrati. Durante la cancellazione, l'intensità del campo di can-

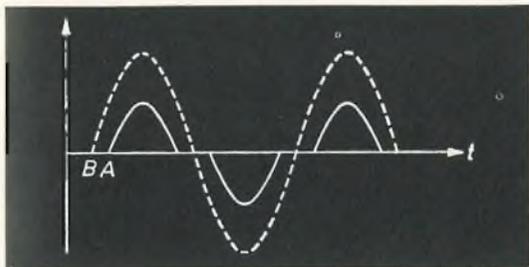


Fig. 5 - Magnetizzazione del nastro in seguito alla correnza.

A = quando non si ha alcuna premagnetizzazione; B = con premagnetizzazione.

cellazione non può essere sufficiente per «disorientare» di nuovo questi elementi.

La registrazione

Il nastro si svolge quindi davanti alla testina di registrazione. Questa presenta un piccolo traferro eccitato da una bobina percorsa da una certa corrente.

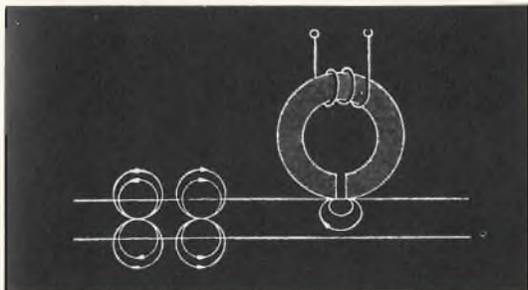


Fig. 6 - Concentrazione delle linee di forza attraverso la testina durante la riproduzione.

Supponiamo provvisoriamente che questa corrente sia unicamente proporzionale al segnale sonoro. Una parte determinata del nastro attraversa, all'avvicinarsi del traferro, un campo magnetico crescente. Il campo resta costante durante il passaggio, poi diminuisce. Il tempo durante il

quale una particella è sottomessa al campo è così breve che si può trascurare la variazione del segnale sonoro (corrente alternata).

In ogni punto del nastro è poi fissata una certa magnetizzazione dipendente dal

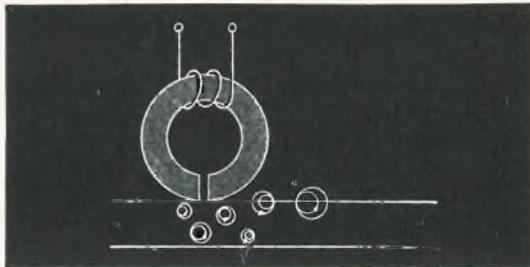


Fig. 7 - Evoluzione delle linee di forza per delle lunghezze d'onda corte e lunghe, a seconda dei valori magnetici si trovano sulla superficie o a profondità maggiore.

valore che aveva la corrente al momento in cui questo punto del nastro attraversa il traferro. Così il segnale sonoro è dunque registrato in funzione del tempo sotto forma di una magnetizzazione in rapporto con il tempo, in funzione della lunghezza del nastro.

Infatti, se si applica alla testina solamente la corrente del segnale, si scoprirà subito l'influenza dovuta al fatto che una magnetizzazione non si produce che al di sopra di un certo valore di soglia, come abbiamo già detto (in effetti la registrazione non si effettua linearmente che a partire da questo valore di soglia e fino alla saturazione). Ne deriva che si produce una forte distorsione, perchè solo i picchi di segnale vengono registrati mentre le vicinanze dei punti di zero non lo sono più (fig. 4).

Per ottenere ciò, si deve applicare un segnale ausiliare per «riempire» la zona nulla. Questo segnale ausiliare (premagnetizzazione o polarizzazione) può essere continuo o R.F. (fig. 5). E' evidente che una corrente continua può servire da segnale ausiliario per superare la soglia.

A prima vista non è ammissibile che questa si possa effettuare con una corrente alternata R.F. Quello che succede

è piuttosto complicato e non può essere approfondito nel corso di questo articolo in quanto uscirebbe dallo scopo che si è prefissa questa breve rubrica. E' sufficiente sapere che si può ottenere con una simile corrente ausiliaria un rapporto lineare fra la magnetizzazione e il segnale sonoro.

La riproduzione

In riproduzione, il segnale elettrico funzione del tempo (corrente che attraversa la testina di registrazione) è fissato sotto forma di una magnetizzazione alternata funzione della lunghezza del nastro. Durante la riproduzione, il campo magnetico dei piccoli magneti registrati (particelle di ossido di ferro diventate dei magneti permanenti) si ferma in parte nel supporto magnetico e in parte attraverso l'aria e attraverso il supporto non magnetico. (fig. 6).

Quando un piccolo magnete registrato passa davanti alla testina di riproduzione, le linee di forza che escono trovano un buon cammino conduttore magnetico attraverso il nucleo della testina. Queste linee si concentrano allora attraverso questo nucleo. Se il nastro si sposta, il campo nella testina varia di intensità e di direzione e induce delle tensioni nella bobina. Queste tensioni sono proporzionali alla magnetizzazione come pure alla velocità alla quale varia il campo attraverso la testina, dunque con la velocità di passaggio dei piccoli magneti. La tensione sarà allora proporzionale alla frequenza del segnale.

Perdite dovute alla lunghezza d'onda

Per una certa lunghezza d'onda (alta frequenza) si produce una perdita, perchè i piccoli magneti che si trovano in un circuito magneticamente conduttore (lo strato magnetico propriamente detto) sono magnetizzati dal campo proprio e da quello dei piccoli magneti vicini.

Questo effetto (perdita per smagnetizzazione) è tanto maggiore quanto i magneti sono più corti, dunque per le piccole lunghezze d'onda.

Il nastro limita di conseguenza la registrazione delle piccole lunghezze d'on-

da, dunque delle frequenze alte. Questo è dovuto al fatto che si è provato a fabbricare il nastro in modo tale che la conducibilità magnetica (permeabilità) sia più bassa possibile.

In riproduzione, le perdite suddette si ripresentano, perdite che hanno ugualmente rapporto nella riproduzione degli acuti, dunque delle piccole lunghezze d'onda. In primo luogo, ciò può essere dovuto al traferro troppo lungo e non riprodurrà bene le lunghezze d'onda più corte. I piccoli magneti si compensano in modo naturale. Questo è chiamato «effetto del traferro».

In secondo luogo, si produce «l'effetto di allungamento», vale a dire che le particelle situate più profondamente nello strato magnetico (vedere fig. 7) e che si trovano a maggiore distanza dal piano della testina, non sono che sfiorate dalle lunghezze d'onda più corte. Si potrà dire che lo spessore del nastro diminuisce con la lunghezza d'onda. Questo per uno strato magnetico sottile.

All'inizio di quest'anno una industria americana ha presentato una versione miniaturizzata di una batteria zinco-aria, prodotta per applicazioni in campo militare e spaziale. Le nuove batterie pesano circa la metà ed hanno una capacità otto volte superiore a quella delle normali batterie in carbone-zinco. Le celle aria-zinco e ossigeno-zinco usano un catodo con alto grado di ossigeno e un anodo in zinco poroso in soluzione elettrolita di idrossido di potassio.

L'ossigeno dell'ambiente passa attraverso il catodo e si combina con l'anodo in zinco formando ossido di zinco e ione idrossile. Durante il processo l'anodo in zinco viene consumato, ma c'è la possibilità di rimpiazzarlo meccanicamente, il che equivale ad una ricarica della batteria. Benché non sia una vera e propria pila a combustibile, la batteria a zinco-aria si avvicina all'efficienza delle celle a combustibile, senza però richiedere una iniezione di combustibile.

L'introduzione di queste nuove batterie è solo il primo passo di una nuova serie di batterie ad alta efficienza. L'unica necessità per l'alimentazione di questo tipo di generatori è quella di consentire un libero accesso dell'aria nell'ambiente.

RIPARAZIONE E MESSA A PUNTO DEGLI AMPLIFICATORI B.F. MEDIANTE OSCILLOSCOPIO

**STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO**

Parte III

Concludiamo questa breve serie di articoli riguardanti la riparazione e la messa a punto degli amplificatori di bassa frequenza attuata con l'aiuto dell'oscilloscopio, occupandoci questa volta del comportamento dell'amplificatore in presenza delle onde quadre.

Prima di addentrarci nel meccanismo vero e proprio della misura, dobbiamo ricordare che quando lo stadio finale dello amplificatore è caricato non da una resistenza pura ma da una impedenza particolare come quella dovuta alla reazione elettroacustica dell'altoparlante, si avrà uno smorzamento delle vibrazioni del sistema di carico proporzionale alla resistenza interna della valvola finale.

Durante il normale funzionamento, a causa della risonanza presente in un sistema meccanico di qualsiasi tipo, il carico (e quindi nel nostro caso, l'altoparlante) si comporta come un piccolo generatore che lavora sulla resistenza interna della valvola.

Di conseguenza, quanto più il carico sarà di valore basso, tanto più velocemente, le vibrazioni saranno assorbite in quanto questo generatore ipotetico richiederà una potenza più elevata.

Concludendo, possiamo affermare che il triodo, grazie alla sua bassa resistenza interna, è superiore al pentodo e al tetrodo a fascio. Inoltre bisogna tener presente che i pentodi producono un numero elevato di armoniche, a questo inconveniente si può rimediare montando nel circuito delle reti di controreazione. Applicando al circuito una rete di controreazione in tensione, si provoca una diminuzione della resistenza interna apparente della valvola finale che assumerà così un valore di circa 1000-1500 Ω , quindi di un valore simile alla resistenza interna di un triodo.

Se vogliamo confrontare le caratteristiche di diversi tipi di amplificatori, dobbiamo eseguire le misure seguenti:

- 1) rilievo e confronto della caratteristica di distorsione lineare di ciascun amplificatore (curva guadagno/frequenza);
- 2) rilievo e confronto della caratteristica di distorsione non lineare di ciascun

amplificatore (curva distorsione armonica/potenza di uscita);

3) rilievo e confronto della corrente circolante nella bobina mobile dell'altoparlante. Per effettuare questa misura, è necessario che l'amplificatore venga pilotato con un segnale ad onda quadra e la sua uscita sia collegata ad un oscilloscopio.

Adottando questo metodo di confronto per studiare le caratteristiche di vari amplificatori equipaggiati sia con pentodi che con triodi, con o senza circuito di controreazione, si possono dedurre le seguenti conclusioni:

1) Su un amplificatore equipaggiato di un pentodo o di un tetrodo si può chiaramente constatare l'effetto della controreazione. Si deve notare che la curva di distorsione lineare rilevata su un amplificatore con circuito di controreazione è

mato da due triodi e senza circuito di controreazione.

2) Anche confrontando le curve di distorsione non lineare, si sono riscontrati gli stessi risultati riportati nel caso precedente.

Si deve ora passare alla misura con segnali ad onde quadre e con frequenze di riferimento di 40 Hz, 600 Hz e 5000 Hz.

A questo punto dobbiamo avvertire i nostri lettori che possono succedere delle cose strane; infatti un amplificatore, che all'ascolto aveva dato dei risultati soddisfacenti e alle misure precedenti effettuate con segnali sinusoidali aveva dato sull'oscilloscopio delle curve buone, ora, applicando al suo ingresso un segnale ad onda quadra, darà in uscita sull'oscilloscopio, delle forme d'onde niente affatto quadrate.

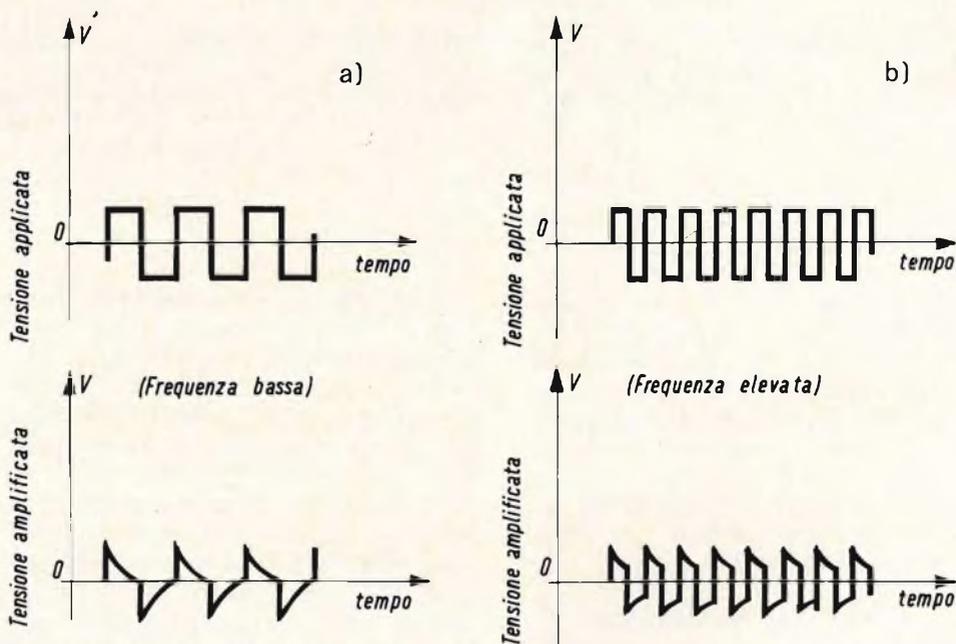


Fig. 9 - Effetto della distorsione su un segnale ad onde quadre alle frequenze basse (a) e alle frequenze alte (b).

molto più lineare delle curve rilevate su amplificatori privi di circuito di controreazione. Questo è dovuto al fatto che la controreazione tende a rendere la tensione di uscita indipendente dalla frequenza. A questo punto è interessante notare che i risultati ottenuti con questo tipo di amplificatore sono del tutto simili a quelli ottenuti con uno stadio in push-pull for-

Questo è dovuto in modo particolare alla insufficienza della autoinduttanza dei trasformatori, sia del trasformatore di sfasamento che di uscita; e inoltre all'effetto di smorzamento di cui abbiamo parlato in precedenza, e cioè quello smorzamento causato dal valore della resistenza interna delle valvole finali soprattutto verso i 5000 Hz. Per rimediare a questi

inconvenienti, è necessario aumentare le capacità di collegamento e le capacità di disaccoppiamento poste sugli anodi delle valvole funzionanti da amplificatrici di tensione.

Dopo aver esaminato questi risultati, si può dedurre che è poco consigliabile usare in un amplificatore un pentodo senza circuito di controreazione, quando è richiesta una buona fedeltà di riproduzione. D'altra parte bisogna tener presente che, anche se l'amplificatore a pentodo con circuito di controreazione da dei risultati equivalenti ad un amplificatore a triodo, dal punto di vista della potenza sarà senz'altro da scegliere l'amplificatore a pentodo.

Osservando le forme d'onda d'uscita si deve notare che se gli angoli sono molto retti, vuol dire che l'amplificatore è ricco di armoniche di ordine elevato.

L'esame di un amplificatore effettuato con le onde quadre dà dei risultati molto

delle onde quadre. Gli oscillogrammi riportati in fig. 9, rappresentano il comportamento dell'amplificatore alle frequenze basse e alle alte.

Un'altra probabile forma d'onda che si può avere all'uscita dell'amplificatore è rappresentata in fig. 10. In essa si può vedere che i fianchi del segnale sono curvati e da ciò si deduce che l'amplificatore non riproduce in modo esatto la frequenza di misura considerata; di conseguenza si può dire che l'amplificatore presenta uno smorzamento dell'ordine di 6 dB per delle frequenze circa dieci volte superiori alla frequenza di misura.

Sul segnale riprodotto in fig. 10, possiamo notare anche una dentellatura o ondulazione sulle creste; questo difetto è dovuto a una leggera sovraoscillazione provocata da una rotazione di fase o da una instabilità dell'amplificatore. Questi difetti sono dovuti al circuito di controreazione a determinate frequenze, quindi è necessario modificare il valore degli elementi del circuito di controreazione.

Possiamo così constatare la validità delle misure effettuate con le onde quadre rispetto a quelle con le onde sinusoidali, infatti con le onde quadre si possono ottenere risultati molto più precisi e completi.

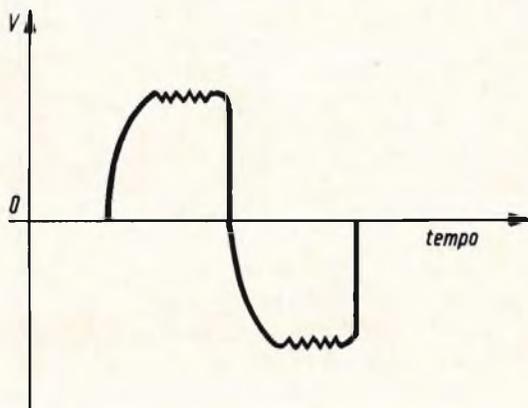


Fig. 10 - Deformazioni di un'onda quadra.

precisi sulle caratteristiche di frequenza e di fase. Questo particolare esame è particolarmente consigliabile, in quanto come abbiamo visto in precedenza, l'amplificatore può dare delle caratteristiche di frequenza perfettamente lineari, ma allo stesso tempo non rispondere ai requisiti propri dell'alta fedeltà.

La frequenza di taglio dell'amplificatore può essere determinata facilmente, facendo variare la frequenza dei segnali

La famosa società americana Smith and Wesson ha realizzato un nuovo tipo di fucile calibro 22 che usa cartucce prive di bossolo, le quali vengono fatte esplodere da una corrente elettrica di una batteria. La parte principale del fucile elettrico è costituita da un otturatore fatto di un materiale isolante; due elettrodi infissi nell'otturatore permettono il passaggio della corrente al propellente solido ogni volta che viene tirato il grilletto. Il materiale usato è dotato di caratteristiche speciali: può sopportare sia il calore che il colpo generati dallo sparo senza subire alcuna deformazione.

Questo sistema è suscettibile di sviluppi; si può prevedere addirittura la realizzazione di una mitragliatrice comandata da un generatore elettronico di impulsi, di frequenza regolabile in maniera opportuna. Con questa innovazione l'elettronica diventerebbe anch'essa un'arma mortale.

COSTRUZIONE DI UN GENERATORE DI SEGNALI AD ONDE QUADRE A TRANSISTOR

a cura di L. Biancoli

Nella branca dell'elettronica riferita alla Bassa Frequenza, l'impiego dei generatori di segnali ad onda quadra va diffondendosi sempre più, grazie alle numerose possibilità che essi offrono agli effetti della valutazione delle caratteristiche di funzionamento di un amplificatore. In particolare, un generatore ad onde quadre è assai utile per la determinazione rapida della curva di responso alla frequenza, in quanto — applicando all'ingresso di un amplificatore un segnale ad onda quadra, e valutando l'alterazione che il segnale subisce all'uscita dell'amplificatore stesso — è possibile stabilire con esattezza sufficiente il suo comportamento nei confronti delle armoniche. La soppressione delle armoniche, che si traduce nello scarso rendimento sulle frequenze elevate, permette quindi di valutare il responso dell'amplificatore. Oltre a ciò, esso è utile anche per stabilire — come si può apprendere nel testo — il comportamento particolare nei confronti delle frequenze basse.

Questo generatore è basato su di un principio assolutamente nuovo, ed è in grado di produrre segnali perfettamente simmetrici con tempo di salita e di discesa assai rapido, nella gamma compresa tra 20 e 20.000 Hz, anche facendo uso di un unico comando di frequenza, a rotazione semplice.

La maggior parte dei generatori di concezione più semplice, adatti alla produzione di segnali ad onda quadra, presentano numerosi inconvenienti: in primo luogo, la gamma di frequenza dei segnali prodotti è limitata; in secondo luogo il tempo di transizione può essere insufficiente, e la forma d'onda dei segnali prodotti può infine non essere simmetrica.

Al primo inconveniente è possibile rimediare facendo uso di un oscillatore del

tipo a rilassamento ad ampia gamma, consistente in una capacità di valore fisso, ed in una resistenza variabile. Un oscillatore di questo tipo può essere facilmente predisposto per funzionare in una gamma di frequenze con rapporto da 1.000 a 1, utilizzando un unico dispositivo di controllo della frequenza stessa: di conseguenza, l'intera gamma delle frequenze acustiche può — volendolo — essere coperta senza fare uso di un commutatore di gamma.

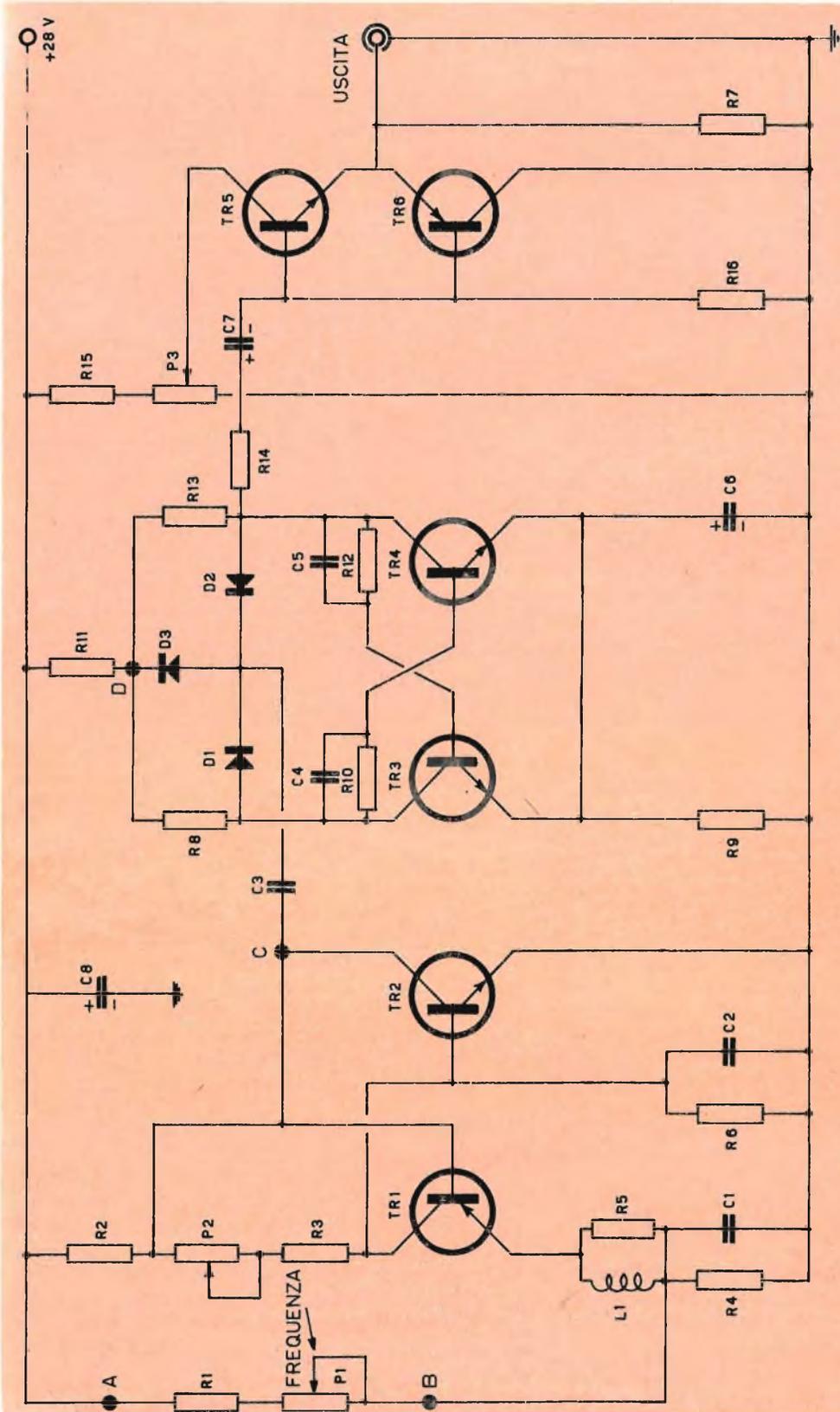


Fig. 1 - Circuito elettrico completo del generatore, con esclusione della sezione di alimentazione, peraltro prevista a batterie. L'intera gamma di frequenze, compresa tra 20 e 20.000 Hz, può essere esplorata mediante la rotazione dell'unico potenziometro di controllo della frequenza, P1. Tuttavia, volendolo, è possibile modificare il circuito nel modo descritto nel testo. L'intero strumento consta di sei transistori, di tre diodi, di un'induttanza facilmente reperibile in commercio, e di pochi altri componenti, per cui può essere realizzato con una spesa relativamente ridotta, e che sarà largamente compensata dalla sua grande utilità.

Gli altri due inconvenienti possono essere risolti semplicemente facendo uso di un circuito del tipo usato nelle apparecchiature di calcolo, vale a dire i noti circuiti « Flip-Flop ». I circuiti di questo tipo presentano una simmetria perfetta, ed un tempo di salita e di caduta assai rapidi.

Nell'apparecchiatura che stiamo per descrivere, l'uscita del generatore può variare da 20 Hz e 20.000 Hz, in quanto lo oscillatore funziona tra 40 Hz e 40.000 Hz, ed i relativi impulsi provvedono ad eccitare il circuito « Flip-Flop », facendo in modo che esso divida esattamente a metà la frequenza di oscillazione, provvedendo in tal modo a creare i segnali di forma d'onda quadrata.

Lo schema elettrico riportato alla **figura 1**, tratto dalla pubblicazione « *Electronics World* », consta complessivamente di sei transistori: i componenti abbinati agli stadi TR1 e TR2 costituiscono un oscillatore del tipo a rilassamento, funzionante come generatore di impulsi. Attraverso la combinazione in serie di R1 e di P1, la capacità C1 si carica fino ad assumere tra le sue armature una differenza di potenziale sufficiente per determinare lo stato di conduzione nel transistor TR1.

Quest'ultimo assorbe corrente attraverso la resistenza R6, la quale — a sua volta — porta lo stadio TR2 in stato di conduzione. Si tratta in sostanza di un fenomeno rigenerativo, in base al quale lo stadio TR2 mantiene lo stadio TR1 in stato di conduzione, finché non si è verificata la scarica completa della capacità C1: a questo punto, il ciclo cessa e comincia a ripetersi per una volta successiva.

Come si può osservare nello schema elettrico, in serie al circuito di emettitore dello stadio TR1 sono presenti una induttanza (L1) ed una resistenza (R5), collegate in parallelo tra loro, che hanno il compito di limitare la corrente di scarica di picco, allo scopo di proteggere lo stadio TR1.

Il limite superiore della frequenza viene prestabilito ad opera della costante di tempo determinata dal prodotto tra i valori di R1 e quello di C1, mentre il limite inferiore della frequenza viene stabilito dalla relazione:

Dal momento che il rapporto tra P1 e R1 equivale a 1.000 : 2, questo rapporto determina anche il rapporto tra le estremità della gamma di frequenza dell'oscillatore. Inoltre, il valore attribuito a C1 stabilisce la frequenza dell'oscillatore nel punto voluto nella gamma delle frequenze acustiche.

Il circuito « Flip-Flop » costituito dagli stadi TR3 e TR4 è del tutto convenzionale, ad eccezione del fatto che si fa uso di un sistema di polarizzazione di emettitore, anziché di un sistema polarizzazione fissa.

Per eccitare gli stadi del circuito inerente ai transistori TR3 e TR4, il transistor che conduce corrente deve essere pilotato fino ad assumere lo stato di interdizione per un istante, dopo di che il fenomeno di rigenerazione fa sì che il circuito stesso cambi il suo stato di funzionamento. Il circuito di eccitazione consiste nel condensatore di accoppiamento C3, nel diodo D3 che provvede alla restaurazione della componente continua, e nei diodi di eccitazione D1 e D2.

L'innesco viene inoltre aiutato dalla presenza della massa virtuale, predisposta nei confronti degli emettitori ad opera della capacità C6.

L'intero circuito funziona con una tensione di alimentazione ridotta, a causa della caduta di tensione che si verifica ai capi di R11. Sotto tale aspetto, occorre precisare che — qualora non si ottenesse una caratteristica di eccitazione adeguata — è necessario aumentare il valore di questa resistenza, poiché in tal modo si rende il circuito stesso più sensibile.

Il raccordo di uscita viene isolato rispetto al circuito « Flip-Flop », mediante uno stadio ad accoppiamento di emettitore di tipo complementare, costituito da TR5 e da TR6. Questo circuito rappresenta in un certo senso una novità, in quanto l'uscita viene accoppiata direttamente, vale a dire col sistema denominato in « corrente continua », pur essendo riferito a massa, il che significa che i segnali d'uscita ad onda quadra hanno sempre inizio da un potenziale di partenza corrispondenza al potenziale di massa.

DIODI ZENER PHILIPS

una gamma completa
per tutte le
applicazioni industriali



DO-1



DO-7



DO-4



DO-5



Serie 400 mW
Serie 1,5 W
Serie 10 W
Serie 20 W
Serie 75 W

fino a 75V al 5%

BZY 78

fattore di stabilità = $\pm 1\%$ con $I_z = 11,5 \text{ mA} \pm 10\%$, $T_{\text{amb}} = -50 \div +100^\circ \text{C}$



PHILIPS S.P.A. - SEZIONE ELCOMA - REPARTO SEMICONDUCTORI - MILANO - P. IV NOVEMBRE, 3 - TEL. 6994

Il livello di questi segnali viene predisposto agendo sul potenziometro P3, il quale provvede a stabilire una tensione di riferimento sul collettore dello stadio TR5. Mediante questo sistema, il generatore presenta un'impedenza d'uscita costante, di valore inferiore ai 200 Ω , oltre alle prerogative dell'accoppiamento diretto, e del livello di riferimento 0.

La massima ampiezza del segnale di uscita ammonta a 5 V da picco a picco.

Agli effetti della realizzazione, si può fare uso di qualsiasi sistema tecnico. Se si fa uso di un sistema di alimentazione del tipo a trasformatore, la tensione di uscita fornita dalla relativa sezione deve essere stabilizzata mediante diodi zener, allo scopo di garantire la stabilità della frequenza. I conduttori ed i collegamenti usati per il circuito « Flip-Flop » devono essere della minima lunghezza possibile, e devono essere orientati in modo tale da eliminare la possibilità che qualsiasi segnale parassita proveniente dall'esterno, e che raggiunga il circuito attraverso accoppiamenti imprevisti, metta in funzione il circuito determinando la produzione di segnali indesiderati.

MESSA A PUNTO

Agli effetti della messa a punto di questo strumento, il primo passo consiste nel controllare il funzionamento del generatore di impulsi. In corrispondenza del punto contrassegnato C nel circuito, devono essere presenti degli impulsi di forma assai stretta, varianti in senso negativo. Ciò premesso, se il controllo della variazione della frequenza, P1, viene predisposto sul suo valore minimo di resistenza, vale a dire portando il cursore nella posizione più alta rispetto alla rappresentazione grafica dello schema, il che corrisponde praticamente a cortocircuitare il potenziometro, gli impulsi prodotti presentano la massima frequenza, per cui sarà certamente più facile osservarne le caratteristiche. Una volta ottenuto ciò, si provvede a ruotare gradatamente il controllo P1 fino ad ottenere l'inserimento del suo massimo valore resistivo nel circuito di emettitore dello stadio TR1, onde accertare che la frequenza delle oscillazioni sia effettivamente variabile.

Qualora non si constati la presenza di impulsi, occorre regolare il livello della polarizzazione tramite il potenziometro P2, il che consentirà certamente di ottenere all'uscita la produzione di impulsi. Non appena questi ultimi sono disponibili, deve potersi riscontrare in uscita la produzione di segnali ad onda quadra. In caso contrario, come già si è accennato, occorre aumentare il valore di R11, portandolo da 560 Ω , a 600, 650, o 700 Ω . È bene precisare che, finché non si riesce ad ottenere in uscita la presenza di segnali ad onda quadra, non bisogna effettuare misure nei confronti di qualsiasi punto interno al circuito « Flip-Flop », in quanto in alcuni casi, la sonda di ingresso dell'oscilloscopio può costituire un carico che — applicato al circuito in oggetto — ne impedisce il funzionamento.

Come ultima risorsa, il circuito costituito dagli stadi TR3 e TR4 può essere controllato con un voltmetro a valvola, e con un cavetto a contatto provvisorio, come segue: dopo aver estratto dal relativo zoccolo il transistor TR1, misurare le tensioni di collettore degli stadi TR3 e TR4, e collegare il voltmetro a valvola a quel circuito di collettore che fornisce la indicazione inferiore, corrispondente al lato che si trova in stato di conduzione. Successivamente, si provvede a cortocircuitare momentaneamente la base di questo transistor rispetto all'emettitore, controllando che la tensione di collettore aumenti contemporaneamente dall'altro lato, che assume lo stato di conduzione.

Questa operazione deve essere compiuta diverse volte, e — se il risultato è positivo — ciò significa che il circuito « Flip-Flop » funziona regolarmente.

Nell'eventualità che nel punto D dello schema si sia riscontrata la presenza di impulsi, è assai probabile che il difetto che ne impediva la produzione abbia sede nel circuito di eccitazione costituito da C3, D1, D2 e D3. In linea di massima, le cause di inconvenienti del genere risiedono in un errore nei confronti della polarità dei diodi, o nella presenza di condensatori aventi uno scarso isolamento tra gli elettrodi.

Una volta ottenuta la produzione di segnali ad onda quadra, lo strumento per-

mette di verificare il funzionamento di qualsiasi apparecchiatura di amplificazione a Bassa Frequenza, impiegando uno qualsiasi dei metodi ben noti.

Nell'eventualità che l'oscilloscopio usato in concomitanza con il suddetto generatore non sia provvisto di un circuito di accoppiamento diretto (in corrente continua) o nella eventualità che esso non presenti un responso adeguato nei confronti dell'estremità più bassa della gamma, per frequenze cioè al di sotto di 5 Hz, l'oscilloscopio stesso eserciterà una azione di alterazione nei confronti della forma d'onda, il che deve essere tenuto nella dovuta considerazione, prima di attribuire eventualmente all'amplificatore la causa per la quale si riscontra un responso scadente nei confronti delle note gravi.

Nei confronti dell'estremità opposta dello spettro delle frequenze, la misura del tempo di salita e dell'« overshoot » consentirà di valutare le caratteristiche di funzionamento dell'apparecchiatura sotto prova per frequenze persino superiori a 100 kHz.

Se si desidera una grande precisione nella misura, per ottenere la taratura del potenziometro R1 è possibile usare o un contacicli vero e proprio, oppure un generatore di Bassa Frequenza assai preciso, basandosi sul ben noto metodo di impiego delle figure di Lissajous. In sostituzione, è possibile ricorrere ad un sistema che consenta una precisione inferiore ma ciò nonostante sufficiente, procedendo nel modo seguente:

A) Regolare la frequenza di analisi orizzontale dell'oscilloscopio, in modo tale che un unico ciclo della frequenza di rete a 50 Hz, applicato all'ingresso verticale dello strumento, occupi l'intera superficie dello schermo graduato del tubo a raggi catodici. Regolare inoltre i controlli dell'oscilloscopio in modo tale che l'onda sinusoidale così rappresentata sia stabile, e che i punti di questa sinusoide corrispondenti all'ampiezza 0 corrispondano al diametro orizzontale dello schermo.

B) A questo punto, togliere il segnale a 50 Hz di rete applicato all'ingresso verticale dell'oscilloscopio, e sostituirlo con

il segnale ad onda quadra fornito dal generatore. Regolare P1 in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio la rappresentazione grafica di un ciclo completo ad onda quadra, il quale deve occupare, ovviamente, il medesimo spazio occupato dall'onda sinusoidale precedentemente usata. In tal modo, è possibile stabilire con esattezza la posizione che P1 deve assumere per ottenere la produzione di un segnale ad onda quadra della frequenza di 50 Hz.

C) Ciò fatto, regolare nuovamente la frequenza di oscillazione per la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio, in modo tale che sullo schermo siano presenti due oscillazioni complete ad onda quadra, e facendo anche in modo che le suddette oscillazioni occupino tutto lo spazio che veniva precedentemente occupato da una unica oscillazione. Successivamente, regolare P1 in modo da ottenere sullo schermo la presenza di una singola oscillazione ad onda quadra. In tal modo si ottiene la posizione esatta che P1 deve assumere per produrre un segnale ad onda quadra della frequenza di 25 Hz. Nell'eventualità che il valore di P1 non consentisse di raggiungere questa frequenza, ridurre il valore di R4 di 100.000 Ω per volta, fino ad ottenere il risultato voluto.

Per effettuare la taratura nei confronti delle frequenze più elevate, esplorare dal valore minimo verso il valore massimo l'intera gamma delle frequenze acustiche, procedendo come segue:

A) Predisporre un'onda quadra alla frequenza di 25 Hz, in modo tale da riempire completamente lo schermo dell'oscilloscopio. Regolare quindi P1 fino ad ottenere la presenza di due oscillazioni complete nel medesimo spazio. In tal modo, si riottiene la frequenza di 50 Hz.

B) Variare la frequenza di oscillazione orizzontale dell'oscilloscopio fino ad ottenere una sola oscillazione ad onda quadra. Regolare quindi P1 fino ad ottenere due cicli completi. Questa seconda posizione corrisponde alla frequenza di 100 Hz.

C) Continuare col procedimento sopra descritto, per individuare le posizioni di P1 corrispondenti a 150, 200, 250, 300, 350

Hz, e così via (rispettivamente con l'osservazione di 1,5 - 2 - 2,5 - 3 - 3,5 oscillazioni complete, ecc.), fino a raggiungere un massimo di 20.000 Hz. Questo valore dovrebbe corrispondere alla posizione di cortocircuito del potenziometro P1.

Si tenga presente che — sfortunatamente — sebbene venga fatto uso per P1 di un potenziometro avente una curva di variazione ad andamento logaritmico, è assai probabile che le frequenze tendano a diventare incerte ed a sovrapporsi, in corrispondenza delle posizioni nelle quali P1 tende ad essere praticamente cortocircuitato.

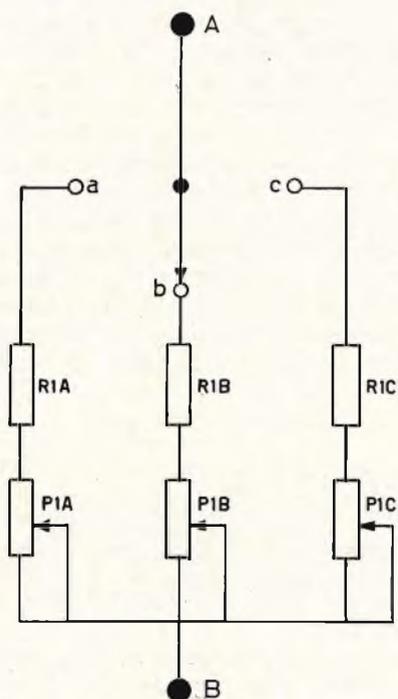


Fig. 2 - Modifica da apportare al circuito tra i punti A e B, per ottenere una maggiore suddivisione tra le frequenze, specie nei confronti delle frequenze più elevate. In posizione « a », R1A assume il valore di 90 k Ω , e P1A mantiene quello di 1 M Ω , per frequenze comprese tra 18 e 210 Hz circa. In posizione « b », R1B e P1B sono rispettivamente di 9 k Ω e di 100 k Ω , per frequenze comprese tra circa 180 e 2.100 Hz. In posizione « c » — infine — i valori rispettivi sono di 900 Ω e di 10 k Ω , per frequenze comprese approssimativamente tra 1.800 e 21.000 Hz.

Come è del tutto intuitivo, questo metodo permette di effettuare una taratura

empirica, e quindi relativamente precisa, per cui è preferibile adottare il sistema di confronto, con l'aiuto di un oscilloscopio e di un generatore assai preciso, sul quale si possa fare affidamento.

Nell'eventualità — tuttavia — che il costruttore voglia ottenere una precisione maggiore, potrà sempre ricorrere ad una modifica, del tipo illustrato alla **figura 2**. In tal caso, come si può osservare, il valore del potenziometro P1 viene variato mediante l'inserimento di un commutatore, di tre potenziometri, e di tre resistenze, interrompendo il circuito di regolazione tra i punti contrassegnati A e B.

Il commutatore è del tipo ad una via, tre posizione. In pratica, si tratta di suddividere l'intera gamma compresa tra 20 e 20.000 Hz in tre gamme distinte, le cui estremità siano comprese — grosso modo — tra 18 e 210 Hz, tra 180 e 2.100 Hz, e tra 1.800 e 21.000 Hz, facendo in modo cioè che vi sia una certa sovrapposizione alle estremità.

Con questa modifica, data la presenza di una resistenza fissa in serie a ciascun potenziometro, e dati i diversi valori in gioco, la somma di P1 e di R1 assume i seguenti valori, corrispondenti alle seguenti gamme:

	Valore di P1 + R1	
Posizione a	da 90 k Ω ad	1,09 M Ω
Posizione b	da 9 k Ω a	109 k Ω
Posizione c	da 900 Ω a	10,9 k Ω

	Gamma di frequenza	
Posizione a	da 18 a	210 Hz
Posizione b	da 180 a	2.100 Hz
Posizione c	da 1.800 a	21.000 Hz

Naturalmente, con questa modifica l'impiego dello strumento risulta leggermente più complesso, sia in quanto occorre effettuare la taratura separatamente per le tre gamme, sia in quanto occorre commutare la gamma per passare da una frequenza piuttosto bassa ad una frequenza piuttosto alta. Oltre a ciò, occorre tener presente che per la gamma di variazione

ELENCO DEI COMPONENTI

	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
	Resistenze	
R1	1.000 Ω 1 W	DR/41
R2	10 k Ω 1/2 W	DR/31
R3	33 k Ω 1/2 W	DR/31
R4	1 M Ω 1/2 W	DR/31
R5	22 Ω 1/2 W	DR/31
R6	10 k Ω 1/2 W	DR/31
R7	470 Ω 1/2 W	DR/31
R8	1.800 Ω 1/2 W	DR/31
R9	100 Ω 1/2 W	DR/31
R10	3.300 Ω 1/2 W	DR/31
R11	560 Ω 1/2 W	DR/31
R12	3.300 Ω 1/2 W	DR/31
R13	1.800 Ω 1/2 W	DR/31
R14	8.200 Ω 1/2 W	DR/31
R15	4.700 Ω 1/2 W	DR/31
R16	39 k Ω 1/2 W	DR/31
	Condensatori	
C1	0,47 μ F \pm 5% polist.	B/184-11
C2	220 pF ceramico	B/177-8
C3	1.000 pF ceramico	B/158-2
C4	470 pF ceramico	B/158
C5	470 pF ceramico	B/158
C6	1 μ F elett. 50 V	B/304
C7	10 μ F elett. 25 V	B/343
C8	300 μ F elett. 125 V	B/907
	Induttanze	
L1	5 μ H	O/498-7
	Potenzimetri	
P1	1 M Ω logaritmico	DP/1270
P2	47 k Ω lineare	DP/1250
P3	2.200 Ω lineare	DP/1250
	Semiconduttori	
TR1-6	2N964 o similare	—
TR2-3-4-5	2N706 o similare	—
D1-2-3	1N270	—

resistenza e di posizione del commutatore, tale da coprire le tre gamme comprese tra 20 e 200, 200 e 2.000, 2.000 e 20.000 Hz, con precisione maggiore di quanto non sia possibile con un unico potenziometro. Ciò nonostante, si rammenti che l'impiego dell'unico potenziometro così come descritto nello schema di figura 1, è senz'altro più che soddisfacente sotto ogni aspetto, per impieghi pratici di laboratorio.

USO DELLO STRUMENTO

L'impiego di questo generatore per la valutazione del responso alla frequenza da parte di un amplificatore è assai semplice. Infatti, collegando l'uscita dello strumento all'ingresso dell'amplificatore sotto prova, ed applicando un segnale ad onda quadra per effettuare la valutazione, è sufficiente osservare — con l'aiuto di un buon oscilloscopio — la forma d'onda dei segnali di uscita.

In teoria, essa deve corrispondere a quella dei segnali applicati all'ingresso: tuttavia, ciò può accadere solo per segnali di frequenza certamente inferiore al valore massimo della frequenza di segnali sinusoidali sulle quali si desidera la linearità di responso da parte dell'amplificatore. Ciò in quanto — per rispettare la forma d'onda quadra — è necessario che gli stadi di amplificazione abbiano un responso perfetto sulle armoniche almeno di ordine 3°, 5°, 7°, 9° ed 11°. In caso contrario, la forma d'onda quadra non può essere riprodotta.

Da tutto ciò appare evidente quanto segue: supponiamo che si desideri accertare la linearità di responso da parte di un amplificatore per frequenze comprese tra 2 e 20.000 Hz. In tal caso, applicando all'ingresso segnali ad onda quadra aventi la frequenza di 20 Hz, non esistono gravi problemi per le armoniche, in quanto l'undicesima armonica di tale frequenza è pari soltanto a 220 Hz. Se però dovessimo applicare un segnale ad onda quadra della frequenza di 20.000 Hz, perché ne fosse possibile la riproduzione senza alterazioni, l'amplificatore in oggetto dovrebbe presentare un responso lineare almeno fino a $20.000 \times 11 = 220.000$ Hz. Di conseguen-

di ciascun valore di P1, è bene prendere in considerazione soltanto quella parte della scala che consente di ottenere comodamente i valori voluti. In pratica, è possibile creare un gioco di variazione della

za, se il limite massimo che interessa è solo di 20.000 Hz, basterà accertare la buona riproduzione di segnali ad onda quadra della frequenza fondamentale di circa 1.800 Hz. In tal caso — infatti — la undicesima armonica equivale a $2.800 \times 7 = 19.800$ Hz, valore assai prossimo alla estremità superiore della gamma di responso.

tratti orizzontali, così come si osserva in C, ciò denota un responso assai scadente nei confronti delle frequenze gravi.

Naturalmente, prima di compiere un esame del genere — per quanto sommario — è bene accertarsi che la deformazione non sia dovuta all'oscilloscopio, ciò che può essere fatto osservando median-

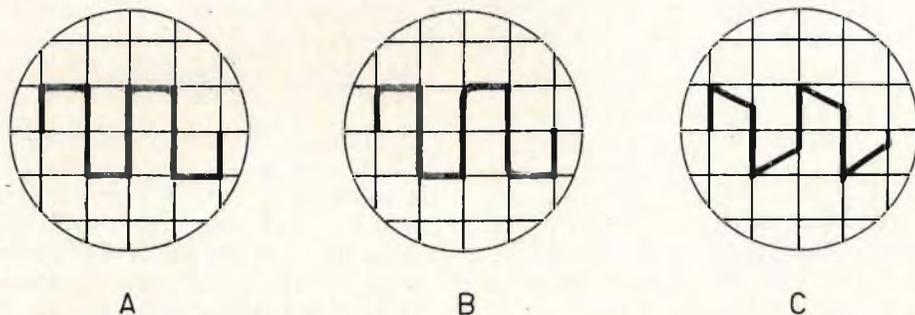


Fig. 3 - Rappresentazione di oscillogrammi per la valutazione del responso alla frequenza da parte di un amplificatore. In A, il responso è uniforme. In B, si nota un rendimento scadente sulle frequenze elevate (armoniche), ed in C un responso scadente sulle frequenze gravi.

Per giudicare rapidamente la qualità di un amplificatore, è inoltre sufficiente basarsi sull'interpretazione di oscillogrammi del tipo illustrato alla figura 3. In A, si può osservare la forma d'onda del segnale di ingresso, riprodotta senza alcuna alterazione. Ciò significa che il responso da parte dell'amplificatore sotto prova è regolare sia nei confronti della frequenza fondamentale, sia nei confronti delle armoniche della stessa. In B si osserva invece un'alterazione del segnale riprodotto, che denuncia uno scarso rendimento sulle frequenze elevate, a causa di una notevole attenuazione delle armoniche. Questo difetto dell'amplificatore sotto prova si rivela in una deformazione dei tratti ascendenti dei segnali ad onda quadra, per cui — a seconda della loro frequenza fondamentale — con un solo segnale è già possibile avere un'idea abbastanza esatta del responso.

Se invece si applica un segnale ad onde quadre di frequenza assai ridotta, ed il segnale riprodotto appare deformato nei

te quest'ultimo i segnali direttamente forniti dal generatore, senza passare attraverso l'amplificatore sotto prova.

I segnali applicati debbono avere in entrambi i casi un'ampiezza assai limitata, al fine di evitare fenomeni di saturazione. D'altra parte, l'esame di un amplificatore mediante segnali ad onde quadre non viene compiuto per effettuare misure di amplificazione o di potenza, bensì soltanto per valutare il responso da parte dei vari stadi.

La costruzione di questo strumento non comporta difficoltà di sorta, grazie all'impiego dei transistori ed al fatto che — in pratica — non vi sono circuiti aventi una impedenza talmente elevata da comportare pericoli di inneschi. L'intero apparecchio può essere realizzato su di una unica bassetta isolante, possibilmente incorporando in esso le batterie di alimentazione, cosa senz'altro conveniente a causa della maggiore semplicità, della mancanza di campi a corrente alternata, e del consumo ridotto.

CONDENSATORE VIBRANTE

XL 7900/00

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

Presentiamo un nuovo componente che giudichiamo molto interessante per le sue particolari caratteristiche; riportando qui i soli dati essenziali e alcuni cenni sulle sue applicazioni ed infine un esempio d'impiego.

Il condensatore vibrante è costituito di una capacità a membrana vibrante posta in un contenitore sotto vuoto avente le dimensioni riportate in fig. 1. Lo zoccolo adatto per questo particolare tipo di valvola è il già noto « Magnoval »; il condensatore vibrante può essere montato nel circuito come si vuole perché può funzionare in qualsiasi posizione. Per il suo pilotaggio è richiesto un campo elettrico ad alta frequenza.

Esempi di applicazione

Il condensatore vibrante può essere impiegato in circuiti convertitori C.C. e C.A. e praticamente in tutti i circuiti dove sia richiesta una resistenza d'ingresso molto alta.

Principio di funzionamento

La tensione c.c. che deve essere misurata viene collegata al condensatore C_m . La membrana posta a massa vibra alla sua frequenza di risonanza grazie alla applica-



Il condensatore vibrante XL 7900/00

zione di un campo elettrico di alta frequenza fra gli elettrodi del condensatore C_{dr} . In tal modo la tensione c.c. che si trova ai capi del condensatore C_m è modulata alla frequenza di risonanza della membrana. Il condensatore C_1 serve ad isolare la sorgente c.c. dall'amplificatore c.a.

Note d'impiego

La capacità C_{dr} offre la possibilità di usare come segnale di pilotaggio per la membrana un segnale di alta frequenza ad ampiezza modulata con la frequenza di risonanza della membrana vibrante.

Mentre in questo caso c'è una grande differenza fra la frequenza del segnale di

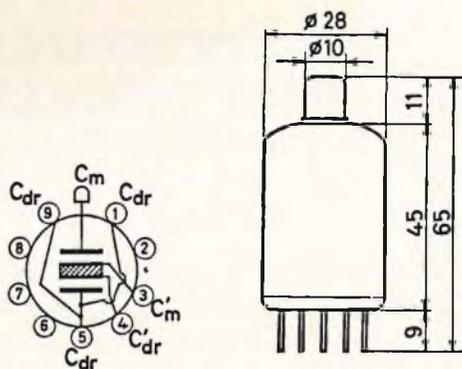


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro e zoccolatura del condensatore vibrante XL 7900/00, C_m = condensatore di misura, C_{dr} = condensatore di pilotaggio.

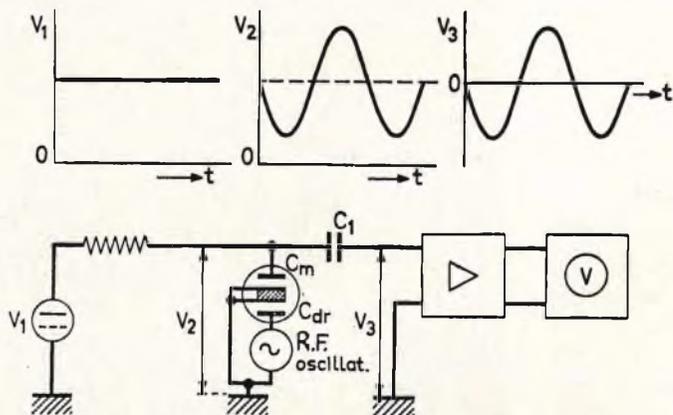


Fig. 2 - Circuito illustrante il principio di funzionamento.

Caratteristiche elettriche

Tensione c.c. massima su C_m :	25 V
Potenziale di contatto su C_m :	$-50 \div +50$ mV
Dipendenza dalla temperatura:	$20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Resistenza d'isolamento fra i due terminali del condensatore:	$> 10^{15} \Omega$
Frequenza di risonanza della membrana:	$5,3 \div 6,3$ kHz
Capacità di C_m e C_{dr} :	35 pF

pilotaggio e la frequenza di modulazione della tensione che deve essere misurata, le influenze dannose del segnale di pilotaggio possono essere facilmente tenute lontane dall'amplificatore di misura. Oltre a questo si deve ricordare che un pilotaggio di alta frequenza semplifica il progetto e l'esecuzione dell'oscillatore pilota.

Esempio d'impiego

In fig. 3 è riportato un circuito tipico di funzionamento. Il condensatore di pilotaggio C_{dr} è incorporato in un ponte di impedenza che determina la reazione al transistor amplificatore. Al condensatore

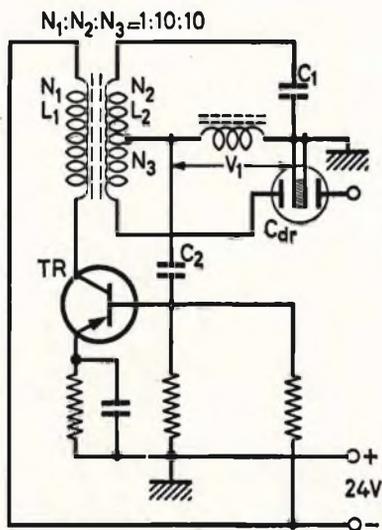


Fig. 3 - Circuito di esempio di un oscillatore di pilotaggio.

C_1 è stato dato un valore leggermente maggiore di quello del condensatore C_{dr} nel suo stato di riposo.

La forza di attrazione elettrica fra le piastre del condensatore di C_{dr} fa sì che la membrana si muove verso la piastra fissa di C_{dr} e di conseguenza la capacità aumenta, il transistor riceve meno reazione e la tensione dell'oscillatore diminuisce.

Le fasi e le ampiezze delle forze elettriche e meccaniche sulla membrana e del fattore di reazione sono tali che la membrana inizia a vibrare alla sua frequenza di risonanza, mentre la tensione di alta frequenza è modulata in ampiezza con questa frequenza. Siccome è molto difficile realizzare questo circuito in modo tale da assicurare un funzionamento stabile, è consigliabile aggiungere alcuni componenti per ottenere la regolazione automatica del condensatore C_1 .

Questo si può ottenere con il circuito di fig. 4.

COMPONENTI

Resistenze

$R_1 = 33 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$
$R_5 = 100 \text{ k}\Omega$	$R_6 = 33 \text{ k}\Omega$
$R_p = 1 \text{ M}\Omega$	

Condensatori

$C_1 = 12 \text{ pF mica}$	$C_2 = 10 \text{ pF mica}$
$C_3 = 1500 \text{ pF}$	$C_4 = 3900 \text{ pF}$
$C_5 = 22 \text{ pF mica}$	$C_6 = 330 \text{ pF mica}$
$C_r = 25 \text{ pF max}$	

Vari

$L_1 = 2 \mu\text{H}$	$L_2 = 1 \text{ mH}$
$L_3 = \text{bobina d'arresto RF}$	
$T = \text{AFZ 12}$	
$D_1 = \text{BA 102}$	$D_2 = \text{AA 119}$
$G, C_m = \text{XL 7900/00}$	

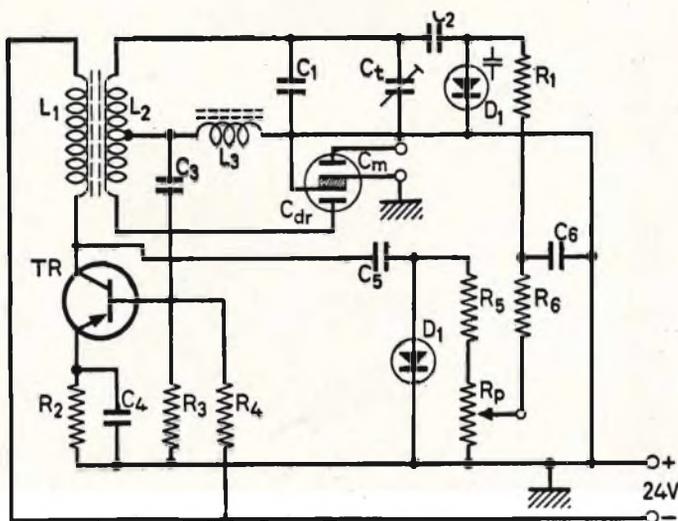


Fig. 4 - Circuito pratico di un oscillatore di pilotaggio.

*Elegante impianto stereo
ideale per la sistemazione
in scaffali o librerie*

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.



Beomaster 1000



Beovox 1500



Beogram 1000



GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO

METODI PRATICI PER SOPPRIMERE I FENOMENI DI RISONANZA NEI MOTORI PASSO-PASSO

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

In un precedente articolo abbiamo analizzato il fenomeno e mostrato che il modo più idoneo per evitare ogni rischio di risonanza elettrica è di smorzare le oscillazioni del rotore senza tuttavia rallentare troppo il movimento dell'avviamento, ciò che diminuirebbe la frequenza massima di utilizzazione del motore. Vediamo come ciò possa essere realizzato praticamente.

1) SMORZAMENTO MECCANICO

a) Smorzamento a liquido

Noi citiamo questo metodo poiché vogliamo essere il più completi possibile, benché esso non sia particolarmente pratico.

Il metodo sarebbe di far ruotare una paletta in un liquido, o di immergere totalmente il motore nel liquido. In questo ultimo caso, il liquido dovrebbe essere poco viscoso, tenendo conto del piccolissimo traferro.

Questo metodo dona risultati assai buoni. Risulta che la curva in vicinanza dell'avviamento e dell'arresto non è molto deformata. La frequenza massima di utilizzazione non è dunque troppo diminuita. D'altronde la coppia si annulla alla fine del percorso e non c'è alcun errore sulla posizione finale. In effetti la coppia resistente all'avviamento e all'arresto è nulla e aumenta molto rapidamente con la velocità.

b) Smorzamento ad attrito secco

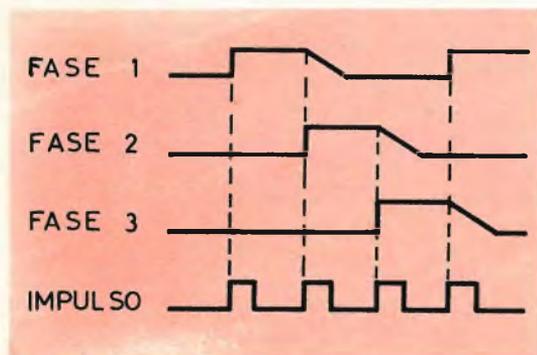
Questi smorzamenti sono già più completi. Essi sono costituiti da una massa inerte montata sulla seconda parte dell'albero del motore (per questo scopo tutti i motori S.F.M.I. a riluttanza variabile hanno l'albero che sporge da entrambe le parti). Questa massa è libera sull'albero, ma è pressata, per mezzo di una molla tarata, contro un'altra rondella molto più piccola e solidale con l'albero. Una rondella di teflon tra i due pezzi d'acciaio assicura il giusto grado di lubrificazione necessario. Il funzionamento è il seguente: ad ogni accelerazione, la massa inerte tende a non cambiare di velocità e sfrega contro la rondella fissa. Ciò realizza più o meno lo stesso effetto dello smorzamento viscoso. Una regolazione precisa della molla è tuttavia indispensabile: troppo molle, la massa non ha alcun effetto, troppo dura, la massa non scivola più e aggiunge la sua inerzia a quella del motore, ciò che provoca un effetto opposto a quello che si desidera.

2) SMORZAMENTO ELETTRICO

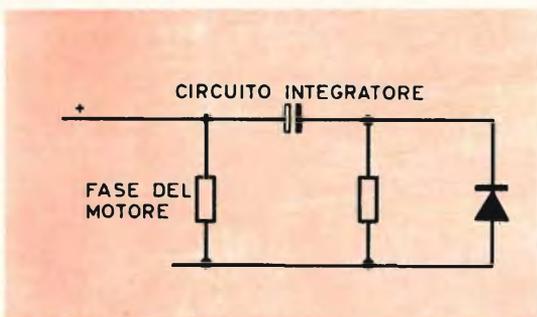
a) Controllo a Thiratron (S.C.R.)

Quando si realizza un controllo a thiratron per il comando dei motori passo-passo si è portati a situare le capacità tra gli anodi dei tre thiratron. Se si scelgono dei valori assai elevati di capacità, ci si accorge che queste tendono a mantenere la corrente nella fase che si va estinguendo (figura A).

Si capisce come sia possibile scegliere dei tempi d'estinzione in modo tale che, durante la fase d'avviamento, il rotore sia attirato non più dal polo 2, ma da un polo risultante dalla combinazione del campo 2 (costante) e dal cam-



po 1 (decrescente). Questo polo risultante si sposta da un punto medio tra 1 e 2 fino a 2, mentre il rotore si sposta sempre sotto l'ipotesi che il tempo di decremento di corrente sia abbastanza lungo; risulta che il rotore si va a piazzare rapidamente verso la posizione mediana, può essere frenato per terminare la sua corsa più lentamente. La massima frequenza di lavoro non è dunque general-



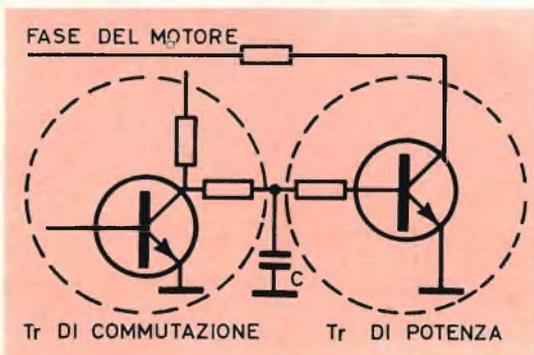
mente diminuita. Essa, qualche volta, è perfino migliorata allorché la curva è notevolmente smorzata in vicinanza della posizione finale.

b) Smorzamento a circuito integratore

Una variante del sistema visto consiste nel mettere in parallelo con le fasi del motore un circuito integratore (figura B).

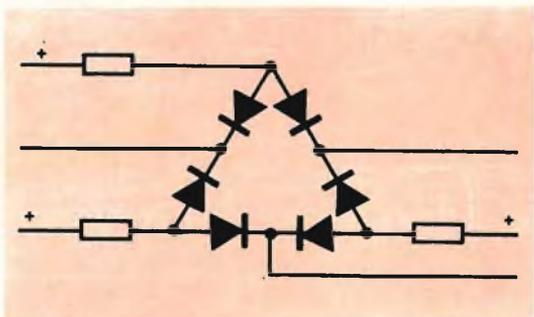
I risultati sono sensibilmente identici ai precedenti.

c) Un'altra variante dello stesso procedimento consiste nel far variare progressivamente, non solamente il tempo di discesa, ma anche il tempo di salita.



Questo si realizza in particolare nei circuiti di controllo dove il circuito di potenza è a transistor ed è perfettamente dissociato dal circuito di commutazione.

È sufficiente aggiungere un condensatore tra la massa e il collettore del transistor di commutazione alla base del transistor di potenza che gli corrisponde. Gli effetti sono molto simili a quelli dei paragrafi 2a e 2b.



d) Smorzamento a diodi

Questo sistema consiste nel saturare il motore alimentando due fasi simultaneamente. (Questo suppone, ben inteso, che il motore possa sopportare l'elevazione di temperatura che ne risulterà). Questo procedimento provoca uno spostamento dei poli di un mezzo passo senza diminuire il loro scartamento relativo. D'altra parte, le perdite d'isteresi nel ro-

tore sono considerevolmente aumentate perché l'induzione è essa stessa aumentata. Questo si traduce in un aumento sensibile del coefficiente K_a dell'equazione di moto. Lo smorzamento è eccellente. Le prestazioni del motore sono egual-

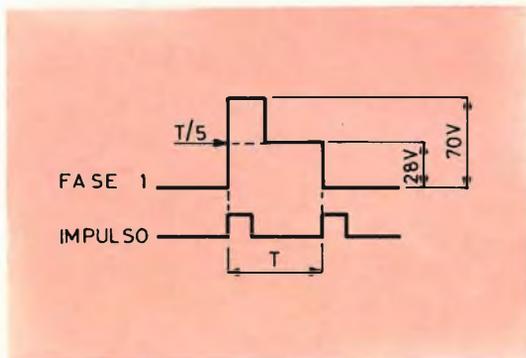
e) Smorzamento a segnali speciali

Esistono numerosi tipi di smorzamento rispondenti a questa definizione. Alcuni sono molto complessi e, ben inteso, sono i più ecaci. Il principio consiste non più nell'inviare un segnale rettangolare semplice in ciascuna fase, ma un segnale a cresta, oppure un segnale modulato di tipo complesso per un vero e proprio sistema d'asservimento.

Si arriva così a regolare la coppia a ciascun istante di avanzamento del rotore, ed eventualmente a creare delle coppie antagoniste al momento dove ciò diventa necessario.

È così possibile aumentare in proporzioni enormi le prestazioni del motore, moltiplicando per 5 la sua frequenza di lavoro massimo e ancora più la sua tolleranza ai carichi d'inerzia.

Un segnale assai semplice può essere il seguente che permette già di triplicare sensibilmente le prestazioni del motore.



mente migliorate. Tuttavia il riscaldamento del motore porta qualche volta a ricercare un compromesso abbassando la tensione di alimentazione del motore. Si può allora arrivare ad ottenere un riscaldamento ragionevole, l'assenza totale di risonanza e prestazioni normali (figura D).

FIRENZE

VIA G. MILANESI, 28/30
50134 - TELEF. 486.303



LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48
57100 - TELEF. 31.017



AREZZO

VIA M. DA CARAVAGGIO, 10/12/14
52100 - TELEF. 30.258

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

dieci anni di Laser

di C. Tomasini

Considerato inizialmente come uno strumento dalla diffusione ristretta destinato a pochi laboratori privilegiati, il laser, a dieci anni dalla sua scoperta, ha ormai acquistato una importanza industriale e commerciale veramente notevole. Nell'articolo vengono esaminati, in maniera chiara ed elementare, i principi teorici alla base del funzionamento del laser, i più comuni tipi di realizzazioni, laser a rubino e laser ad elio-neon, e le applicazioni pratiche possibili a questo punto della tecnica.

Le proprietà più appariscenti della luce laser — monocromaticità, coerenza, minima dispersione, grande potenza — la rendono estremamente adatta come mezzo di radiocomunicazioni. È appunto nella prospettiva storica dello sviluppo delle radiocomunicazioni che vogliamo inquadrare la scoperta del laser.

A partire dal primo esperimento di Hertz nel 1888 di generazione di onde elettromagnetiche, le tappe principali nella storia delle radiocomunicazioni sono state segnate dalla conquista di frequenze sempre più elevate. La ragione di questa tendenza è nota: il numero di informa-

zioni che può essere trasmesso è direttamente proporzionale alla frequenza dell'onda portante; inoltre altri punti a favore di questa espansione dello spettro sono rappresentati dalla maggior penetratività atmosferica delle lunghezze d'onda più brevi e dalla maggior direzionalità acquistata dal segnale trasmesso.

È significativo notare come la luce ordinaria, che è una radiazione elettromagnetica di frequenza estremamente elevata (10^{15} Hz), non sia mai stata impiegata per radiocomunicazioni. Per capire la ragione di questa trascuratezza ed apprezzare l'importanza del laser è necessario ricorda-

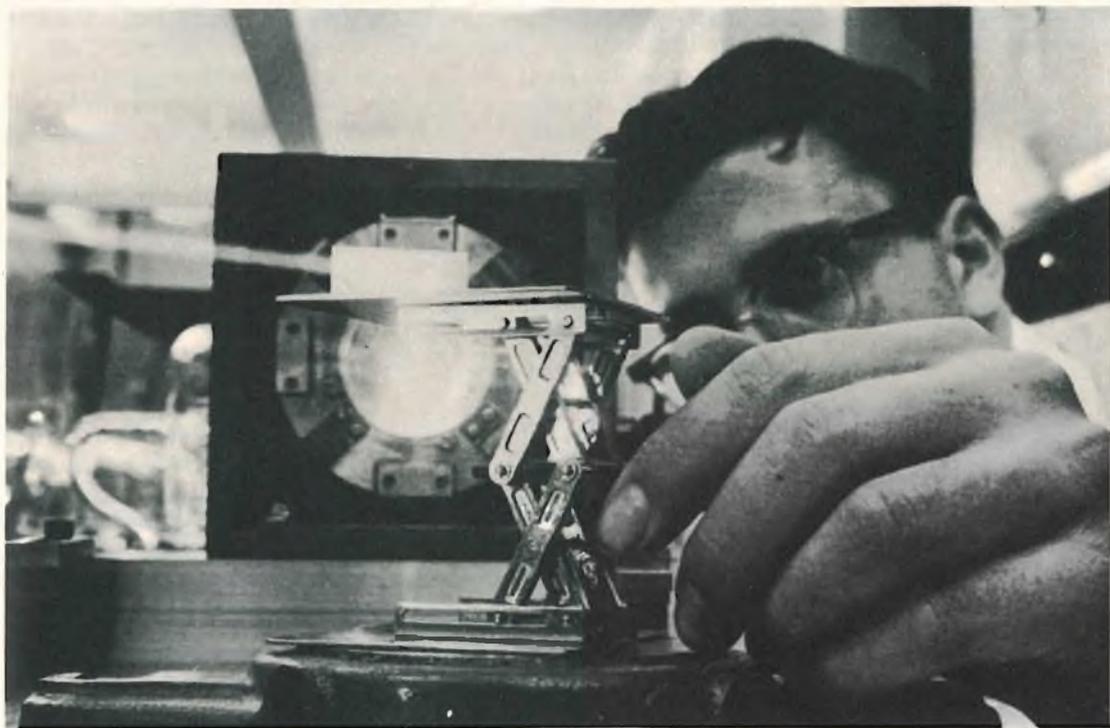
re quali sono i principali requisiti di un trasmettitore per comunicazioni: potenza irradiata sotto forma di onde elettromagnetiche coerenti (con lo stesso angolo di fase) in una stretta banda di frequenze, inclusa quella di maggior interesse.

Necessità della coerenza

Consideriamo un'antenna ricevente, e le onde elettromagnetiche che incidono su di essa; se la fase di questo segnale è costante o varia in maniera prevedibile da un punto all'altro, il rivelatore può separare un segnale utile, se invece la fase varia in maniera casuale da un punto



Nella fotografia qui sopra viene mostrata una fase di saldatura delle parti in vetro di un laser a gas.



Una macchina fotografica riprende direttamente il fascio laser, e vede ciò che l'occhio non può vedere. Infatti l'occhio umano focalizza la luce parallela del fascio laser e ne concentra tutta la potenza su un piccolo punto della retina, con il pericolo di provocare gravi danni.

all'altro, il rivelatore somma solo il valore assoluto della potenza ricevuta; al limite se la somma degli angoli di fase è nulla, si perde ogni traccia della modulazione. La correlazione degli angoli di fase è proprio ciò che si intende per coerenza. Una correlazione della fase in diversi punti dello spazio viene chiamata coerenza spaziale, invece una correlazione di fase durante un certo periodo di tempo in due punti vicini viene chiamata coerenza temporale (fig. 1).

I comuni generatori di onde elettromagnetiche emettono segnali dotati di coerenza sia spaziale che temporale. Invece nello spettro delle frequenze ottiche non esisteva, fino all'avvento del laser, alcuna sorgente di segnali coerenti; questo fatto è dovuto alla mancan-

gono portati in condizioni favorevoli alla emissione mediante riscaldamento, ma il processo rimane incontrollato: ciascun oscillatore irradia indipendentemente da quelli circostanti cosicché la luce emessa, che è la somma delle singole radiazioni, manca di qualsiasi coerenza spaziale e temporale.

L'idea di mantenere una relazione di fase costante fra i diversi elettroni oscillatori stimolando la loro emissione con un'onda di frequenza opportuna, fu avanzata per primo da C.H. Townes nel 1958.

Due anni più tardi, utilizzando l'emissione stimolata, Theodore Maiman ottenne impulsi di radiazione ottica coerente da un singolo cristallo di rubino. Da allora lo sviluppo del LASER (abbreviazione di « Light Amplification by Stimulated

vasta, tanto che l'importanza economica del settore cresce continuamente: per il 1970 si prevede nei soli USA un fatturato di un miliardo di dollari.

Come alto riconoscimento dell'importanza della scoperta il professore Townes ha ricevuto nel 1964 il premio Nobel per la fisica.

Concetti di fisica moderna

Per capire almeno sommarariamente i principi di funzionamento del laser è necessaria qualche cognizione dei più moderni concetti della fisica quantistica, che cercheremo qui di dare nella forma più semplice e chiara (speriamo) possibile.

Il primo contributo alle moderne teorie fu portato nel 1900 da una ricerca del fisico Max Planck, il quale studiando fenomeni di irraggiamento e assorbimento delle radiazioni formulò l'ipotesi rivoluzionaria che l'energia degli elettroni responsabili della radiazione stessa fosse quantizzata, cioè disponibile in livelli ben determinati e discreti, tutti multipli di una certa costante h , che ora è appunto detta costante di Planck.

L'ipotesi dei « quanti » (da cui il nome di fisica quantistica) fu accolta con successo da Albert Einstein per spiegare l'effetto fotoelettrico. Egli estese il concetto di « quanto » alla radiazione stessa, cioè suppose che la luce fosse costituita da « pacchi discreti di energia E data da $E = hf$, dove h è la costante di Planck ed f è la frequenza di radiazione. Di conseguenza un rag-

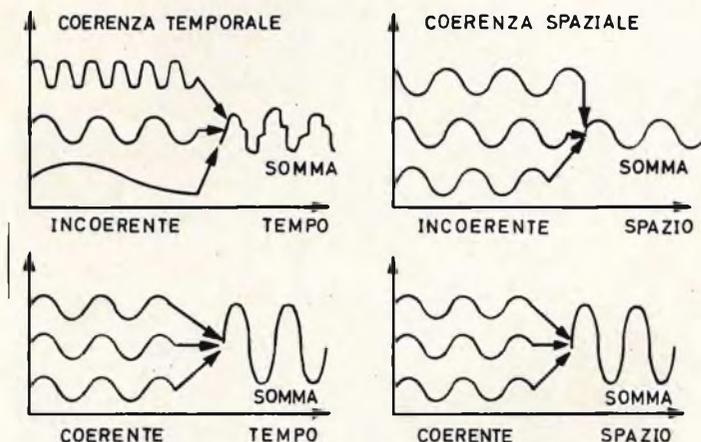


Fig. 1 - Effetti della coerenza temporale e spaziale su più onde.

za di relazione nel movimento degli elettroni, ciascuno dei quali si comporta come un oscillatore autonomo che emette luce. Per esempio i filamenti delle comuni lampadine ven-

Emission of Radiation ») è proseguito con un passo formidabile.

Le particolari proprietà hanno favorito una gamma di applicazioni sempre più

gio di luce può essere pensato come una corrente di particelle senza massa, chiamate poi « fotoni ».

Nel 1913 il fisico danese Niels Bohr diede alla teoria dei quanti una spinta decisiva, proponendo un modello quantizzato per l'atomo

unico, durante il quale emette un fotone. Così la variazione di energia si può scrivere come $E = hf$, dove f è la frequenza della radiazione emessa.

La figura 2 mostra appunto uno schema dell'atomo di idrogeno con le varie or-

bite di energia diversa e l'elettrone che compie una transizione dall'orbita di livello E_2 a quella di livello E_1 , emettendo un fotone.

Negli anni successivi alla esposizione di Bohr la teoria dei quanti è cresciuta di importanza e di completezza; sono stati introdotti molti perfezionamenti il cui esame ci porterebbe troppo lontano dagli scopi di questo articolo.

La figura 3 fornisce un altro aspetto grafico, in termini di energia, del modello di Bohr; le linee orizzontali costituiscono i livelli di energia consentiti, le linee di connessione verticale rappresentano esempi delle transizioni possibili; la lunghezza d'onda della radiazione emessa viene espressa in Angstroms ($1 \text{ \AA} = 10^{-7} \text{ mm}$). Il livello di energia E_1 rappresenta il più basso livello disponibile e viene detto « stato o livello fondamentale »; gli altri livelli (E_2, E_3, \dots) vengono

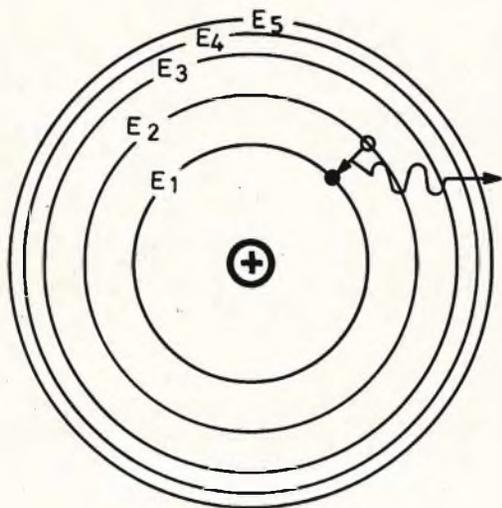


Fig. 2 - Il modello dell'atomo di idrogeno secondo la teoria di Bohr; in particolare si vede la transizione di un elettrone tra due livelli di energia diversa, con l'emissione di radiazione.

di idrogeno, in cui l'atomo è immaginato come costituito da un piccolo nucleo carico positivamente circondato da un elettrone ruotante lungo orbite ben determinate.

L'energia dell'elettrone orbitante intorno al nucleo può assumere solo certi valori, a ciascuno dei quali corrisponde un'orbita stabile, nel senso che quando l'elettrone ruota lungo di essa non emette alcuna radiazione, contrariamente a quanto si pensava secondo la teoria elettromagnetica classica. Per passare da un'orbita all'altra l'elettrone può variare la propria energia solo in un « salto »

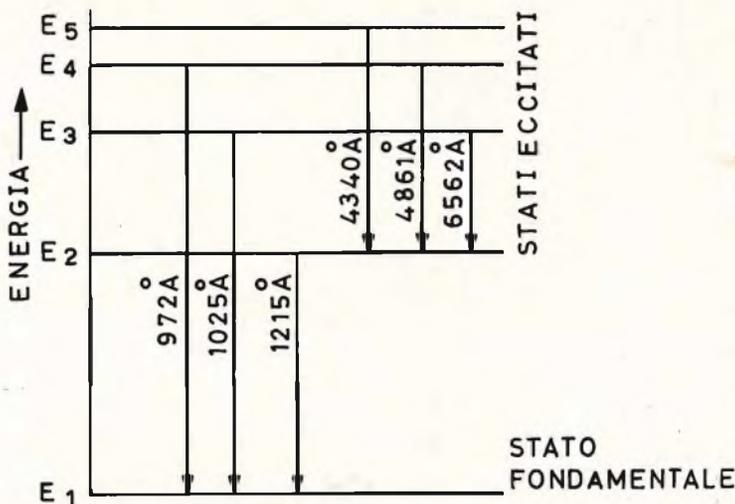


Fig. 3 - Il diagramma dei livelli di energia per l'atomo di idrogeno. Quando gli elettroni compiono transizioni da un livello di energia più elevata ad uno di energia più bassa, emettono radiazioni di lunghezza d'onda determinata (in Angstroms).

no chiamati «stati eccitati». L'utilità di questi diagrammi risulta evidente se si pensa che ogni tipo di atomo ha dei livelli di energia ben definiti e diversi da qualsiasi altro.

Durata dei livelli

Nel diagramma precedente non appare un aspetto importante del comportamento di un atomo: la durata dei livelli. In poche parole la domanda che uno si pone è: se un atomo ad un certo istante si trova in uno stato eccitato, vi rimane indefinitivamente o cade spontaneamente in un altro livello emettendo radiazioni?

La risposta è che un atomo ha sempre la tendenza a ritornare spontaneamente al livello di energia più basso. La situazione è però complicata dal fatto che il tempo medio durante il quale un atomo rimane in

Quando si è in presenza di più atomi, come succede in pratica, la transizione e la emissione avvengono in maniera indipendente per ciascun atomo, cosicché la radiazione totale è incoerente.

Emissione stimolata

Le transizioni spontanee non sono il solo mezzo con cui un determinato atomo eccitato può ritornare allo stato fondamentale. Consideriamo il caso ipotetico di un raggio di luce coerente che attraversa un gas: quando la frequenza f di tale sorgente coincide con una delle frequenze di emissione spontanea, gli atomi sono indotti a transizioni tra i due particolari livelli la cui differenza di energia è tale da soddisfare la relazione $\Delta E = hf$.

Se la transizione avviene da un livello inferiore ad

te, senza che quest'ultimo venga assorbito (vedi figura 4).

La possibilità che la transizione indotta avvenga in una direzione piuttosto che un'altra dipende solo dalla «popolazione» relativa dei due livelli, cioè dal numero di atomi presenti in quel livello. Se il numero di atomi è uguale nei due livelli, l'intensità del fascio di luce rimane costante attraversando il gas. Se invece si trovano più atomi nel livello superiore il fascio mostrerà un aumento di fotoni, cioè la luce viene amplificata dall'emissione stimolata.

Rimane il problema di ottenere la maggior concentrazione di atomi nel livello ad energia superiore, in modo da garantire l'amplificazione.

Questo fenomeno è conosciuto come «inversione

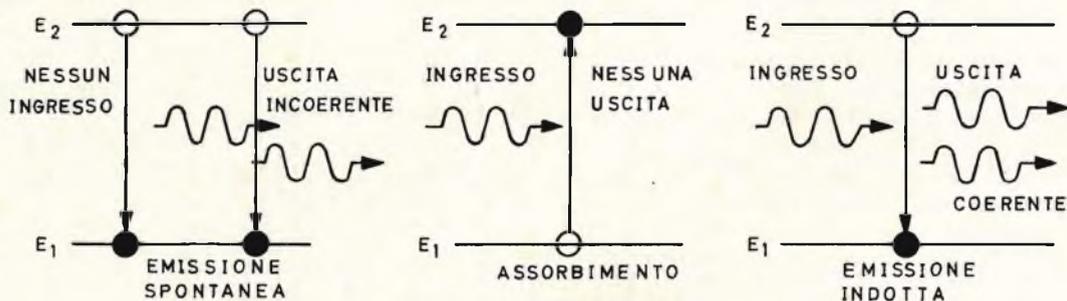


Fig. 4 - I diversi tipi di transizioni atomiche possibili. E_1 ed E_2 rappresentano orbite di livelli diversi.

uno stato eccitato dipende dall'energia di quel livello; comunque in generale questi tempi sono molto brevi, $< 10^{-8}$ s.

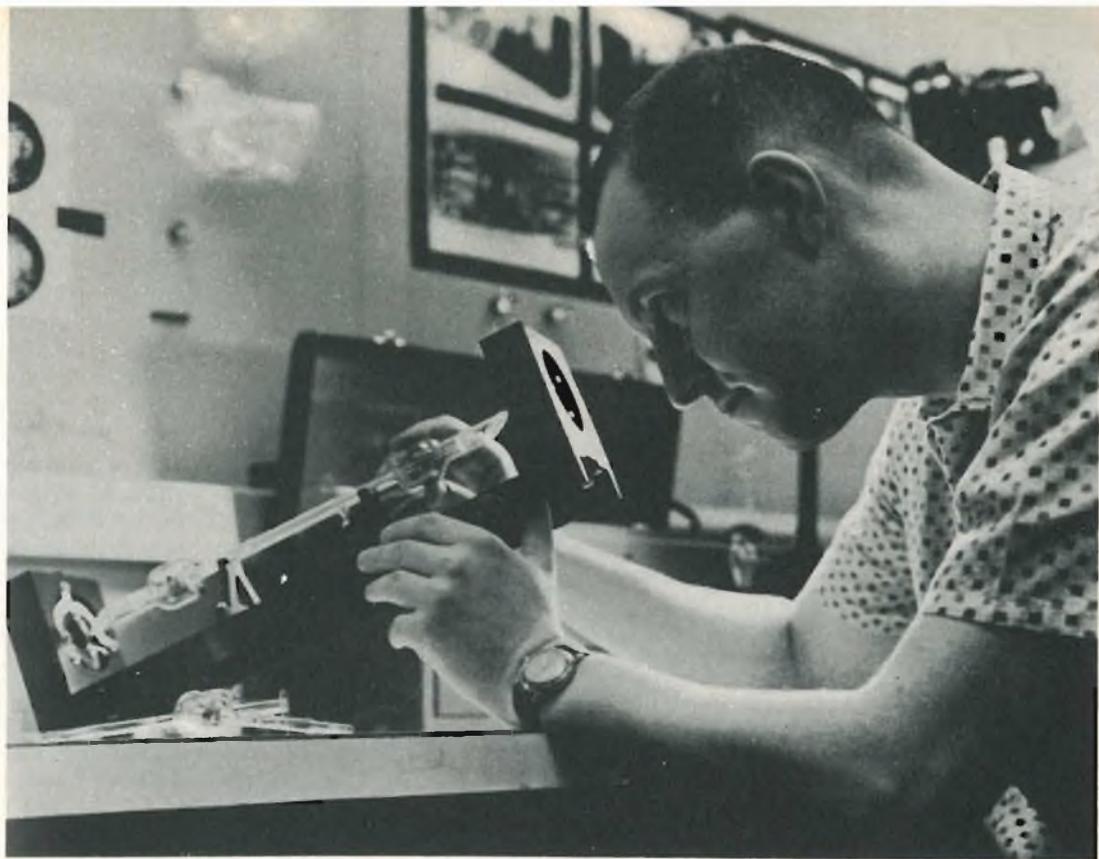
Ogni transizione spontanea è accompagnata dalla emissione di fotoni, che perciò vengono a costituire la «emissione spontanea».

uno superiore si chiama assorbimento, se invece la transizione indotta è da un livello superiore ad uno inferiore si chiama «emissione stimolata» proprio perché la transizione dell'elettrone ad un livello inferiore provoca l'emissione di un nuovo fotone in fase con il fotone incident-

di popolazione» e viene trattato in particolare nel paragrafo successivo.

Il laser a rubino

Per ottenere l'inversione di popolazione occorre fornire energia agli atomi in questione; il processo di popolare un livello di ener-



Un tecnico dei Bell Telephone Laboratories controlla l'allineamento di un piccolo modello di laser a gas.

gia superiore a spese di uno inferiore è chiamato « pompaggio ». Uno dei metodi possibili consiste nel fornire radiazione elettromagnetica di energia soddisfacente la relazione $E = hf$, ma presenta l'inconveniente di essere efficace solo fino ad un certo limite; infatti quando le popolazioni dei due livelli in questione si equilibrano avviene un numero pari di transizioni nei due sensi.

Perciò per ottenere l'inversione si richiede un metodo più sofisticato, che necessita almeno di un livello di energia intermedia in cui immagazzinare gli atomi pompati. Un semplice esempio del sistema a tre livelli è costituito dagli ioni

di cromo presenti in un cristallo di rubino drogato.

La figura 5 mostra un diagramma di energia semplificato degli ioni di cromo in un cristallo di rubino: il livello intermedio (3) è metastabile, cioè ha una durata media alquanto superiore (circa 10^{-3} s) a quella di un normale stato eccitato.

Il procedimento di pompaggio è il seguente:

una luce di pompaggio di frequenza f_{12} provoca la transizione tra i livelli (1) e (2). Gli atomi nello stato eccitato (2) ritornano allo stato fondamentale spontaneamente: o in maniera diretta o tramite una prima fermata nello stato meta-

stabile. Poiché in quest'ultimo la vita media degli atomi è circa 100.000 volte più lunga di quella dello stato (2), questi atomi possono essere considerati quasi stazionari. Il numero degli atomi che arrivano in (3) è proporzionale al numero degli atomi che arrivano in (2), il quale a sua volta è proporzionale alla potenza di pompaggio e indipendente dalla popolazione. Quindi, se viene fornita una sufficiente potenza di pompaggio si ottiene l'inversione di popolazione nello stato (3) a spese dello stato (1), senza le limitazioni imposte dal sistema a due livelli.

Quando è in queste condizioni il rubino si compor-

ta come un amplificatore per le radiazioni di frequenza f_{31} e, come in un qualsiasi amplificatore, l'introduzione di una reazione positiva può provocare oscil-

sioni (qualche centimetro di lunghezza), è veramente considerevole e può essere ottenuta solo con i brevi lampi di luce di una lampada flash.

ma di calore all'interno del cristallo.

Il laser a gas

In funzionamento del laser a gas elio-neon è basato su un diverso metodo di pompaggio per ottenere l'inversione di popolazione. In figura 6 è visibile il relativo schema dei livelli di energia; in esso si nota subito la presenza di un quarto livello terminale che è stato aggiunto al di sopra del livello fondamentale. L'inversione di popolazione viene ottenuta ora tra i livelli (3) e (4). Il vantaggio di questo sistema è che la popolazione iniziale del livello (4) è trascurabile in confronto a quella del livello fondamentale e l'inversione di popolazione si ottiene più facilmente; per essere più chiari: sono necessari meno atomi nel livello (3) perché il loro numero superi quello del livello (4). Ciò riduce la potenza necessaria al pompaggio ed apre la possibilità ad un nuovo metodo chiamato « pompaggio per collisione elettronica ».

La teoria dei quanti dice che c'è una stretta analogia fra un fascio di elettroni ed un fascio di fotoni che attraversano un gas.

Quando l'energia cinetica degli elettroni coincide con la differenza di energia tra due livelli, gli atomi sono indotti dalle collisioni con gli elettroni incidenti a compiere transizioni tra i due livelli in questione; la direzione di transizione dipende solo dalla popolazione relativa dei due livelli. Quindi viene presa in considerazione come metodo

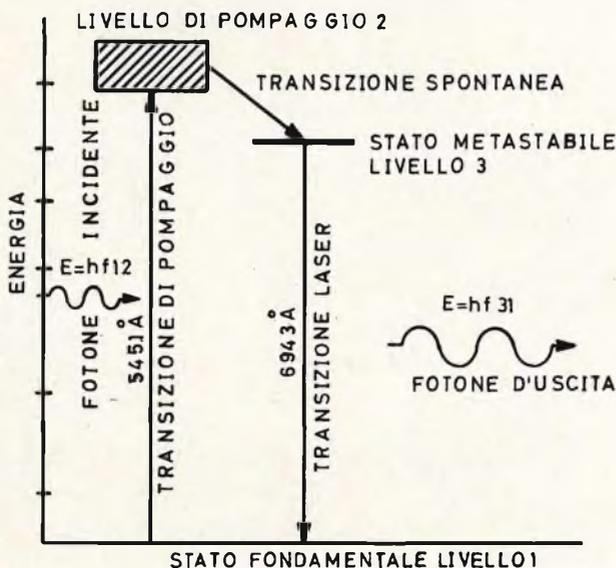


Fig. 5 - Esempio del sistema a tre livelli presente nel laser a rubino.

lazioni persistenti. Nel nostro caso reazione positiva significa il ritorno nel rubino di una parte della radiazione uscente; ciò si ottiene facilmente mediante un sistema direzionale di specchi, tale da formare una vera e propria cavità risonante. In pratica la cavità è costituita dal cristallo stesso di cui vengono accuratamente lisciate ed argentate le estremità.

Prima di passare a descrivere il laser a gas è opportuno fare qualche considerazione pratica circa il funzionamento appena descritto. Innanzitutto la potenza di pompaggio necessaria ad ottenere l'inversione di popolazione, per un cristallo di medie dimen-

Inoltre, quando nel rubino avviene l'azione laser, lo stato metastabile viene spopolato e rapidamente viene spopolato il livello di pompaggio, cosicché l'azione laser si interrompe finché il pompaggio non crea nuovamente una inversione di popolazione.

Quindi l'uscita di un laser a rubino è costituita tipicamente da una serie di impulsi intervallati, ciascuno della durata di 10^{-6} s. Infine, se consideriamo il rendimento come rapporto tra l'energia del fascio emesso e l'energia fornita durante il pompaggio, esso risulta inferiore all'1%; la maggior parte dell'energia fornita viene perduta sotto for-

di pompaggio l'eccitazione degli atomi del gas con elettroni accelerati in un tubo a scarica, ottenibili con diversi sistemi abbastanza semplici. Il vantaggio più considerevole di questo metodo è costituito dalla possibilità di avere un fascio di elettroni costante nel tempo e ottenere perciò una uscita continua dal laser.

Il primo tentativo riuscito di funzionamento del laser con pompaggio per collisione richiede la presenza di due gas, elio e neon, nel tubo a scarica, per ottenere uno schema dei livelli di energia adatto allo scopo.

È interessante, prima di procedere oltre, confrontare il laser a rubino con il laser a gas. Gli atomi di gas in un tubo a scarica sono molto più rarefatti di quanto non lo siano gli atomi « drogati » in un solido, perciò è necessario col gas avere un cammino ottico più lungo per ottenere una sufficiente azione di amplificazione. Nel laser ad elio-neon questo lungo cammino ottico viene ottenuto formando con due specchi, posti alle estremità del tubo a scarica, una cavità risonante; uno degli specchi è semitrasparente per consentire il passaggio di una parte della radiazione che costituisce il fascio laser. Inoltre il rendimento totale del laser a gas è assai più elevato del laser a rubino.

Comunque la differenza più marcata tra i due tipi

rimane nell'uscita: mentre l'uscita del laser a rubino è tipicamente costituita da picchi alquanto irregolari, il laser ad elio-neon è in grado di fornire un fascio

Le principali applicazioni del laser sono:

Nella meccanica, può permettere l'allineamento ed il posizionamento di pezzi con gran precisione, per

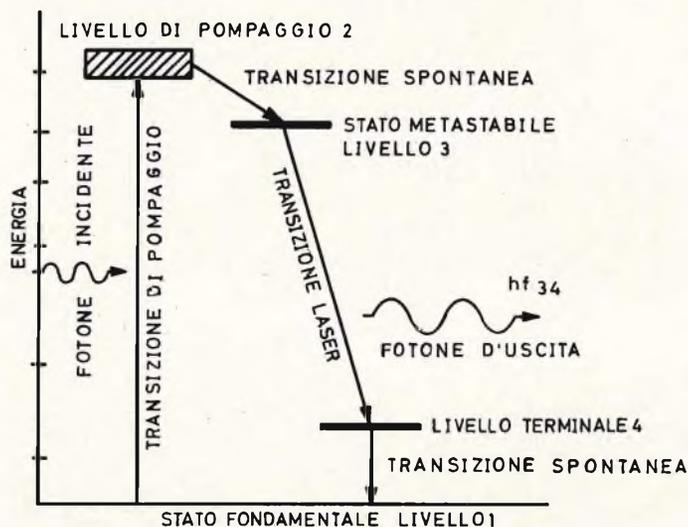


Fig. 6 - Funzionamento di un sistema a quattro livelli di un laser a gas.

continuo. Questa disparità di comportamento ha influito sui rispettivi campi di applicazione.

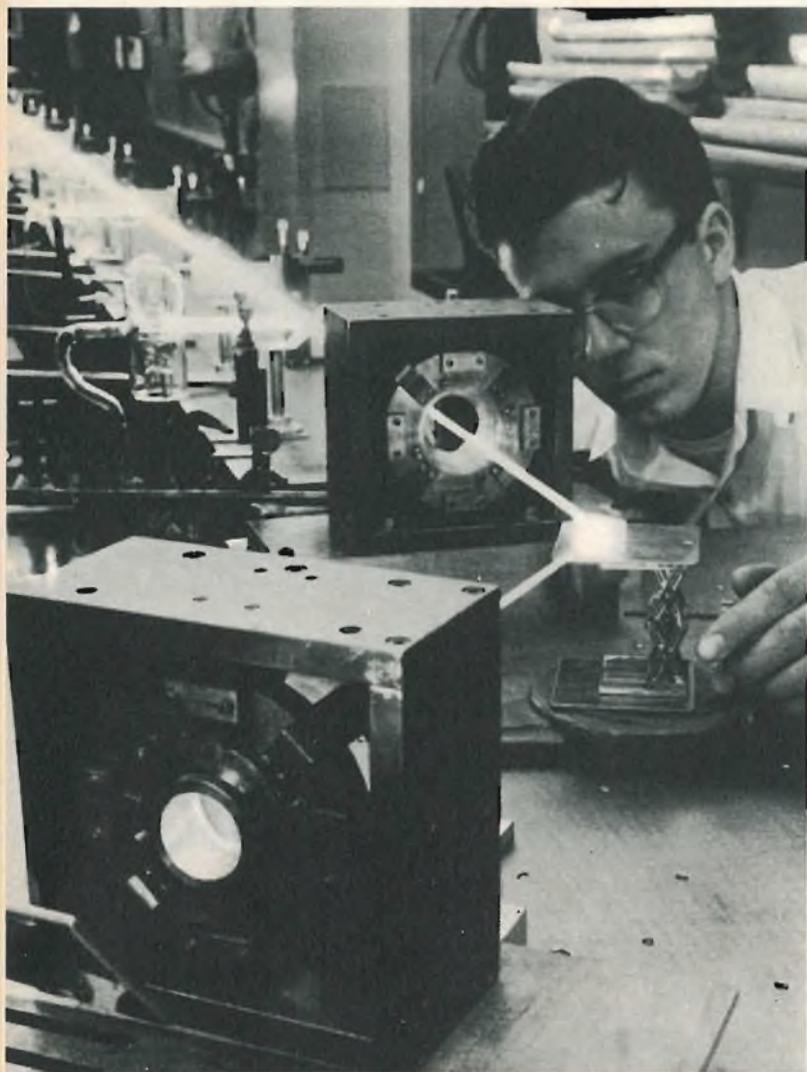
Applicazioni

Tutti coloro che seguono le riviste di divulgazione tecnica e scientifica hanno senz'altro avuto notizie di esperimenti anche molto spettacolari effettuati con il laser: trasmissioni terra-luna-terra, interventi chirurgici arditissimi, ecc...

Ma le applicazioni del laser sono ormai diventate comuni anche nella pratica del lavoro quotidiano, basta ricordare quanto abbiamo detto all'inizio circa lo sviluppo di questo settore negli U.S.A.

esempio per alberi, telemetri, giroscopi, ecc... Può anche essere utilizzato per lo studio di deformazioni di pezzi sottoposti a vibrazioni. Nelle comunicazioni i laser, pur avendo la limitazione dovuta al percorso rettilineo, possono rendere servizi eccellenti; basta pensare che la larghezza di banda è tale da consentire per esempio 100.000 conversazioni telefoniche simultanee. Il fascio laser non può essere oggetto di interferenze e per tale particolarità risulta interessante nel campo militare:

Nella chirurgia e negli studi biologici, la focalizzazione dal fascio può essere utilizzata per l'eccitazione di cellule nervose, per la distruzione di cellule o per



Un particolare del sistema ottico posto all'uscita di un laser a gas della Bell Telephone, uno dei più lunghi mai costruiti: oltre 10 metri.

la lastra una parte della radiazione ricevuta.

I due raggi luminosi producono degli effetti di interferenza sulla superficie sensibile. Mentre un negativo di tipo classico è perfettamente « leggibile », un ologramma presenta all'occhio una superficie grigia sulla quale sono visibili delle deboli linee concentriche, rassomiglianti all'incirca ad una impronta digitale. Per ricostruire l'immagine reale del soggetto è sufficiente illuminare l'ologramma ottenuto con un fascio laser dello stesso tipo di quello usato in precedenza, e gli oggetti appaiono allora alla distanza dove si trovavano al momento della ripresa. Ciò è quando si realizza un ologramma non si fa la messa a punto degli oggetti sul piano della lastra, bensì alla distanza apparecchio-lastra più lastra-distanza degli oggetti, cosicché è possibile apprezzare la « profondità » dei diversi piani del soggetto.

Oltre all'interesse puramente scientifico dell'ologramma, in esso ci sono dei fini pratici molto importanti, per esempio nelle codificazioni di messaggi segreti: senza conoscere la lunghezza d'onda usata e gli angoli di ripresa è impossibile leggere un ologramma!

Con questo chiudiamo l'argomento, riservandoci di ritornarvi sopra di tanto in tanto secondo le novità del momento.

operazioni chirurgiche al livello di corpi elementari. Applicato ad un microscopio facilita lo studio di numerose sostanze grazie all'illuminazione monocromatica.

Gli ologrammi

Una applicazione molto spettacolare del laser è

senza dubbio la realizzazione di ologrammi: straordinarie immagini fotografiche che permettono di apprezzare le tre dimensioni di un oggetto. In pratica un fascio laser viene inviato a colpire una lastra fotografica, mentre una parte dello stesso fascio illumina il soggetto che riflette verso

STORIA DELLA TVC

raccontata da W. Bruch
inventore del sistema PAL

TELEVISIONE
A COLORI

IV Parte

L'autore mette magistralmente a fuoco le idee-base che lo hanno portato all'invenzione del suo PAL. Dà inoltre alcuni suggerimenti per la realizzazione pratica del suo sistema. Viene illustrato naturalmente il PAL con linea di ritardo, che in pratica è quello che poi è stato adottato.

L'idea che sta alla base del sistema PAL è pressapoco la seguente:

Se si riesce a **modificare** il sistema NTSC in maniera che nel caso di alterazione della fase del segnale di crominanza esso riesca a produrre nel ricevitore **in una riga** il colore alterato in maniera « normale » dall'errore di fase φ , e **in quella successiva nel tempo**, ancora un colore alterato ma in senso contrario alla riga precedente, sarà allora possibile mediante integrazione di queste due informazioni di colore riuscire a compensare questi due colori sbagliati in senso opposto. Per realizzare questa integrazione o confronto sarà però necessario poter disporre di un dispositivo immagazzinatore che trattenga una riga per un tempo di $64 \mu\text{s}$ (tempo di scansione di una riga) in maniera che all'apparire della successiva, esso possa fornire l'informazione di colore trattenuta e così dal confronto dei due colori sbagliati sia possibile realizzare quella compensazione della variazione dell'angolo di fase di cui abbiamo parlato all'inizio. In via teorica e matematica que-

sto processo è fattibile e lecito e l'autore (W. Bruch) è riuscito anche a dargli una soluzione pratica conosciuta con il nome PAL che vuol dire appunto (Phase Alternation Line = righe con fase alterna). Riprendiamo in esame la fig. 18 già a noi nota. Supponiamo anche in questo caso che il colore da trasmettere sia un **magenta** per cui l'angolo di fase del segnale di crominanza sia $\alpha = 45^\circ$ (a1) al trasmettitore ma che per vari motivi si sia aggiunta durante il tragitto-trasmettitore-ricevitore un errore di fase $\varphi = 30^\circ$ (b1) per cui al ricevitore arrivi un segnale di crominanza con un angolo di fase $\alpha + \varphi$ e cioè $45^\circ + 30^\circ$ e cioè 75° . Il colore riprodotto sullo schermo del ricevitore non sarà un porpora ma come indica l'orologio del colore (c1) sarà un colore tendente fortemente al rosso.

A questo punto supponiamo che il trasmettitore cambi nella riga successiva, la polarità dell'asse di modulazione del segnale I, per cui da + I' (1° riga) si abbia - I' (3° riga) (2) e di nuovo nella riga successiva + I (5° riga). Dalla fig. 18

(cerchi del colore in basso) si vede che il semplice fatto di avere cambiato la polarità dell'asse di modulazione del segnale I' produce un cerchio del colore nel quale i colori si succedono come prima (riga 1) con la differenza che ora ruotano in senso inverso (riga 3).

In altre parole ciò vuol dire che nella riga in cui al trasmettitore avviene il cambiamento di polarità dell'asse di modulazione del segnale $+ I$, tutti i colori avranno il vettore del segnale di crominanza che sembrerà **l'immagine speculare** del vettore della riga precedente o come di solito si dice avranno il vettore **ribaltato** rispetto all'asse di modulazione del segnale Q' ; ciò significa anche che in questa seconda riga l'angolo di fase α del segnale di crominanza risulterà negativo ($-\alpha$). Per semplicità chiameremo **riga NTSC** quella che noi abbiamo chiamato prima riga (riga 1) e per la quale è stata mantenuta la classica modulazione in quadratura NTSC, e invece chiameremo **riga PAL** quella che noi abbiamo chiamato seconda riga (riga 3) e nella quale rispetto alla riga NTSC è stato soltanto cambiato di polarità l'asse di modulazione del segnale I' .

Questo sistema di modulazione con l'asse di modulazione del segnale I' cambiato di polarità è indicato in basso nella fig. 18 e cioè in (a_2) . Naturalmente si suppone, come del resto è evidente, che anche durante la riga PAL il colore ripreso sia il porpora. In questo caso però si vede che se anche durante questa riga il segnale di crominanza subisce una variazione di fase pari all'angolo $\varphi = 30^\circ$ (e quindi uguale a quello che il segnale di crominanza aveva nella riga NTSC), la reale variazione di fase che il segnale di crominanza presenta all'arrivo nel ricevitore sarà $-\alpha + \varphi$, e cioè $-45^\circ + 30^\circ$, in definitiva quindi -15° (vedi b2). La alterazione di colore di questa riga (riga PAL) sarebbe quindi **in direzione del blu e non del rosso** come invece avveniva per la riga precedente (riga NTSC). Questa alterazione avrebbe quindi assunto in questo cerchio del colore proprio il colore complementare rispetto al colore alterato NTSC.

Ciò che rimarrà ora da fare sarà la mescolazione (integrazione) di questi due

colori sbagliati presenti in queste due righe contigue con il risultato di riottenere il vero colore trasmesso e cioè il porpora. Infatti rosso $+ \text{blu} = \text{porpora}$.

Necessità di riportare in ricezione l'asse di modulazione del segnale — I' nella « posizione NTSC » ($+ I'$)

Ad ogni cerchio di colore corrisponde ovviamente un dato circuito, una determinata matrice nella quale le tensioni vengono combinate in opportuni rapporti per essere poi in grado di pilotare nella maniera richiesta i cannoni elettronici del cinescopio.

Per potere quindi mescolare in **uno stesso e identico circuito** segnali (e quindi colori) distorti in senso opposto è assolutamente necessario che il vettore usato per la trasmissione ($-I'$) venga trasformato in un vettore capace di adattarsi ad un cerchio del colore NTSC ($+ I'$), se il ricevitore funziona appunto secondo questo cerchio. Per poter ottenere ciò è necessario nel ricevitore ribaltare di nuovo sull'asse Q' il vettore F raggiungendo così lo scopo di cambiare di nuovo polarità al segnale I' ottenendo di conseguenza un segnale come indicato nel terzo cerchio del colore (c_2) in basso (fig. 18).

Se ora si preleva da una linea di ritardo capace di ritardare un segnale per un tempo pari alla durata di una riga ($64 \mu s$) il segnale trasmesso nella riga precedente (riga NTSC — c_1 in fig. 18), e lo si somma con il segnale « ribaltato » della riga PAL (c_2 in fig. 18) otterremo il vettore del colore vero e cioè con $\alpha = 45^\circ$ che rispetto al vettore trasmesso risulterà soltanto leggermente **più corto** nella misura di $S (1 - \cos \varphi)$ a causa della somma effettuata. Il colore ricevuto risulterà pertanto uguale a quello trasmesso soltanto che apparirà leggermente desaturato o sbiancato.

Se si osserva bene si vede però che come risultato della somma si dovrebbe ottenere un segnale che è il doppio del

(2) A causa dell'interlacciamento dei due semiquadri la riga successiva nel tempo alla 1ª riga è la 3ª, osservata sullo schermo del cinescopio.

primitivo. Questo fattore 2 che in fig. 18 (d) non è indicato non significa altro che un'amplificazione. Nel nostro caso però, il vettore che indica l'effettuazione del valore medio dei due segnali è rappresentato con una lunghezza metà di quella vera. Ciò allo scopo di poterlo « adattare » al cerchio del colore.

Come si fa a cambiare la polarità dell'asse di modulazione del segnale I'

Per poter invertire il « senso di marcia » dell'orologio del colore oppure (è la stessa cosa) per poter ribaltare l'angolo α intorno all'asse di modulazione del segnale Q' , basterà cambiare la polarità al segnale I' e cioè passare da $+I'$ a

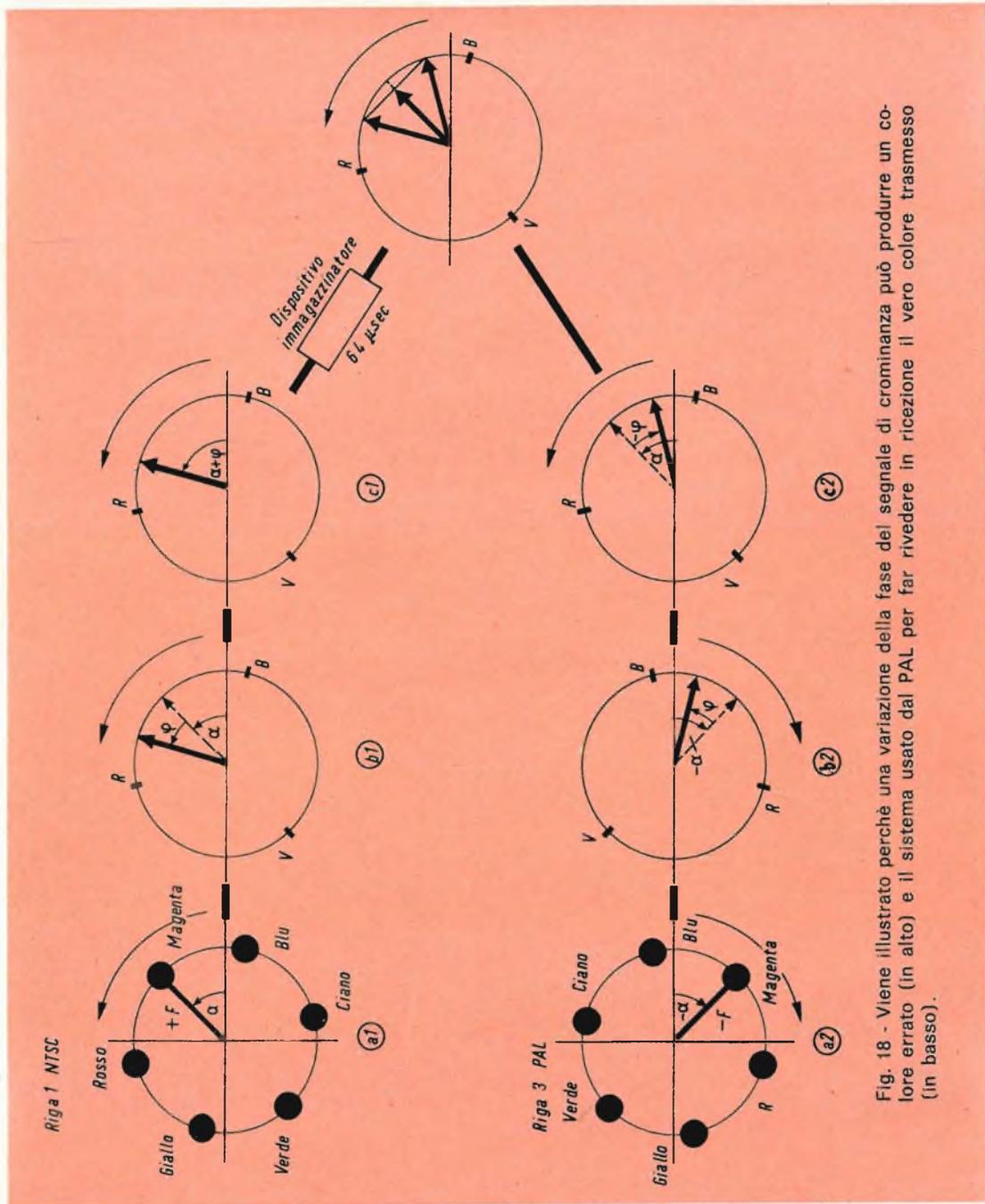


Fig. 18 - Viene illustrato perché una variazione della fase del segnale di crominanza può produrre un colore errato (in alto) e il sistema usato dal PAL per far rivedere in ricezione il vero colore trasmesso (in basso).

— I'. In sede di trasmissione (codificazione PAL) si dovrà pertanto cambiare di polarità il segnale I' di riga in riga, e cioè in una riga modulare con + I' e in quella successiva nel tempo modulare con — I'.

Per ottenere questa condizione sarà sufficiente che la portante modulata dal segnale I', che nel sistema NTSC risulta anticipata di 90° rispetto alla portante modulata dal segnale Q', nel nostro caso venga sommata alla portante modulata dal segnale Q in una riga con la fase anticipata di 90 (+ 90°) e in quella successiva con un ritardo di 90° (—90°) sempre naturalmente rispetto alla fase della portante modulata dal segnale Q'. In altre parole ciò equivale a dire che la portante applicata al modulatore del segnale I' dovrà cambiare di polarità di riga in riga o semplicemente cambiare di 180° la fase di riga in riga. E' molto più facile ottenere queste tensioni sfasate di 180° (per esempio mediante un trasformatore bifilare con presa centrale) che dover cambiare di polarità il segnale video I' (e cioè da + I' a — I'). In questo secondo caso si dovrebbe assicurare per entrambe le polarità il più rigoroso mantenimento del livello del nero.

Perché è lecito compensare l'errore di fase mediante la media dei colori sbagliati di due righe successive

Abbiamo visto che la compensazione della variazione dell'angolo di fase del segnale di cromaticità si effettua facendo la media delle informazioni di colore « errate » di due righe contigue. Questo artificio è lecito per il fatto che in un'immagine normale TV, la forma del segnale video di due righe contigue rimane pressoché inalterata o se cambia, cambia di poco.

Questo dato di fatto consentì a H. de France inventore del SECAM di considerare, nella trasmissione dei segnali differenza di colore a banda stretta, pressoché identiche le informazioni di colore di due righe contigue. Queste considerazioni gli consentirono di sviluppare il suo SECAM, nel quale come tutti sanno si rinuncia alla trasmissione contemporanea dei due segnali differenza di colore. Que-

sti due segnali, come è noto sono assolutamente indispensabili nel ricevitore in quanto servono a definire il vettore di un dato colore. H. de France **trasmette** invece per ogni riga **un solo** segnale differenza di colore. Nel ricevitore egli **simula** la presenza contemporanea dei due segnali differenza di colore ricavando il segnale differenza **non trasmesso** all'uscita di una linea di ritardo che lo aveva preso dalla riga precedente e lo aveva trattenuto per tutto il tempo di scansione di una riga, e cioè 64 μ s.

A differenza del sistema SECAM, la identità del contenuto cromatico di due righe successive nel tempo viene sfruttata nel PAL non per trasmettere un solo segnale differenza di colore al posto di due ma per compensare le eventuali variazioni dell'angolo di fase del segnale di cromaticità. Ciò è ottenuto, come abbiamo visto, facendo la media delle informazioni di colore « errate » di due righe successive nel tempo.

Riottenimento in ricezione dei segnali differenza di colore

Per il pilotaggio del cinescopio del ricevitore abbiamo visto che occorrono di nuovo i **veri** segnali differenza di colore e non i segnali I' e Q'. Nel sistema NTSC essi vengono riottenuti mediante una demodulazione sincrona sensibile alla fase. Nel PAL essi vengono invece riottenuti con un sistema completamente diverso, e cioè mediante somma e sottrazione dei segnali di cromaticità di due righe. **Ciò produce la scomposizione del segnale di cromaticità, modulato in fase ed in ampiezza, in due componenti: di queste una risulta modulata in ampiezza dal solo segnale di colore Q' e l'altra risulta modulata in ampiezza dal solo segnale di colore (I').**

Queste due componenti vengono successivamente demodulate mediante raddrizzamento con aggiunta di una portante (demodulazione sincrona). Successivamente i segnali I' e Q' così rivelati vengono dematrazzati nei segnali differenza di colore R' — Y', V' — Y' e B' — Y' che possono finalmente essere applicati alle griglie controllo del cinescopio. Il segnale di luminanza Y', come già detto, viene applicato al catodo.

PHILIPS

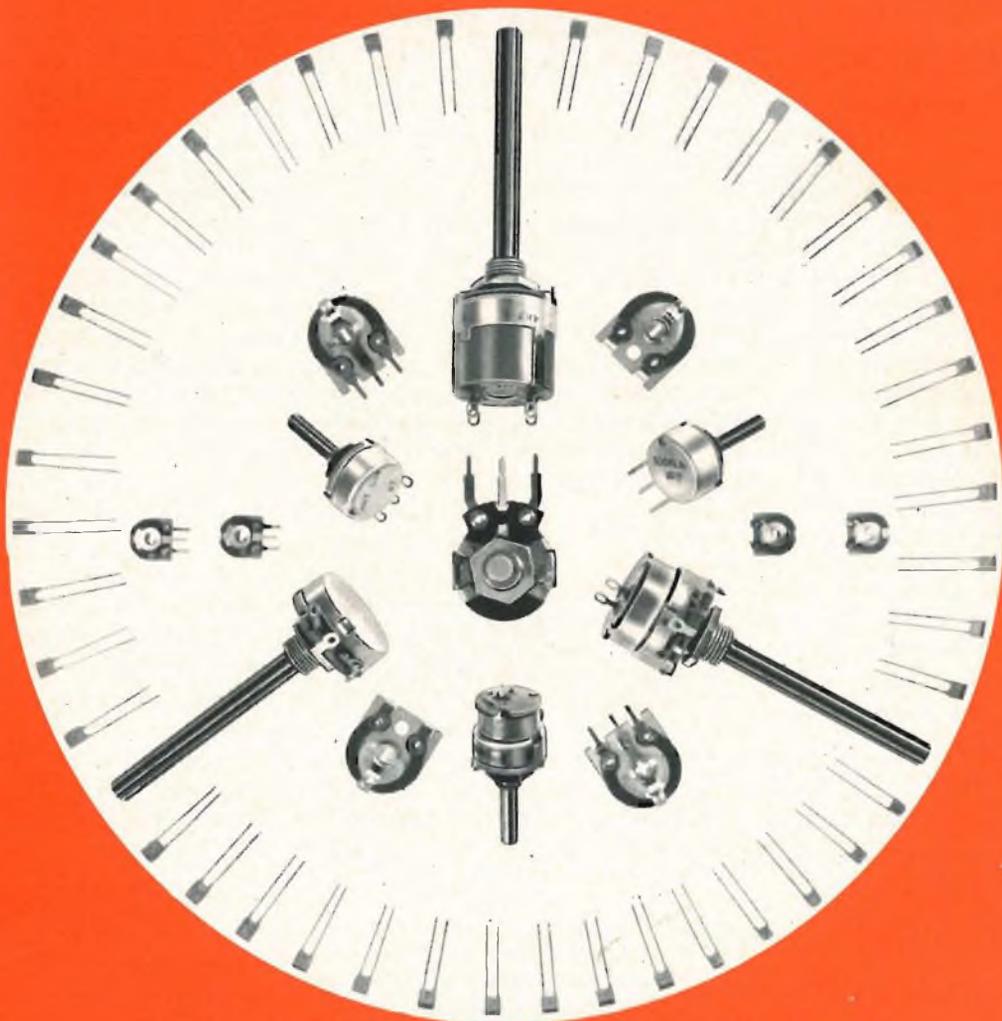


s. p. a. Sezione Elcoma
Reparto Componenti Passivi
Milano piazza IV Novembre, 3
telefono 69.94

Potenziometri e
trimmer potenziometrici a
carbone per applicazioni
in radio e televisione
e industriali.

Condensatori ceramici miniatura a
placchetta per tutte quelle
applicazioni in cui sono richieste,
oltre che dimensioni ridottissime,
basse perdite, tolleranze strette
ed elevata stabilità.

Serie a coefficiente di temperatura
controllato e serie a bassissima
dipendenza della capacità
dalla temperatura.



Scomposizione del segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura I' e Q'

Nella fig. 19 sono riportate le righe di un quadro interlacciato formato cioè dall'inframezzamento di due successivi semiquadri. Scegliamo una riga a piacere di questo quadro e chiamiamola supponiamo la 2.nnesima ($2n$); automaticamente la riga precedente alla $2n$, sarà la $2n - 1$ mentre la riga che segue la $2n$ sarà la $2n + 1$. Succederà pertanto che se la $2n$ avrà un tipo di modulazione (NTSC o PAL non interessa), le righe sopra $2n - 1$ e sotto $2n + 1$ avranno l'altro tipo di modulazione (PAL o NTSC). Nel nostro esempio indicheremo con la *a* la riga $2n - 1$ e le successive rispettivamente con *b* e con *c* (fig. 19). Come appare dalla figura, a causa dell'interlacciamento dei due semiquadri le due righe successive nel tempo non si trovano affatto l'una accanto all'altra sullo schermo del cinescopio.

Nella fig. 20 è riportata la somma vettoriale dei segnali a frequenza della portante delle righe $a + b$ e $b + c$ (vedi fig. 19). Tale somma dà per risultato la componente in quadratura Q' (più precisamente $2Q'$). Nella stessa figura è riportata parimente la sottrazione dei segnali delle righe $a - b$ e $b - c$. Come si vede questa operazione porta al ricupero della componente in quadratura I' (più precisamente $2I'$). Da questa rappresentazione vettoriale appare anche chiaro come la componente in quadratura I' risulti di riga in riga con segno cambiato ($+2I'$ e $-2I'$). La relazione di fase di 90° (quadratura) esistente tra I' e Q' rimane invariata indipendentemente da qualsiasi rotazione che gli assi subiscono in seguito ad un errore di fase.

La linea di ritardo

Come linea di ritardo viene usata nel sistema PAL una linea di ritardo ad ultrasuoni identica a quella impiegata per la prima volta nel 1942 da Kruse (Telefun-

ken) negli apparecchi radar di allora. Essa è formata da una barra di vetro alle cui estremità vengono saldati dei trasduttori piezoelettrici di titanato di piombo. Il segnale di crominanza a 4,43 MHz viene applicato ad uno di questi trasduttori il quale lo trasforma in una corrispondente onda ultrasonica avente la stessa frequenza. Questa onda ultrasonica si propaga lungo la barra di vetro e perviene all'altro trasduttore che la ritrasforma in un corrispondente segnale elettrico a 4,43 MHz (fig. 21a). Rispetto al segnale di crominanza **d'ingresso** questo segnale di crominanza presente all'uscita della linea di ritardo risulta **ritardato** di un tempo pari al tempo impiegato dall'onda ultrasonica ad attraversare la barra di vetro. Questo tempo deve corrispondere al tempo di scansione di una riga, e cioè circa $64 \mu s$.

Il vetro impiegato per la realizzazione della barra è un vetro speciale già usato in altri dispositivi elettronici. La sua caratteristica è quella di rendere il tempo che impiega l'onda ultrasonica ad attraversare la barra di vetro pressoché indipendente dall'aumento di temperatura cui può andare incontro la linea durante il normale funzionamento del ricevitore. Infatti nonostante che si tratti di un segnale a 4,43 MHz che deve essere ritardato di circa $64 \mu s$, corrispondenti a soli 283,5 oscillazioni elettriche di questo segnale, le caratteristiche termiche del vetro sono tali che queste oscillazioni ricavate alla uscita della linea presentano ancora la stessa fase di quelle applicate all'ingresso della linea.

Le linee di ritardo attualmente impiegate per questo scopo presentano più o meno le caratteristiche qui sotto riportate.

La fig. 21 (b) presenta la curva in funzione della temperatura a cui può soggiacere una siffatta linea di ritardo. In pratica vengono usate linee di ritardo che effettuano un ritardo più breve pari a $\tau = 63,8 \mu s$ ed hanno una maggiore tol-

Tempo di passaggio	: $63,8 \pm 0,1 \mu s$
Variazione dovuta alla temperatura	: $0,75 \cdot 10^{-4} ^\circ C$
Frequenza centrale	: 4,43 MHz
Larghezza di banda	: non accordata da 2,0 fino a 2,5 MHz, accordata fino a 3 MHz
Smorzamento del segnale utile	: 20dB con resistenza di carico di 50Ω
Riflessioni indesiderate	: più di 26 dB al di sotto del segnale utile
Resistenza interna del trasduttore	: circa 50Ω e circa 1000 pF

leranza nella variazione del tempo di ritardo. In questi casi però viene associata alla linea di ritardo di vetro una linea di ritardo a filo di pochi soldi la quale permette di poter tarare una volta per sempre esattamente il tempo di ritardo all'esatto valore di 283,5 in oscillazioni della portante.

Realizzazione pratica del circuito della linea di ritardo

Come già indicato nella rappresentazione di fig. 20, un ricevitore PAL con linea di ritardo effettua grazie alla **somma** in giusta fase delle tensioni del segnale di crominanza di due righe successive la se-

Fig. 19 - Successione nel tempo delle righe di un quadro. Prima viene effettuata la scansione del I° semiquadro (righe 1-2-3-4 ...) e poi quelle appartenenti al II° semiquadro (non contrassegnate nel disegno). Le righe a, c... hanno la modulazione NTSC; le righe b, d... hanno la modulazione PAL.

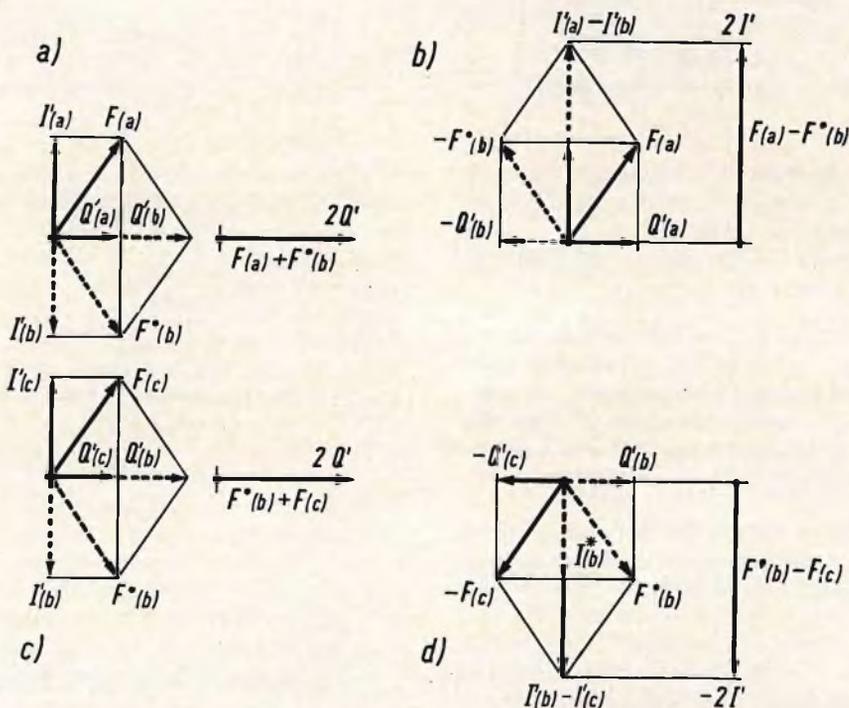
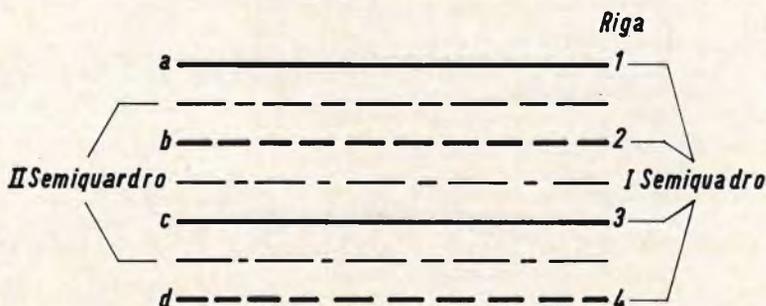


Fig. 20 - Rappresentazione mediante vettori della somma e sottrazione dei segnali di crominanza di due righe (a, b). La riga a ha la modulazione NTSC, la riga b la modulazione PAL. Il vettore del segnale di crominanza della riga a viene indicato mediante $F_{(a)}$, quello della riga b mediante $F_{(b)}$. Ogni vettore è composto a sua volta dalle componenti in quadratura, per esempio, $F_{(a)} = I'_{(a)}, Q'_{(a)}$. Il processo di somma e sottrazione conduce nel PAL alla separazione in ricezione delle componenti in quadratura $I'_{(a)}$ e $Q'_{(a)}$.

parazione della componente in quadratura modulata in ampiezza dal solo segnale Q' . Analogamente grazie alla contemporanea **sottrazione** dei segnali delle suddette righe esso riesce ad ottenere separata l'altra componente in quadratura e cioè

dire che nel ricevitore bisognerà annullare quel cambiamento di polarità effettuato in trasmissione il quale com'è noto produceva l'inversione della sequenza dei colori nel cerchio del colore. Ciò può essere ottenuto molto facilmente cambian-

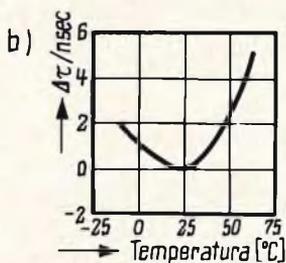
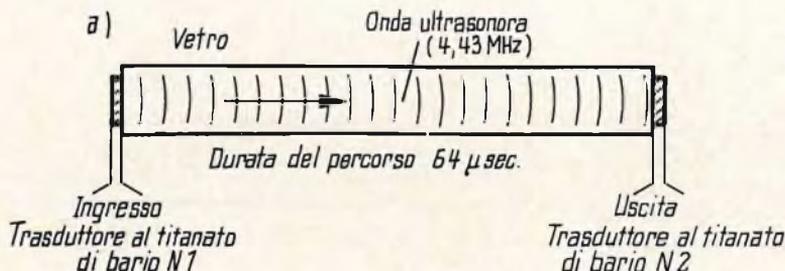


Fig. 21 - Linea di ritardo ad ultrasuoni. a) principio di funzionamento; b) variazioni del tempo di ritardo $\Delta\tau$ in funzione della temperatura.

la portante modulata in ampiezza dal solo segnale I' : quest'ultima ovviamente risulterà cambiata di polarità (180°) di riga in riga a causa dell'analogia inversione di fase effettuata in trasmissione.

In questi processi di somma e sottrazione viene, come si sa, effettuata quella media dei segnali che permette di compensare l'eventuale variazione di fase che il segnale di crominanza può aver subito nel tragitto trasmettitore-ricevitore.

Uno schema di principio capace di effettuare quanto sopra detto è indicato in fig. 22. Al posto della sottrazione dei due segnali si può effettuare una somma purché si provveda a cambiare il segno ad uno dei due segnali. Ciò può essere ottenuto come indicato in figura, ruotando di fase di 180° uno dei due segnali.

Come già si può rilevare dalla fig. 20, bisognerà nel ricevitore cambiare ogni seconda riga la polarità del segnale I' (vedi anche la fig. 18). In altre parole ciò vuol

do ogni seconda riga la polarità della portante rigenerata nel ricevitore e iniettata nel demodulatore del segnale I' . Come si sa, a causa del sistema di modulazione a soppressione di portante impiegato per motivi di compatibilità, è assolutamente necessario ripristinare nel ricevitore una portante con fase e frequenza identiche a quelle della portante soppressa in trasmissione.

E' appunto questa portante che viene iniettata con una differenza di fase di 90° nell'uno e nell'altro demodulatore del ricevitore e che nel caso della componente iniettata nel demodulatore del segnale I' deve subire in più ogni seconda riga, un cambiamento di fase di 180° . Questo cambiamento di polarità corrisponde nel canale I' , dopo che è avvenuta la demodulazione, ad un cambiamento di polarità del segnale I' . Nei circuiti che effettuano la somma e la sottrazione dei segnali (fig. 22) è bene che non vengano impiegati i componenti attivi come valvole o tran-

sistor. Ciò consente di ottenere circuiti che hanno un funzionamento sicuro e molto stabile nel tempo.

Lo schema di principio di fig. 23a può essere realizzato in pratica nella seguen-

te maniera:

— I segnali risultanti dalla somma e dalla differenza possono essere ricavati ciascuno separatamente da una matrice resistiva come indicato in fig. 23b.

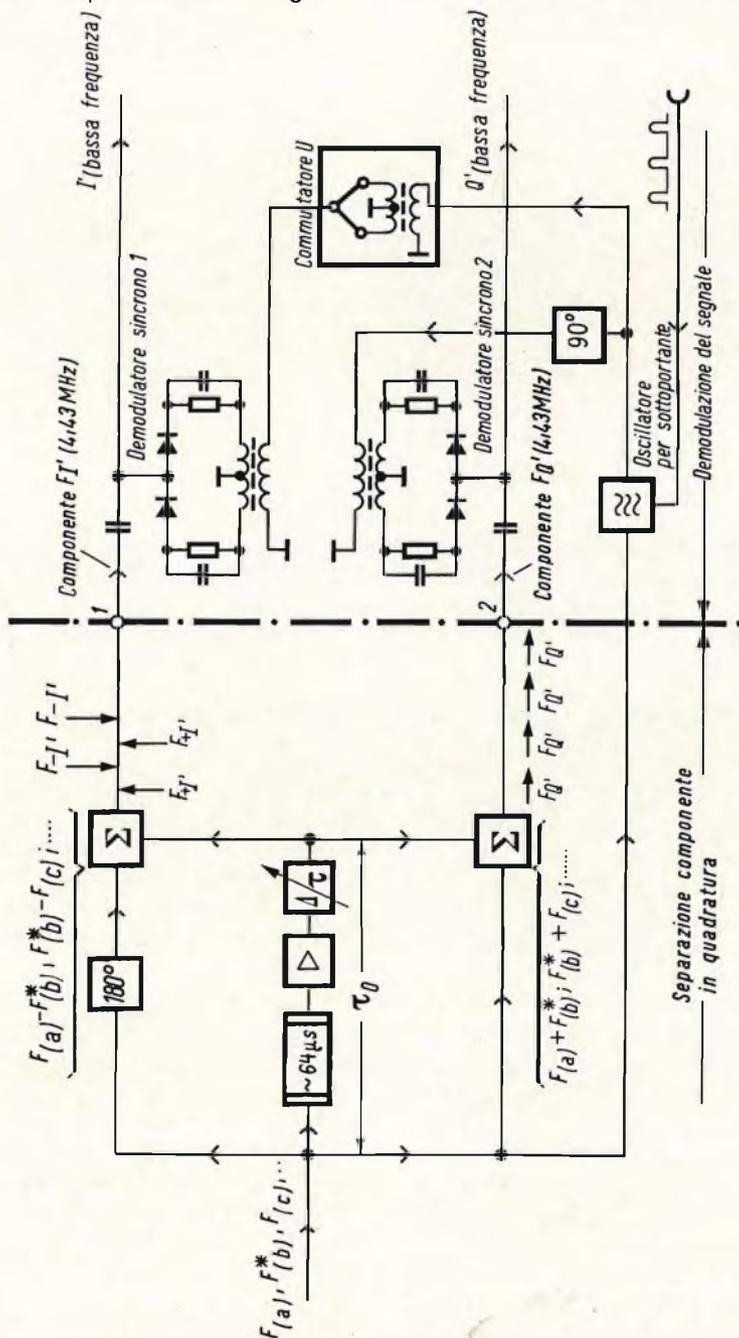


Fig. 22 - Schema di principio del circuito della sottrazione e della somma dei segnali e della conseguente spaccatura del segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura (a sinistra). Demodulazione sincrona dei due segnali separati $F_{(+)}$, $F_{(-)}$ e F_0 , e rimozione della commutazione del segnale I' mediante un commutatore elettronico inserito nel cammino della relativa portante di riferimento.

— La linea di ritardo e la relativa matrice possono essere pilotati da una valvola montata in un circuito « cathode follower » oppure meglio ancora da un transistor montato in un circuito « emitter follower ».

to dall'uscita per il semplice fatto che una reazione proveniente, supponiamo da un terminale del secondario di Tr_1 viene annullata da una corrispondente reazione di uguale ampiezza e di polarità opposta presente all'altro terminale del trasforma-

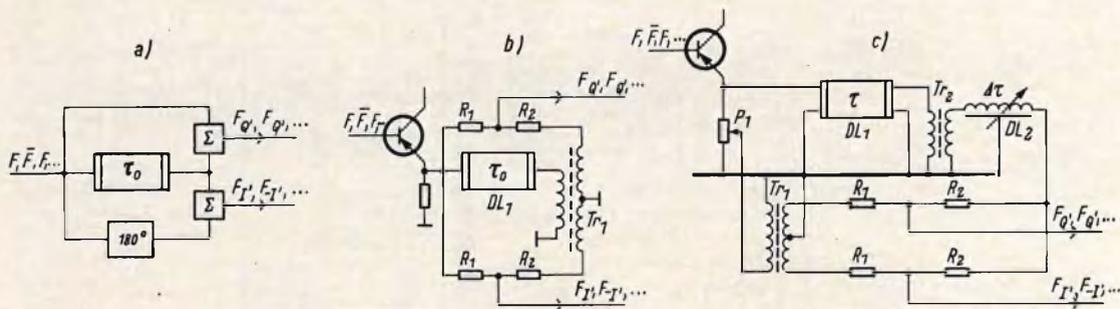


Fig. 23 - Come si realizza in pratica il circuito che provvede ad effettuare la spaccatura del segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura. a) schema a blocchi del demodulatore a linea di ritardo. Non sono stati indicati i demodulatori sincroni; b) circuito pratico, c) circuito b) con l'aggiunta di una linea di ritardo a filo per la esatta taratura del tempo di ritardo. Nota: \bar{F} corrisponde a F^* , per es., nella fig. 22.

— La resistenza d'uscita della linea di ritardo ad ultrasuoni DL_1 ha, come del resto anche la resistenza d'ingresso, un ordine di grandezza di 50Ω . E' possibile pertanto mediante trasformazione « in salita » effettuata dal trasformatore Tr_1 in esecuzione a filtro di banda, compensare all'uscita le perdite in tensione (circa 16 dB) prodotte dalla linea. Questa perdita di tensione è dovuta alla doppia trasformazione dei segnali effettuata dai trasduttori piezoelettrici della linea e dallo smorzamento che l'onda ultrasonica subisce nell'attraversare il vetro della linea stessa.

Ad un terminale del secondario di T_1 , avvolto in bifilare e con presa centrale rigorosamente simmetrica, viene pertanto prelevata la tensione richiesta per il canale-somma (Q'). All'altro terminale, si troverà di conseguenza la corrispondente tensione, spostata di fase di 180° esatti, necessaria per il canale-differenza (I').

In questo circuito estremamente semplice, l'ingresso non può essere influenza-

tore. Ciò vale anche per il « cammino » inverso.

Una tensione di disturbo che raggiungesse un terminale del secondario attraverso una delle matrici resistive verrebbe compensata nel trasformatore collegato in controfase da una tensione di uguale ampiezza attraverso la seconda matrice resistiva.

I segnali in frequenza portante rispettivamente F_I e F_Q , vengono ricavati dalle rispettive matrici resistive. Questi segnali vengono applicati successivamente ai demodulatori sincroni i quali forniranno i segnali video I' e Q' raddrizzati. La portante di riferimento iniettata nel demodulatore sincrono del segnale I' dovrà essere commutata di 180° ed ogni riga in maniera da ottenere da $-I'$, $+I'$.

La commutazione di questa portante potrà essere effettuata da un bistabile pilotato dagli impulsi di ritorno di riga.

L. Cascianini

NovoTest

BREVETTATO

**MOD. TS 140 20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.**

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	$\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 500 μ F (alimentaz. batteria)

**MOD. TS 160 40.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.**

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7 portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A • AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A • OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$ (campo di misura da 0 a 100 M Ω) • REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω • FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 dB • CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (alimentazione batteria interna). Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm 115, graduazione in 5 colori.

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.



VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47
20151 MILANO



ora anche
40.000 Ω/V

IN VENDITA PRESSO
TUTTI I MAGAZZINI DI
MATERIALE ELETTRICO
E RADIO-TV

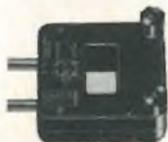
TS 140 L. 10.800
TS 160 L. 12.500
franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N

portate 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A



PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.



TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da -25° +250°



CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N
campo di misura da 0 a 20.000 Lux



DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
- BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
- CAGLIARI - Pomata Bruno
Via Logudoro 20
- CATANIA - Elle Emme s.a.s.
Via Cagliari, 57
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
- GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
- MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
- NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Pa-
ludi 62
- PESCARA - P.I. Accorci Giuseppe
Via Oseno 25
- ROMA - Tardini di E. Careda e C.
Via Amatrice 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

B R E V E T T A T O

Parte III

Concludiamo questa nostra panoramica sull'evoluzione del circuito push-pull, occupandoci questa volta dei circuiti a transistor complementari e dei circuiti di pilotaggio per transistor di potenza. Per concludere riportiamo alcune formule per il calcolo della potenza d'uscita e della impedenza di carico.

Il circuito push-pull a transistor complementari è il metodo più aggiornato nella realizzazione degli stadi finali degli amplificatori. Per meglio comprendere il funzionamento dei transistor complementari, riportiamo alcune nozioni fondamentali sui transistor. Come tutti sanno vi sono due tipi di transistor, i PNP e gli NPN. I transistor PNP sono costituiti di uno strato di germanio di tipo N, sul quale con un trattamento speciale, si pone uno strato di germanio di tipo P; questo da entrambi i lati del germanio N.

Lo strato di germanio N costituisce l'elettrodo di base del transistor mentre gli strati P costituiscono l'emettitore e il collettore. Naturalmente per quanto riguarda i transistor NPN si avrà esattamente il contrario, cioè lo strato di germanio P formerà la base mentre gli strati di germanio N formeranno l'emettitore e il collettore. Per questi nostri esempi abbiamo sempre parlato di transistor al germanio, ma è evidente che le stesse considerazioni valgono anche per i transistor al silicio.

Per quanto riguarda l'alimentazione, si

deve ricordare che il polo negativo va collegato al collettore, il polo positivo all'emettitore, mentre la base deve essere polarizzata negativamente rispetto all'emettitore, questo per i transistor PNP. Si deve tener presente che all'aumentare della polarizzazione negativa di base si ha un aumento della corrente di collettore.

Per quanto riguarda l'alimentazione dei transistor NPN, si deve tener presente che è tutto il contrario di quanto si faceva con i PNP; infatti il polo positivo va collegato ora al collettore e il polo negativo all'emettitore, mentre la base deve essere polarizzata positivamente rispetto all'emettitore. Aumentando o diminuendo la polarizzazione di base, aumenta o diminuisce la corrente di collettore. Concludendo si può dire che un transistor NPN e un transistor PNP aventi delle caratteristiche simmetriche costituiscono una coppia di transistor complementari.

Facciamo ora un esempio pratico; in fig. 10 abbiamo collegato insieme due transistor complementari, supponiamo che funzionino in classe B, esaminiamo ora cosa avviene quando sulle loro basi viene

applicato un segnale sinusoidale. Come abbiamo già detto in precedenza, l'alternanza positiva blocca il transistor T_1 , in quanto è un PNP e renderà conduttore il transistor T_2 ; questo produrrà una corrente avente la stessa forma della alternanza

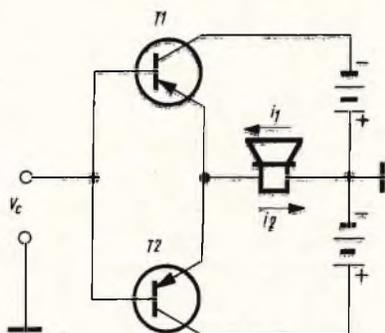


Fig. 10 - Metodo di collegamento di due transistor complementari funzionanti in classe B.

constatare, ogni transistor amplifica una sola alternanza del segnale di pilotaggio, e ciò significa che il circuito push-pull è del tipo serie. Per ottenere questo funzionamento è necessario un circuito sfasatore, ma nel nostro caso non è necessario in

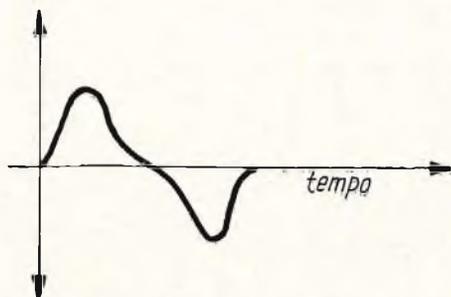


Fig. 12 - Deformazione di un segnale sinusoidale dovuta a distorsione non lineare.

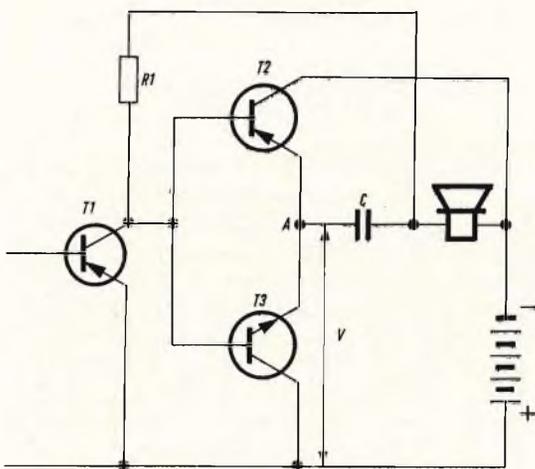


Fig. 11 - Sistema di alimentazione di un circuito a transistor complementari per mezzo di una sola sorgente di alimentazione.

za del segnale di pilotaggio e che attraverserà l'altoparlante nel senso della freccia i_2 . L'alternanza negativa, al contrario di quanto era avvenuto prima, blocca il transistor T_2 (che è del tipo NPN) e rende conduttore il transistor T_1 ; questo produrrà anch'esso una corrente avente la stessa forma dell'alternanza del segnale di pilotaggio e che attraverserà l'altoparlante nel senso della freccia i_1 . Come si può

quanto lo sfasamento è prodotto dalle caratteristiche complementari dei due transistor.

Si deve notare a questo punto che il nostro circuito ha lo svantaggio di aver bisogno di due sorgenti di alimentazione separate, cioè una per ogni transistor. Per evitare questo inconveniente, si è studiato il circuito di fig. 11, come si può vedere l'altoparlante viene collegato nel punto di collegamento (A) degli emettitori dei transistor complementari T_2 e T_3 per mezzo di un condensatore. Si può constatare che la tensione nel punto A è esattamente la metà della tensione di alimentazione.

Nel circuito di fig. 11, il transistor T_1 serve per il « pilotaggio preliminare »; la resistenza R, agisce come carico di collettore. Le basi dei transistor T_2 e T_3 sono collegate direttamente al collettore di T_1 . Per quanto riguarda il funzionamento, si può considerare simile a quello del montaggio di fig. 10. Anche in questo caso, quando le alternanze sono positive, il transistor T_3 è conduttore mentre T_2 è bloccato, questa condizione ha la conseguenza di far diminuire la tensione V. Quando la alternanza è negativa, il transistor T_2 diventa conduttore mentre T_3 è bloccato, la tensione nel punto A aumenta.

Dobbiamo notare che le variazioni della tensione sinusoidale vengono trasmesse dal condensatore al carico dello stadio, in questo caso formato dall'altoparlante. Come è facile capire in questi circuiti possono generarsi delle distorsioni non del tutto localizzate.

sistor T_2 e positivamente la base di T_3 . La resistenza R_2 deve essere regolata in modo da eliminare la cosiddetta distorsione di incrocio e allo stesso tempo deve avere un valore basso rispetto alla resistenza R , per non rompere la simmetria del circuito. Bisogna inoltre tener presen-

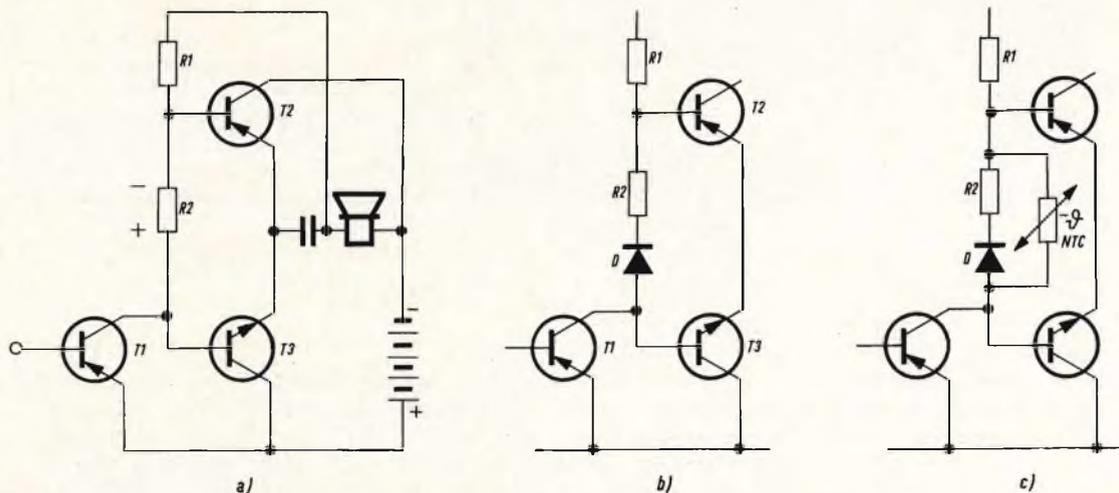


Fig. 13 - Diversi metodi per ottenere la polarizzazione dei transistor complementari.

Osservando gli schemi finora presi in considerazione possiamo notare che non vi è segnata alcuna tensione di polarizzazione, questo è stato fatto solo per semplificare la spiegazione del circuito, perché come tutti sanno, è necessario creare una certa differenza di potenziale fra la base e l'emettitore, perché il transistor possa funzionare correttamente. Quando questa condizione non viene rispettata, si produce una distorsione non lineare che provoca la deformazione della sinusoide come si può vedere in fig. 12. Ricordiamo, ancora una volta, che la polarizzazione deve essere negativa per i transistor PNP e positiva per gli NPN.

La polarizzazione viene ottenuta per mezzo di un partitore di tensione; nel nostro caso la si è ottenuta collegando una resistenza R_2 fra le basi dei due transistor complementari, come si può vedere in fig. 13. Al passaggio della corrente di collettore nella resistenza R_2 si ha una caduta di tensione; le polarità della tensione sono indicate sullo schema. Questa tensione polarizza negativamente la base del tran-

te che nel caso in cui la polarizzazione ha un valore leggermente più alto del normale, la corrente di riposo dei transistor T_2 e T_3 aumenta rapidamente provocando così una dissipazione elevata nella resistenza R_2 . Alcune volte si dispone in serie alla resistenza, il diodo BA 114 collegato in senso diretto come si può vedere in fig. 13 b). Il valore della resistenza di questo diodo, intesa nel senso di conduzione, è molto bassa, di circa una decina di ohm. La funzione del diodo BA 114 è di stabilizzare il regime di funzionamento e di bilanciare le possibili variazioni della tensione di alimentazione o della corrente di collettore di T_1 .

In alcuni circuiti, spesso viene usata anche una resistenza NTC come si può vedere in fig. 13 c). Il suo compito è quello di compensare l'aumento della corrente di riposo, in funzione della temperatura, dei transistor complementari T_2 e T_3 . La resistenza della NTC diminuisce quando la temperatura aumenta provocando, di conseguenza, una riduzione della tensione di polarizzazione.

Sul circuito di emettitore di ciascun transistor complementare si devono montare delle resistenze di valore appropriato per stabilizzare l'effetto della temperatura. In fig. 14, possiamo vedere inoltre la resistenza R_s , che viene utilizzata per completare la stabilizzazione in continua. Questa

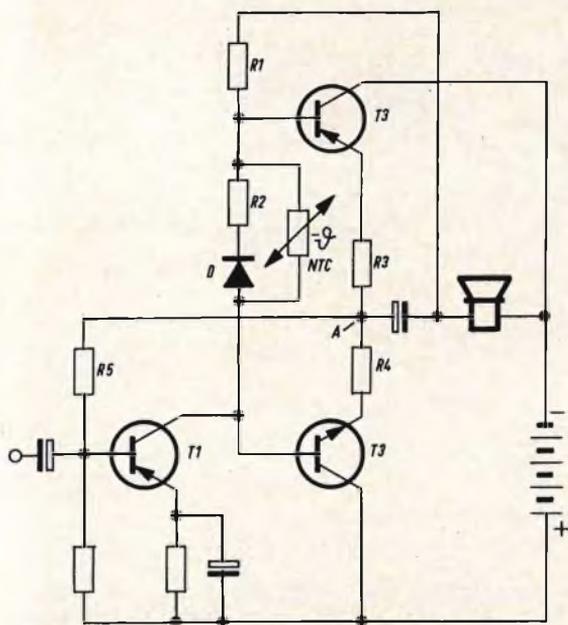


Fig. 14 - Schema completo del circuito di stabilizzazione effettuato con controreazione continua.

resistenza funziona da controreazione e viene inserita dal ponte della base del transistor T_1 al punto di giunzione (A) degli emettitori dei transistor complementari.

Quando il preamplificatore è equipaggiato di due transistor collegati in cascata, per poter ottenere una giusta rotazione di fase, questo circuito si deve collegare sull'emettitore del transistor d'ingresso, come si può vedere a titolo d'esempio in fig. 15. Il valore della resistenza di controreazione deve essere di 820Ω , a questa si deve collegare in parallelo un condensatore da $3,9 \text{ nF}$ per evitare eventuali difetti dovuti alla rotazione di fase.

Alcune volte sul circuito di collettore del transistor che agisce da circuito di pilotaggio preliminare si dispone una resistenza R in cui il punto di giunzione con la



CHEMTRONICS KLEER SPRAY

Liquido acrilico, isolante, protettivo, con proprietà antiarco e anticorona. Isolamento - impermeabilizzazione - protezione contro la ruggine e la corrosione - copertura delle antenne esterne.

LC/830

resistenza di carico R , è collegato al punto A per mezzo di un condensatore C , come si può vedere in fig. 16. Grazie a questo particolare collegamento, si può rimandare una parte della tensione al preamplificatore che funzionerà allora con corrente co-

polo positivo dell'alimentatore) che fornirà le opportune tensioni sulle basi dei transistor T_2 e T_3 . A questo proposito, si deve tener presente che più il transistor è caldo, minore sarà la resistenza di fuga e maggiore sarà la distorsione.

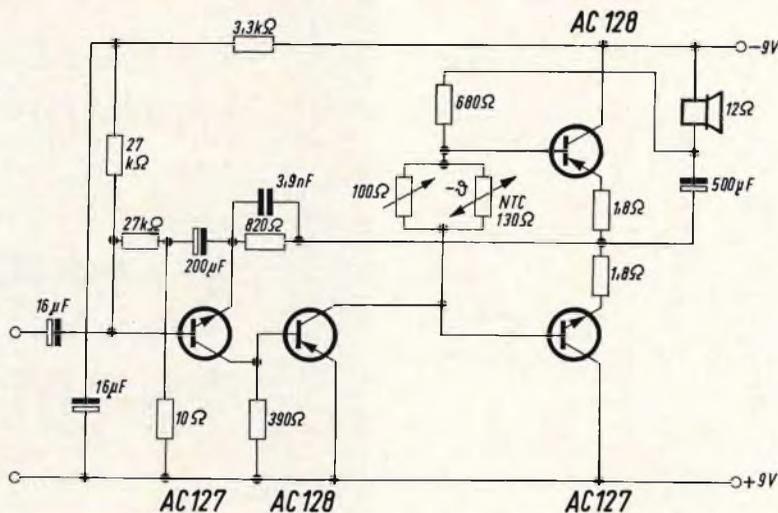


Fig. 15 - Esempio di circuito amplificatore completo.

stante. Così facendo si ha una compensazione della corrente I_{cbo} del transistor T_3 sulle alternanze negative. Eliminando il transistor T_1 , sarà il ponte formato dalle resistenze $R - R_1 - R_2$ e dalla resistenza di fuga base-collettore di T_3 (collegata al

Applicando la tensione di uscita della resistenza R , si rende la tensione negativa rispetto alla massa, questo permette di portare il transistor T_2 in saturazione.

CIRCUITO PER IL PILOTAGGIO DI TRANSISTOR DI POTENZA

I circuiti visti fino a questo momento, equipaggiati coi transistor complementari, danno una potenza modulata molto bassa, cioè dell'ordine del 1/2 W.

Quando sono richieste delle potenze elevate, si possono accoppiare ai transistor complementari, mediante un collegamento diretto, dei transistor NPN e PNP di potenza elevata funzionanti in classe B, come si può vedere nel circuito di fig. 17.

Circuiti di questo tipo sono già stati riportati diverse volte sulla nostra rivista.

ESEMPI DI CALCOLO DELLA POTENZA D'USCITA E DELL'IMPEDEZZA DI CARICO

Si deve innanzi tutto sapere che uno stadio di uscita in genere funziona come stadio modulatore della tensione di alimentazione. Supponendo che la tensione sia

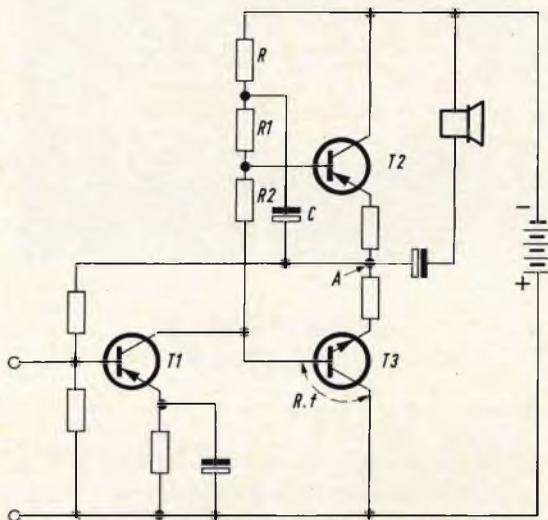


Fig. 16 - Circuito particolare con il quale si ottiene la reinserzione della tensione che fa funzionare il preamplificatore a corrente costante.

V, si avrà che la tensione di riposo nel punto A o punto di T_4 o T_5 è $V/2$ come si può vedere in fig. 17. Di conseguenza non è sbagliato affermare che l'ampiezza massima della sinusoide può considerarsi

Questi valori massimi sono in definitiva quelli indicati dai costruttori; è necessario a questo punto assicurarsi che utilizzando queste potenze, non vengano superati i valori stabiliti delle resistenze termiche.

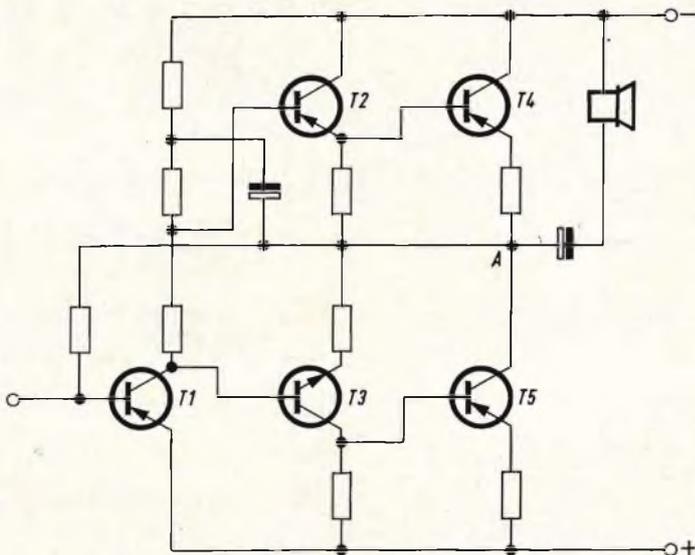


Fig. 17 - Metodo di accoppiamento di transistor di potenza funzionanti in classe B.

compresa fra $V - a$ e $0 + a$; il fattore a è la somma della tensione di saturazione e della tensione presente ai capi delle resistenze di emettitore.

Per calcolare la tensione efficace massima, si può usare la formula seguente:

$$V_{eff} = \frac{V_{alim}}{2 \sqrt{2}}$$

Per quanto riguarda la corrente efficace, siccome i transistor funzionano in classe B, si potrà usare la formula:

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

La potenza sarà quindi data dalla formula:

$$p = V_{eff} \times I_{eff} = \frac{V_{alim}}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{alim}}{\sqrt{2}}$$

dalla quale si ricava la formula semplificata:

$$p = \frac{V_{alim} \cdot I_{alim}}{4}$$

Quando si vogliono usare i transistor nelle loro condizioni di funzionamento massime si devono stabilire le seguenti condizioni:

$$V_{alim} = E_{max} \text{ e } I_{alim} = I_{max}$$

L'impedenza di carico è data dalla formula:

$$Z = \frac{V_{eff}}{I_{eff}} = \frac{V_{alim} \sqrt{2}}{2 I_{alim} \sqrt{2}}$$

dalla quale si ricava:

$$Z = \frac{E_{alim}}{2 I_{alim}}$$

Per chiarire meglio i concetti riportati, diamo ora un esempio numerico. Prendiamo in considerazione, un amplificatore equipaggiato di transistor di potenza, funzionante con una tensione di alimentazione di 34 V e una corrente di 2 A. La potenza modulata del circuito sarà:

$$p = \frac{34 \cdot 2}{4} = 17 \text{ W}$$

Con questo valore di potenza, si avrà una impedenza di carico di:

$$Z = \frac{34}{2 \cdot 2} = 8,5 \Omega$$

Concludiamo così questa nostra panoramica sull'evoluzione del circuito push-pull, con la speranza di aver chiarito gli eventuali dubbi su questo particolare tipo di circuito.

LE FOTO RESISTENZE

GENERALITÀ E APPLICAZIONI



Riportiamo in questo articolo e in un altro che pubblicheremo prossimamente, alcuni esempi di impiego delle fotoresistenze LDR cioè elementi resistivi che variano il loro valore in dipendenza con la luce. Prima di passare ai circuiti pratici, abbiamo pensato di esporre brevemente qualche cenno teorico per familiarizzare i lettori con questo particolare tipo di componente.

Le fotoresistenze LDR (Light Dependent Resistors) sono costituite di solfuro di cadmio, un materiale che quando viene preparato in modo conveniente, non contiene o contiene un numero bassissimo di elettroni liberi se viene tenuto in oscurità completa.

La sua resistenza è perciò molto alta. Quando invece viene illuminato, gli elettroni vengono liberati e di conseguenza il materiale diventa più conduttore. Per questa ragione il solfuro di cadmio viene chiamato « fotoconduttore ». Gli elettroni sono liberi solo per un periodo di tempo limitato e quando la luce è spenta, essi vengono catturati di nuovo da quelle cavità dalle quali provenivano; in questo modo il materiale che era diventato conduttore ritorna ad essere un materiale isolante.

Processo di fabbricazione

Una polvere di solfuro di cadmio altamente purificata mescolata con degli additivi viene pressata a forma di disco. I dischi sono sinterizzati ad alta temperatura e vengono controllati attentamente per quanto riguarda la pressione atmosferica, la temperatura e il tempo.

Gli elettrodi sono applicati con un sistema di evaporazione sotto vuoto. In un secondo tempo i terminali sono fissati agli elettrodi e il disco della LDR con i terminali è montato in un involucro adatto o ricoperto da una speciale lacca.

Le fotoresistenze possono essere facilmente montate in ogni tipo particolare di circuito (fig. 1), esse sono munite di due fili di collegamento di rame stagnato e formano così un elemento del circuito

avente una resistenza variabile con la luce. La sorgente di luce e il dispositivo fotosensibile costituiscono spesso un elemento funzionale logico, con o senza retroazione ottica (questo corrisponde alla corrente di automantenimento classica del relè).

La resistenza interna della fotoresistenza LDR-03 varia con l'intensità luminosa che viene ad essa applicata. La sua resistenza è massima in oscurità e diminuisce quando l'intensità luminosa aumenta (da diversi megaohm a un centinaio di ohm).

Nelle diverse applicazioni che descriveremo bisogna tener presente le due proprietà del solfuro di cadmio attivato: la variazione della resistenza con la luce, costituisce una commutazione di corrente, e i tempi di diminuzione e di recupero del valore di questa resistenza che permette di ottenere una certa serie di commutazioni. Riassumendo si può dire che nel suo impiego più frequente, un dispositivo formato da una lampadina e da una LDR, può sostituire un relè.

Grazie alla elevata sensibilità di queste fotoresistenze e delle loro piccole dimensioni, è possibile disporle affiancate e di fissarle su dei pannelli isolanti o su dei circuiti stampati.

Questa fotoresistenza è adatta in modo particolare per delle frequenze di illuminazione relativamente basse.

Dal punto di vista del funzionamento interno, si può considerare la fotoresistenza LDR-03 (come anche tutti i dispositivi a fotoresistenze al solfuro di cadmio) come un semiconduttore di tipo N.

Delle cavità vengono generate grazie alla eccitazione della coppia elettrone-cavità; quest'ultime sono catturate rapidamente dalle imperfezioni del cristallo. La mobilità e la durata di vita dei portatori di carica, così prodotti, hanno dei valori estremamente bassi. In prima approssimazione le cavità prodotte sono pressapoco

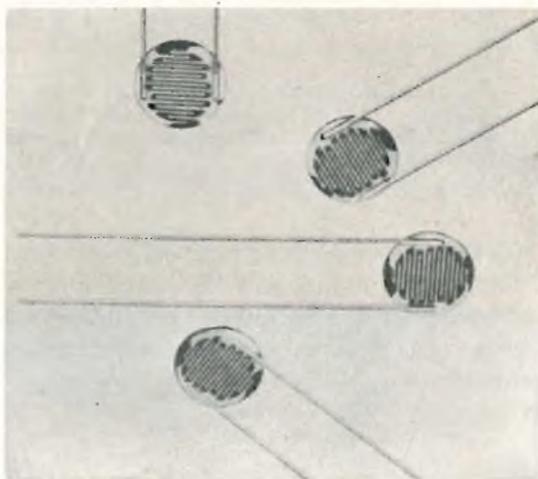
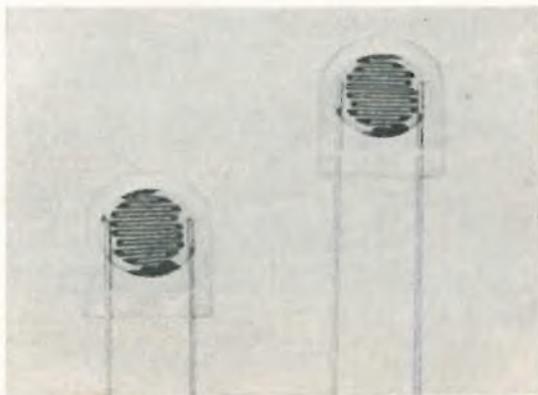
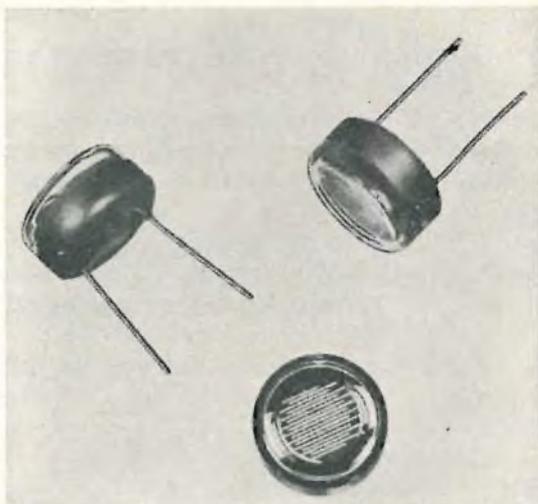


Fig. 1 - Tre diversi tipi di fotoresistenze nei vari involucri: a) tipo incapsulato in un contenitore di vetro e resina sintetica; b) tipo incapsulato in un involucro di plastica; c) tipo ricoperto di una lacca speciale.

immobili in assenza di un effetto di campo. Quando si applica un campo elettrico a un dispositivo al solfuro di cadmio illuminato, gli elettroni liberi estratti da una regione del cristallo creano, in questa stessa regione, una carica di spazio positivo sotto forma di cavità « captate ».

Il ruolo dell'attivazione consiste, giustamente, nel ripartire il più uniformemente possibile la distribuzione della carica dello spazio e dei portatori nel volume del cristallo.

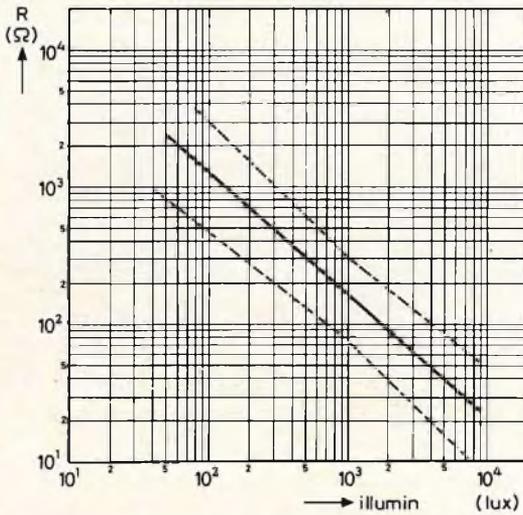


Fig. 2 - Caratteristica resistenza-illuminazione di una fotoresistenza LDR.

Gli elettrodi ad armature parallele contribuiscono, in maniera rilevante, al raggiungimento di una buona uniformità del campo. La corrente ottenuta è proporzionale alla superficie « attiva » del dispositivo.

Proprietà elettriche

La caratteristica resistenza/illuminazione è legata dalla relazione che si ha fra il valore della resistenza e l'illuminazione

che può essere espressa con buona approssimazione dalla formula:

$$R = A L^{-\alpha}$$

dove R è il valore della resistenza in ohm; L è il valore della illuminazione in lux; A e α sono costanti.

Il valore di α dipende per esempio dal solfuro di cadmio usato e dal processo di fabbricazione; valori normali si aggirano su 0,7-0,9. In fig. 2 è stata riportata la relazione esistente fra la resistenza R e l'illuminazione in lux per un tipo normale di fotoresistenza LDR.

Risposta spettrale

La curva di risposta spettrale è una curva che mostra la relazione fra le proprietà della resistenza e la lunghezza di onda del flusso incidente. La sensibilità spettrale è determinata dalla proprietà del materiale fotosensibile. Le fotoresistenze LDR hanno la loro risposta massima a circa 6800 Angstrom (vedere fig. 3).

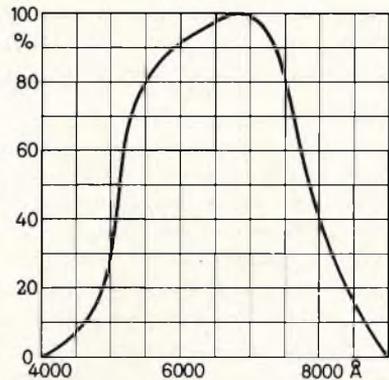
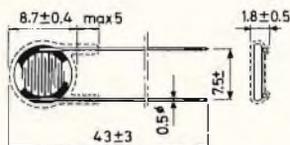
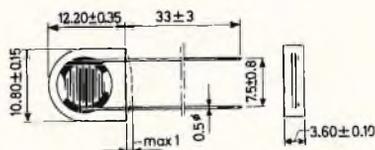
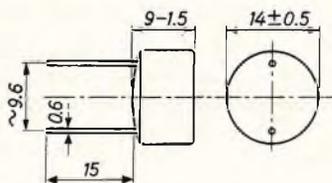


Fig. 3 - Risposta spettrale di una LDR.

Dipendenza della temperatura

Gli elettroni possono essere eccitati non solo dai fotoni ma anche dalla agitazione termica. Essa aumenta con la temperatura ambiente e può essere diminuita

ta raffreddando il dispositivo. La temperatura può anche interessare la resistenza in illuminazione. Con livelli di illuminazione usati in pratica e temperatura ambiente normali, il coefficiente di temperatura è, comunque, molto piccolo e può essere trascurato.



condi dall'accensione con un livello di luce di 1000 lux).

La velocità è molto maggiore nella direzione inversa, per esempio passando dall'oscurità a una illuminazione di 300 lux, è richiesto un tempo minore di 10 ms per raggiungere un valore di resistenza che corrisponde a un livello di luce di 400 lux.

Disposizione degli elettrodi

In fig. 4 riportiamo le dimensioni d'ingombro dei tre tipi più correnti di fotoresistenze. E' consigliabile, durante il montaggio, utilizzare una pinza come shunt termico allo scopo di non surriscaldare per conduzione il deposito di solfuro di cadmio. Sul montaggio, la fotoresistenza può essere montata in qualunque modo.

Caratteristiche elettriche

Resistenza in oscurità totale (misurata dopo aver tenuto la LDR per 30 minuti in oscurità):

$$R_0 = 10 \text{ M}\Omega$$

Resistenza in presenza di luce (misurata con 1000 lux):

$$R_L = 75\text{-}300 \Omega$$

Velocità di recupero (diminuzione del valore della resistenza al secondo, con intensità luminosa decrescente):

$$V = 200 \text{ k}\Omega/\text{s}$$

Tensione ammissibile (valore di cresta e alla condizione che la W_{max} non venga superata):

$$E_{max} = 150 \text{ V}_p$$

Capacità:

$$C < 6 \text{ pF}$$

Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro dei tre tipi di fotoresistenze.

Tempo di recupero

Quando una fotoresistenza LDR è portata da un certo livello di illuminazione all'oscurità totale, si può osservare che il valore della resistenza della LDR non aumenta immediatamente al valore che dovrebbe avere in oscurità, ma lo raggiunge solo dopo un certo tempo. La velocità di recupero è una misura pratica che dà l'aumento del valore della resistenza nel tempo. Esso si misura in $\text{k}\Omega/\text{s}$ e per i tipi normali di LDR, è maggiore di 200 $\text{k}\Omega/\text{s}$ (durante i primi 20 se-

In fig. 5 è rappresentato il diagramma della potenza ammissibile nella fotoresistenza LDR-03 in funzione della temperatura.

Vogliamo ricordare che, per alcune applicazioni, le sorgenti luminose impiegate per eccitare le fotoresistenze sono generalmente delle lampade a incandescenza, ma possono anche essere delle lampade a scarica nei gas, delle lampade o dei pannelli elettroluminescenti, secondo le tecniche richieste.

In tutti i circuiti comprendenti delle fotoresistenze LDR-03 è consigliabile tener presente alcune regole fondamentali:

- 1) Non superare il limite di potenza superiore al valore ammissibile massimo.
- 2) Le lampadine non devono riscaldare le fotoresistenze.
- 3) Evitare i difetti causati dalla illuminazione ambiente.

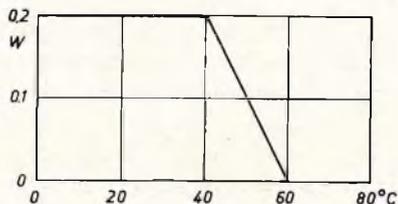


Fig. 5 - Curva della potenza ammissibile in funzione della temperatura.

Riportiamo ora alcuni esempi di applicazione delle fotoresistenze.

Montaggi fondamentali

In fig. 6 riportiamo il circuito di un relè unipolare. Come si può vedere in questo circuito, la lampadina illumina la fotoresistenza LDR-03 (in alto). Il circuito equivalente (in basso) è quello di un contatto di relè che chiude un circuito secondario.

Questo montaggio e anche i seguenti è quello che si trova applicato nella maggior parte delle applicazioni.

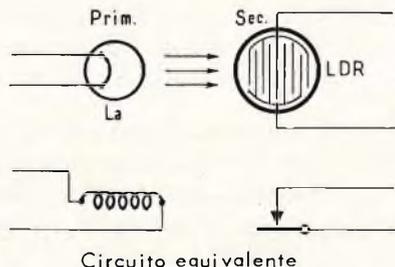


Fig. 6 - Esempio di montaggio di un relè unipolare.

In fig. 7 è riportato il montaggio di un relè multipolare. Una sola lampadina illumina tre fotoresistenze LDR-03 (in alto). Il circuito equivalente (in basso) è quello a tre contatti del relè che può chiudere tre circuiti secondari (o più in generale n circuiti). Un otturatore meccanico può commutare separatamente i relè secondari. Un interruttore elettrico può comandare simultaneamente la luce applicata alle tre fotoresistenze.

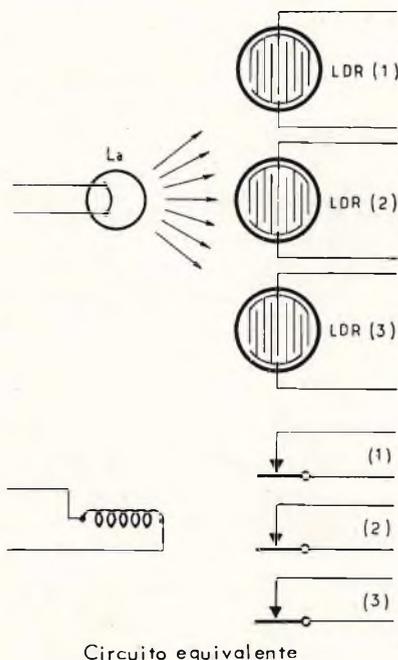


Fig. 7 - Esempio di montaggio di relè a più poli.

In fig. 8 è raffigurato un montaggio a relè con circuito di autoconservazione. Una sola lampada illumina da una parte, a destra, una fotoresistenza LDR-03 e dall'altra parte, in serie con la lampada, una altra fotoresistenza. Si avrà dunque una retroazione ottica e si vede, a sinistra, il montaggio di messa in circuito (ai capi della lampada L_a) e il circuito di autocon-

servazione (ai capi dell'insieme di sinistra).

Applicazioni elettriche correnti

Nelle fig. 9 e 9a si può vedere un sistema di chiamata a cifre luminose, adatto per alberghi, ospedali, uffici, ecc. I sistemi di chiamata con LDR-03 sono meno costosi dei sistemi meccanici equipaggiati con relè. La rete elettrica alimenta una lam-

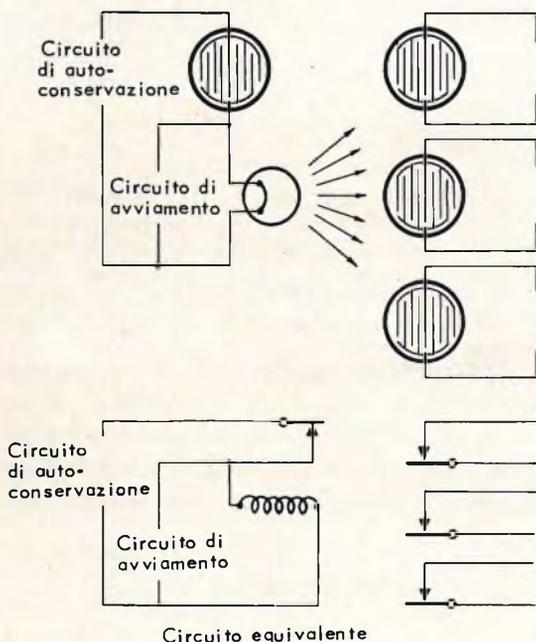


Fig. 8 - Esempio di montaggio di un relè con auto-conservazione.

pada e una fotoresistenza in serie (fig. 9a). Quando si preme sul pulsante P, si cortocircuita la LDR e la lampadina L_a si accende. La luce della lampadina L_a cade sulla fotoresistenza LDR la cui resistenza diminuisce. Quando si libera il pulsante P, la lampada resta accesa e illumina la cifra del pannello. Se si preme il pulsante R, si cortocircuita la lampada e la fotore-

BEYSCHLAG
IN
GERMANIA



Questo Ingegnere conosce BEYSCHLAG
Egli progetta amplificatori speciali per il collegamento
intercontinentale e deve impiegare materiali di alta
stabilità e precisione e di sicuro affidamento

Per ciò sui suoi apparecchi impiega:
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG STANDARD
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG HOCHSTABIL
resistenze a strato di metallo BEYSCHLAG SERIE M



BEYSCHLAG

Fabbrica specializzata per resistenze a strato

Dr. Bernhard Beyschlag - Apparatebau GmbH
2280 Westerland/Sylt - Postfach 128

BEYSCHLAG IN TUTTO IL MONDO

sistenza riprende un valore di resistenza elevato. Liberando R, la lampada resta spenta. Un cicalino B può venire aggiunto all'installazione come avvisatore acustico.

si manovra il pulsante P, la fotoresistenza LDR (1) è cortocircuitata, L_{a1} si illumina e abbassa la resistenza R delle fotoresistenze (1) e (2). La lampada dispari L_{a3} agisce

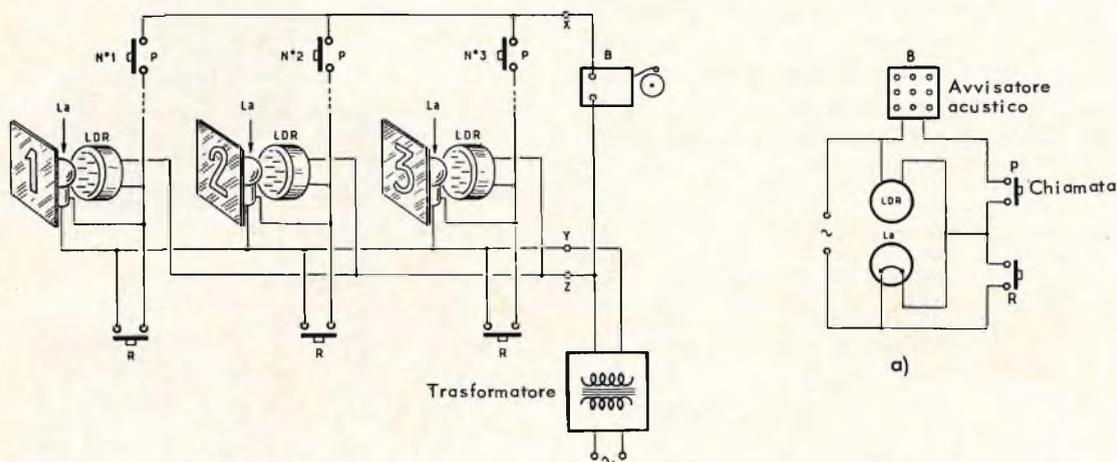


Fig. 9 - Pannello di chiamata a cifre luminose per alberghi, ospedali, uffici, ecc.

La fig. 9 mostra una installazione completa, che impiega gli stessi principi spiegati per il circuito semplificato di fig. 9a. Naturalmente è possibile effettuare degli altri montaggi.

sulla fotoresistenza (5) e (6). Al momento in cui si gira il commutatore S, su a, LDR (3), LDR (5) abbiamo ancora una resistenza bassa e la selezione passo-passo comanda allora tutte le linee pari e auto-

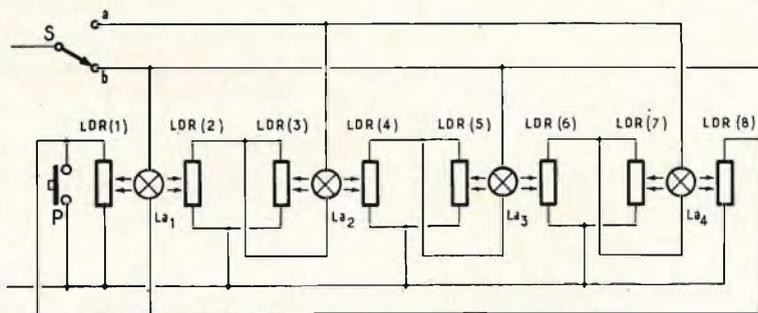


Fig. 10 - Selettore passo-passo.

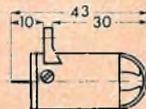
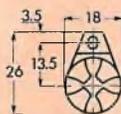
In fig. 10 è riportato il circuito di un selettore passo-passo. Un commutatore elettrico S permette di selezionare le linee pari o dispari dell'installazione (b o a). Se

conserva la possibilità di commutare la selezione sulle linee dispari (grazie ai tempi di diminuzione e di recupero della corrente nei dispositivi fotosensibili).

Indicatore ottico

Resistenza interna: 40 Ω
Corrente d'indicazione: 10 mA
Corrente di caduta cc-ca: 6-8 mA

TS/65



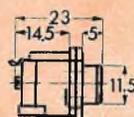
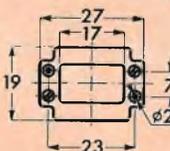
Microamperometri subminiatura

A bobina mobile per controllo di sintonia e batteria.

Portata μA
200
500

TS/70

TS/75



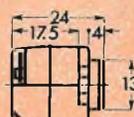
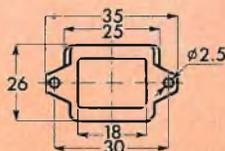
Microamperometri

A bobina mobile con zero centrale per il controllo del bilanciamento in apparecchiature stereofoniche.

Portata μA
200
500

TS/80

TS/85



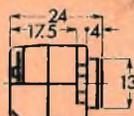
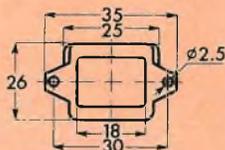
Microamperometri

A bobina mobile per il controllo di sintonia dei ricevitori AM-FM e batteria.

Portata μA
200
500

TS/90

TS/95



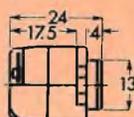
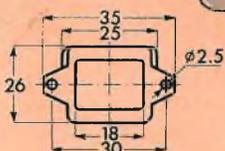
Microamperometri

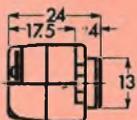
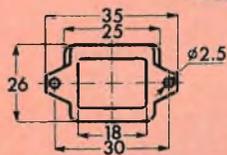
A bobina mobile per il controllo di livello dei registratori.

Portata μA
200
500

TS/100

TS/105





Microammperometri

A bobina mobile per il controllo di sintonia per i sintonizzatori.

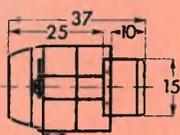
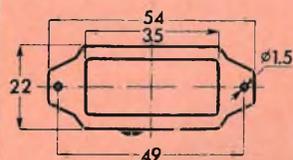
TS/110

TS/115

Portata
 μA

200

500



Microammperometri

A bobina mobile con zero centrale per il controllo del bilanciamento in apparecchiature stereofoniche.

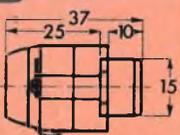
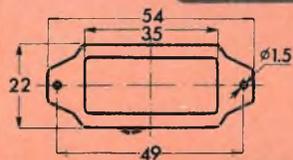
TS/120

TS/125

Portata
 μA

200

500



Microammperometri

A bobina mobile con zero centrale per il controllo di sintonia dei ricevitori AM-FM.

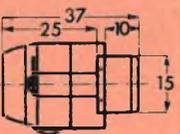
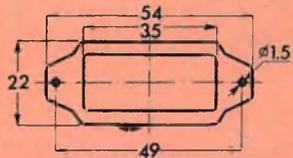
TS/130

TS/135

Portata
 μA

200

500



Microammperometri

A bobina mobile per misure di segnale d'uscita, percentuale di modulazione e batteria dei registratori.

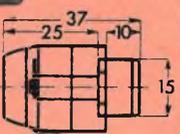
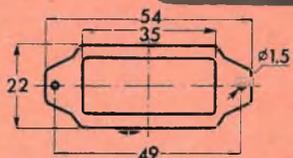
TS/140

TS/145

Portata
 μA

200

500



Microammperometri

A bobina mobile per il controllo d'incisione e batterie dei registratori.

TS/150

TS/155

Portata
 μA

200

500

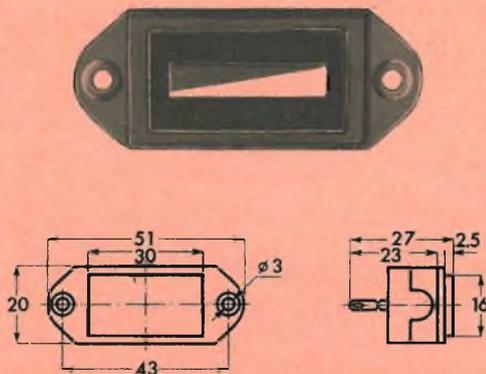
Microamperometro

A bobina mobile per il controllo di sintonia e batteria.

Segnalatore cilindrico rotante con diagonale rossa.

Portata: 100 μ A

TS/160



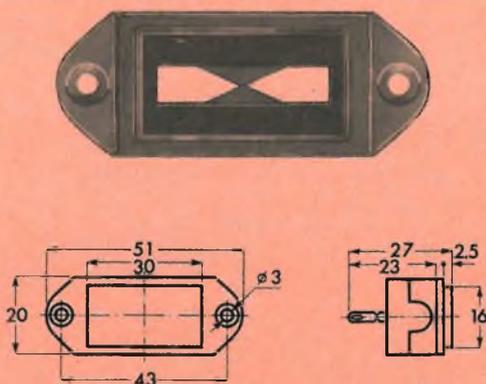
Microamperometro

A bobina mobile con zero centrale per il controllo del bilanciamento.

Segnalatore cilindrico rotante con losanga rossa.

Portata: 100 μ A

TS/165



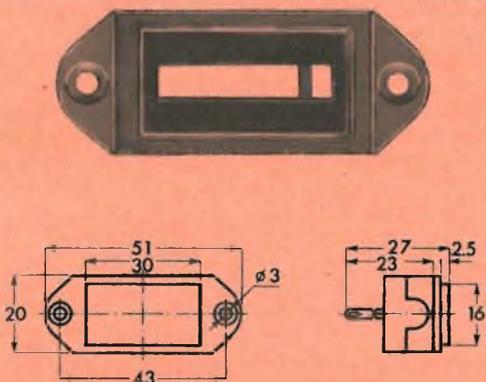
Microamperometro

A bobina mobile per il controllo di sintonia.

Segnalatore cilindrico rotante con banda rossa.

Portata: 200 μ A

TS/170

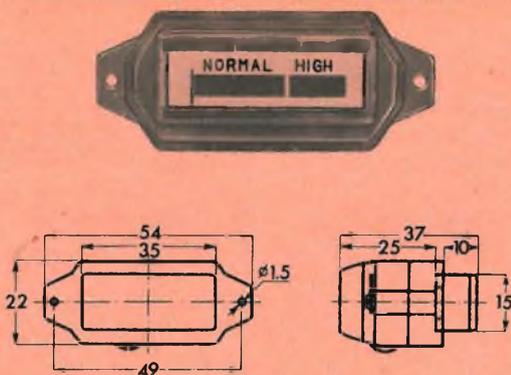


Microamperometro

A bobina mobile per il controllo d'incisione per i registratori.

Portata: 500 μ A

TS/175



L'ABC DELLA
ELETTRONICA

TECNOLOGIA DEI TRANSISTOR PLANARI EPITASSIALI AL SILICIO

La tecnica planare epitassiale ha risolto il problema della costruzione contemporanea di un gran numero di transistor. Essa ha permesso quindi di abbassare considerevolmente il prezzo di questi componenti ed ha « aperto la porta » alla realizzazione dei circuiti integrati. In questo articolo si vuole dare al lettore una idea sommaria dello svolgimento di questo processo costruttivo.

Dal 1948, anno in cui fu inventato il transistor sono stati fatti fino ad oggi molti milioni di transistor. I primi transistor furono fatti con il germanio a causa delle difficoltà incontrate impiegando altri tipi di materiale semiconduttore. Ma l'incessante miglioramento nelle tecnologie costruttive portò all'impiego del silicio, un materiale semiconduttore affine al germanio. Con il silicio ebbe inizio la tecnica planare. Questa tecnica permette di fabbricare **contemporaneamente** milioni di transistor in una sola volta. Permette inoltre di ridurre considerevolmente le dimensioni del transistor, tutto a vantaggio del suo buon funzionamento alle frequenze elevate. Questa tecnica non può essere applicata al germanio, e questo spiega l'attuale tendenza a fabbricare quasi esclusivamente transistor planari al silicio.

Qui di seguito vogliamo dare una rapida descrizione della tecnica usata per costruire transistor planari al silicio n-p-n

Per costruire transistor al silicio p-n-p si usa pressappoco lo stesso sistema. La principale differenza sta nei materiali usati per il drogaggio del semiconduttore-base e cioè del silicio.

Preparazione delle fettine di silicio

Si fa crescere un cristallo di silicio puro in condizioni di temperatura rigorosamente controllate e lo si droga con impurità di tipo N. Il cristallo così drogato viene tagliato in sottili fettine aventi un diametro di circa 2,5 cm. Ogni fettina viene « pulita » chimicamente in ambienti e in condizioni controllatissime. Gran parte delle future caratteristiche del transistor dipenderanno infatti dalla scrupolosità e dalla esattezza con cui vengono effettuate le suddette operazioni; che questa operazione di pulitura sia di importanza decisiva lo dimostra il fatto che essa dovrà essere ripetuta prima di ogni riscaldamento della piastrina a temperatura elevata. Dopo la pulitura chimica si riscalda

la piastrina fino a 1200 °C in una atmosfera di ossigeno puro: in conseguenza di ciò la piastrina si rivestirà di uno strato di ossido di silicio.

Formazione di « finestre » nello strato di ossido

La fettina ossidata viene portata su un supporto che gira a velocità molto elevata. Viene versata sulla sua superficie una goccia di materiale fotosensibile resistente all'attacco chimico (fotoresist). Si fa girare il supporto e la goccia di fotoresist si spanderà sulla superficie della piastrina sotto forma di strato molto sottile. La velocità con cui ruota il supporto, e quindi la piastrina di silicio, è molto importante poiché da essa dipenderà lo spessore che assumerà il fotoresist. Alcuni transistor, per esempio quelli di potenza, hanno bisogno di uno strato di fotoresist più spesso degli altri. In quelli per potenze molto basse che richiedono bordi ben definiti, viene usato uno strato di fotoresist più sottile. Conseguenza: la velocità con cui si muoverà il supporto quando si vogliono fare transistor di potenza sarà più bassa di quella usata per fare transistor non di potenza.

Siccome il fotoresist è sensibile ai raggi ultravioletti, l'operazione di deposito dello strato di fotoresist dovrà essere fatta in condizioni di illuminazione rigorosamente controllate e tali da escludere nella maniera più assoluta la presenza della radiazione ultravioletta.

Ricoperta la fettina di silicio con il fotoresist, si pone su di essa una maschera-base e il tutto si espone ad una sorgente di raggi ultravioletti. La maschera-base non è altro che un negativo fotografico che porta un'immagine formata dalle posizioni fissate per le basi dei transistor che verranno fatti con quella fettina. (Il numero di transistor che possono essere ricavati da una sola fettina dipende ovviamente dal tipo di transistor che si vuole fabbricare. Tale numero può arrivare fino a 6000).

Quelle parti di fotoresist colpite dalle radiazioni ultraviolette si induriscono e non possono più essere rimosse all'atto della lavatura della fettina; quelle parti invece del fotoresist non colpite dai raggi ultravioletti verranno tolte via all'atto del-

la lavatura. Pertanto, dopo la lavatura, lo strato di ossido « apparirà » dalle piccole finestre praticate nel fotoresist. Queste finestre si trovano esattamente nei punti dove si formeranno le future basi dei transistor.

(Si deve tener presente però che l'effetto della radiazione ultravioletta sullo strato di fotoresist dipenderà dalla natura stessa del fotoresist. Ci sono infatti alcuni tipi di fotoresist che esposti ai raggi ultravioletti si rammorbiscono. I fotoresist di questo tipo vengono impiegati in alcuni processi di lavorazione usati per costruire particolari transistor. In generale però, i fotoresist usati, quando vengono esposti alla irradiazione dell'ultravioletto si induriscono.)

La fettina ricoperta con la mascheratura di fotoresist dopo essere stata lavata viene cotta. In questa maniera, il fotoresist viene indurito ulteriormente e successivamente viene esaminato accuratamente allo scopo di scoprire eventuali incrinature o malformazioni.

Nella successiva operazione, la fettina di silicio viene attaccata con un acido forte che in corrispondenza delle finestre del fotoresist, attacca l'ossido di silicio mettendo a nudo il sottostante silicio. Fatto ciò si provvede a togliere la rimanente mascheratura del fotoresistor e la piastrina è pronta finalmente per il **processo di diffusione della base**.

Diffusione e ossidazione Formazione delle basi

Tolto tutto il fotoresist, la piastrina di silicio viene ancora una volta lavata chimicamente mediante un acido forte e successivamente posta in un forno dove è presente una ridotta quantità di boro che viene usato come impurità per l'operazione di drogaggio. Il boro evapora ed una parte di esso va a depositarsi sulle finestre.

A questo punto la piastrina di silicio viene trasferita in un forno più caldo riempito di ossigeno. In questo forno, l'impurità viene « spinta » all'interno del silicio alla profondità voluta che in genere va da 3 a 5 μm . Contemporaneamente si forma su **tutta** la piastrina incluse le finestre un al-

tro strato di ossido. La base di ciascun transistor della piastrina è formata.

Formazione degli emettitori

Si provvede di nuovo a ricoprire la piastrina di silicio con uno strato di fotore-sist avente però un disegno a finestra dif-ferente da quello usato per le formazioni

transistor. L'impurità usata in questo tipo di drogaggio è comunque il fosforo e non il boro.

Operazioni preparative per i contatti

Con il fotore-sist ed un terzo negativo vengono praticati delle finestrelle in cor-rispondenza delle zone della base e del-

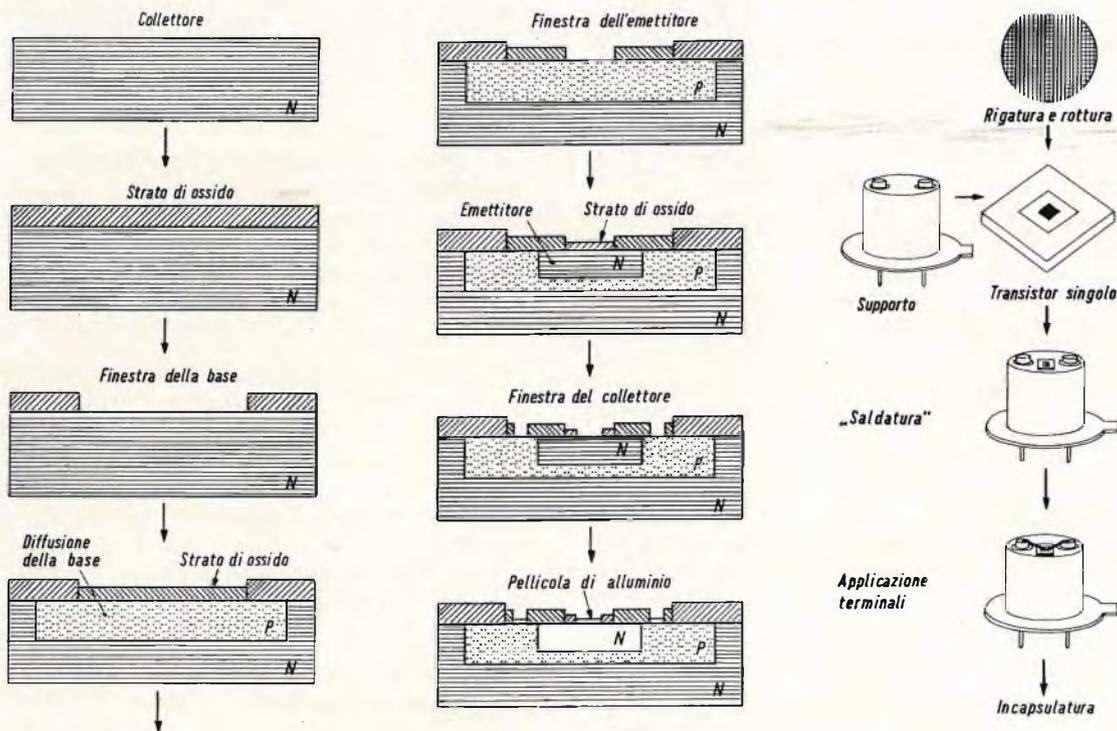


Fig. 1 - I vari stadi della fabbricazione dei transistor planari al silicio.

delle basi. Viene infatti usato un differente **negativo-maschera** per l'emettitore e le finestre questa volta si trovano in corrispondenza del punto in cui verranno formati i futuri **emettitori** dei transistor.

La piastrina viene successivamente lavata chimicamente e vengono ripetuti i processi di diffusione e di ossidazione tendenti a formare gli emettitori dei futuri

l'emettitore dei futuri transistor. Dopo un altro lavaggio, la piastrina viene posta nel vuoto e viene depositato sopra di essa un sottile strato di alluminio. Si toglie la piastrina dal vuoto e mediante una quarta maschera ed un altro processo di corrosione chimica (mordensatura), si elimina tutto lo strato di alluminio ad eccezione dei punti che serviranno da contatto tra

base ed emettitore da una parte e terminali di base e di emettitore dall'altra. Questo rimanente strato di alluminio subisce un debole processo di lega con le rispettive zone delle basi e degli emettitori sui quali è stato depositato. Ciò allo scopo di formare **contatti** incapaci di produrre il fenomeno elettrico di rettificazione. Si provvede infine a contattare sottilissimi fili di oro o di alluminio. L'altro capo di questi fili verrà collegato ai terminali esterni di base e di emettitore dei transistor.

Mordensatura della zona del collettore e controllo

Giunti a questo punto si dovrà provvedere a togliere lo strato di ossido di silicio dalla zona della piastrina che formerà il collettore del transistor. Si dovrà provve-

Il dischetto conterrà ora dai 200 a 6000 transistor a seconda del tipo di transistor che si è voluto fabbricare. Questi transistor sono senza terminali.

Prima di procedere ulteriormente nel completamento del processo di fabbricazione si provvede a controllare, mediante una speciale apparecchiatura **la tensione di rottura ed il guadagno in c.c.** di ogni transistor. Quei transistor che non « rispondono » a questi parametri vengono contrassegnati con un puntino di inchiostro. Essi verranno eliminati in un successivo stadio di lavorazione.

Incapsulatura e fissaggio dei terminali

La piastrina di silicio dopo aver subito questi controlli elettrici viene suddivisa

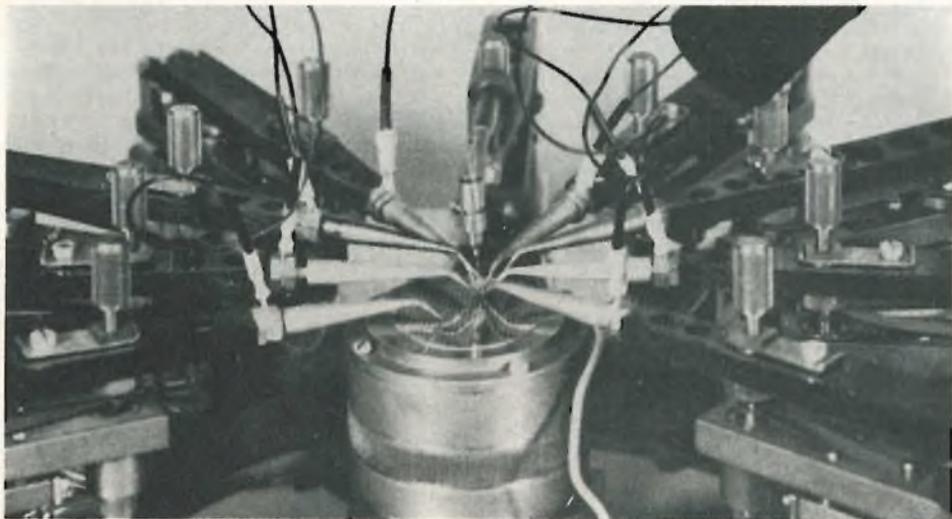
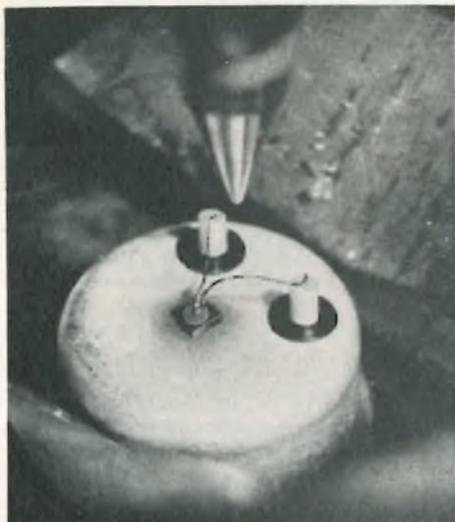


Fig. 2 - Apparecchiatura per il controllo della tensione di rottura e del guadagno in c.c. La macchina controlla **quattro** transistor per volta e annota con inchiostro il transistor difettoso. Questa fotografia vuol dare un'idea del gran numero di transistor ricavati da una « fettina » di silicio con diametro di appena 2,5 cm.

dere a ridurre anche lo spessore di questa zona allo scopo di abbassare la resistenza termica e di migliorare la caratteristica di ginocchio dei futuri transistor. Anche per questo scopo, viene usato un processo di mordensatura chimica come quelli già menzionati. Fatto ciò, la piastrina viene sottoposta ancora ad un'altra operazione di lavaggio.

con un diamante in tanti piccoli quadratini, ciascuno contenente un transistor. Successivamente essa viene spezzata in tanti quadratini, corrispondenti ad altrettanti transistor. A questo punto, vengono eliminati quei transistor difettosi contrassegnati con l'inchiostro.

I transistor buoni vengono saldati dalla parte del collettore sulla superficie placca-



ta-oro del supporto. Questa operazione viene fatta automaticamente mediante una speciale saldatrice che posiziona correttamente tutti i componenti impiegati in questa operazione. La saldatrice riscalda il supporto, applica ad esso pressione e vibrazione ed infine lo raffredda. Il transistor risulterà quindi fermamente fissato sul supporto mediante una saldatura eutettica oro-silicio. I fili che collegano le superfici della base dell'emettitore ai terminali di uscita di solito sono o di oro o di alluminio. Essi vengono attaccati al velo di alluminio depositato sul transistor mediante un saldatore



Fig. 3 - Il transistor dopo che sono stati applicati i collegamenti della base e dell'emettitore ai rispettivi terminali di uscita. Il filo di alluminio con diametro di appena $25\mu\text{m}$ viene collegato al transistor mediante termocompressione. Il transistor misura appena $0,5\text{ mm}^2$ e viene montato su un contenitore TO-18.

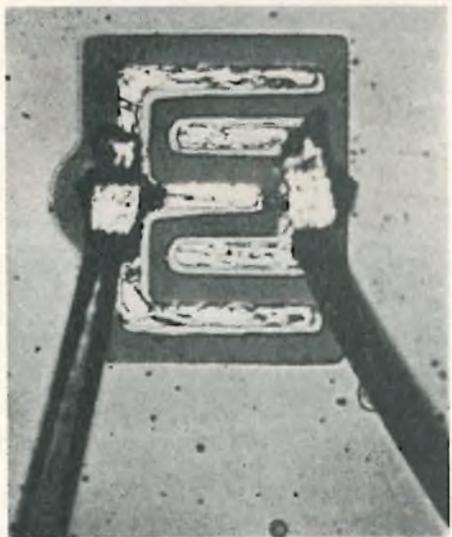


Fig. 4 - Transistor BC 107, B 108, BC 109 (in esecuzione lock-fit rispettivamente BC 147, BC 148 e BC 149) rappresentano una famiglia molto adatta per essere impiegata in stadi pilota, amplificatori in cc, circuiti separatori di sincronismi e del C.A.G. nei quali sono richiesti più di 20 V di tensione al collettore. L'emettitore circolare e la base anulare sono stati introdotti per ottenere basso rumore, elevato guadagno di corrente con bassi valori di corrente di collettore, e valori bassi di corrente di dispersione.

Fig. 5 - Transistor per alta frequenza della famiglia BF 194 e BF 195. L'emettitore è a forma di « U » ed è circondato da un contatto di base ad « E ». In questa maniera la base e l'emettitore trovandosi l'uno accanto all'altro per un lungo tratto danno al transistor una resistenza interna di base di valore molto basso.

a termocompressione. Dopodiché vengono lavati con acqua molto calda deionizzata e successivamente vengono « cotti » per un certo tempo in atmosfera di azoto rigorosamente controllata allo scopo di eliminare l'umidità residua.

Alla fine di questo riscaldamento, i transistor vengono tolti dal forno e incapsulati in contenitori anch'essi precedentemente « cotti ». Dall'inizio del riscaldamento al completamento dell'incapsulamento, i contenitori e i transistor vengono mantenuti in un'atmosfera di azoto molto secca; il contenuto di acqua è infatti inferiore a 15 parti su 1 milione.

I transistor vengono successivamente tolti da questa atmosfera secca e vengono sottoposti ad una serie di prove comprendenti: un ciclo di temperatura, una prova di caduta ed una prova tendente ad accertare eventuali piccoli fori in tutta l'incapsulatura. La stagnatura di quest'ultima completa il ciclo di produzione del transistor.

Prima di lasciare la fabbrica, il transistor viene sottoposto ad una serie di rigorosi controlli.

Transistor epitassiali ed altri tipi

Volendo fare dei transistor al silicio planari epitassiali o di altro tipo è necessario modificare ad uno o più stadi la sequenza delle operazioni precedentemente descritte. Per esempio, volendo fare transistor **epitassiali**, bisognerà drogare maggiormente che per altri tipi, il substrato di silicio; oltre a ciò, bisognerà sottoporlo ad un ulteriore trattamento nella camera di crescita del cristallo, prima che esso venga pulito e ricoperto con il primo strato di fotoresist. Di conseguenza, la piastrina verrà ricoperta da un sottile strato di silicio debolmente drogato avente lo spessore di $5 \div 20 \mu\text{m}$; questo strato avrà lo orientamento del cristallo identico a quello della piastrina. Avremo pertanto un rapido passaggio da un materiale a resistenza molto bassa (il substrato originale e cioè la fettina di partenza) ad un materiale a resistenza elevata (il silicio debolmente drogato).

I successivi trattamenti della piastrina avente lo strato **epitassiale** saranno identici a quelli della piastrina senza strato epitassiale. Nel tipo epitassiale, il transistor si trova essenzialmente all'interno del sottile strato ed il substrato non rappresenta altro che un **contatto** a bassa resistenza necessario per poter « lavorare » il transistor stesso. Nel tipo **non-epitassiale**, il transistor si trova dentro il substrato medesimo.

Un altro tipo di transistor è quello a **schermo integrato** prodotto dalla Philips. Quando si vogliono costruire questi tipi di transistor, la prima maschera marca la posizione dove si formerà lo schermo sotto la zona di contatto della base, e nello stesso tempo la posizione della base. Le successive fasi di lavorazione e le mascherature vengono modificate in maniera da far diventare lo schermo una regione di tipo p collegata all'emettitore ed in questa maniera il transistor viene ad avere una capacità base-collettore estremamente bassa.

Controllo dei parametri

Ciascun transistor viene controllato elettricamente in una apparecchiatura automatica capace di misurare **21** caratteristiche statiche e dinamiche. Fra queste caratteristiche citiamo: la corrente inversa di dispersione, la tensione inversa di rottura, le tensioni al ginocchio e di saturazione, il guadagno in c.c. ed in c.a. nelle più svariate condizioni di funzionamento.

Di alcuni transistor vengono controllate quelle caratteristiche che ne consigliano l'impiego in determinati circuiti: per esempio, del BC 109 (o BC 149) viene misurata la tensione di rumore entro una vasta banda; dei transistor BF 167 e BF 173 a schermo integrato vengono misurate le rispettive capacità di reazione. Fatte queste misure, i transistor vengono inscatolati e immagazzinati. Prima di essere consegnata al cliente, ciascuna « partita » di transistor subisce un controllo statistico. Se questo controllo statistico dà esito negativo, tutti i transistor di quella « partita » vengono ricontrollati uno per uno.

L. C.

TRANSISTOR BD 113

Il transistor NPN al silicio BD 113, realizzato dalla S.G.S. con la tecnica planare epitassiale, è stato progettato appositamente per l'uso in stadi di uscita a frequenza audio. Sua caratteristica principale è l'elevato guadagno a forte corrente e bassa tensione di collettore; per questo risulta particolarmente adatto negli stadi di uscita di autoradio a 6 e 12 V. Viene fornito in contenitore tipo To-3.

BD 113

Tensione collettore-base (emettitore aperto)	V_{CBO} max 60 V
Tensione collettore-emettitore (base aperta)	V_{CEO} max 60 V
Tensione emettitore-base (collettore aperto)	V_{EB0} max 5 V
Corrente di collettore	I_C max 10 A
Corrente di base	I_B max 2 A
Potenza dissipata a 75°C di temperatura del contenitore	P_{tot} 15 W
Guadagno di corrente a $I_C = 2$ A; $V_{CE} = 2$ V	h_{FE} tipico 90
Tensione di saturazione base-emettitore a $I_C = 10$ A; $I_B = 1$ A	V_{BEsat} tipica 1,35 V
Tensione di saturazione collettore-emettitore a $I_C = 10$ A; $I_B = 1$ A	V_{CEsat} tipica 0,9 V
Capacità di uscita a $I_E = 0$ A; $V_{CB} = 10$ V	C_{cb} max 80 pF
Campo di temperatura	— 55 ... + 150°C
Massima temperatura della giunzione	150°C

I grafici della pagina seguente illustrano diverse caratteristiche del BD 113.

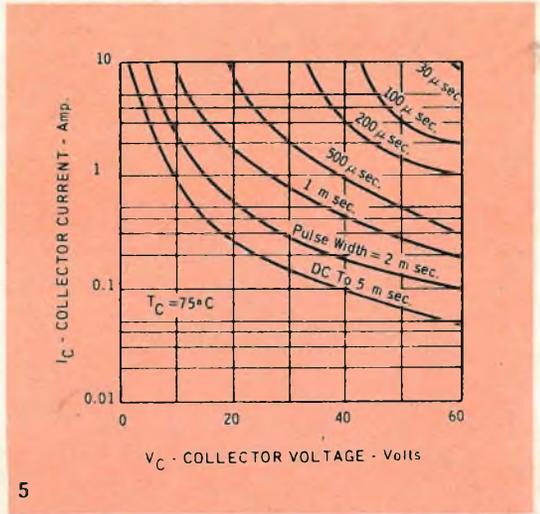
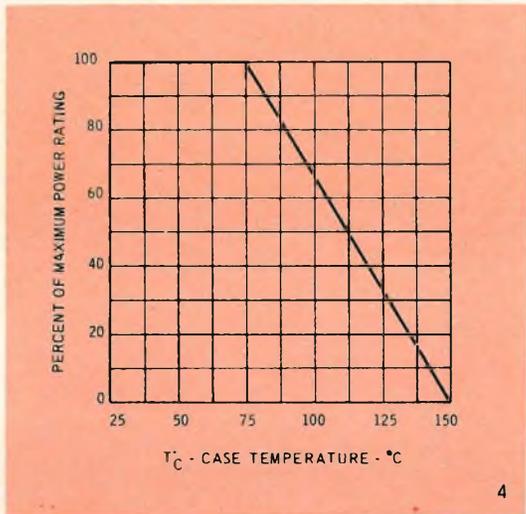
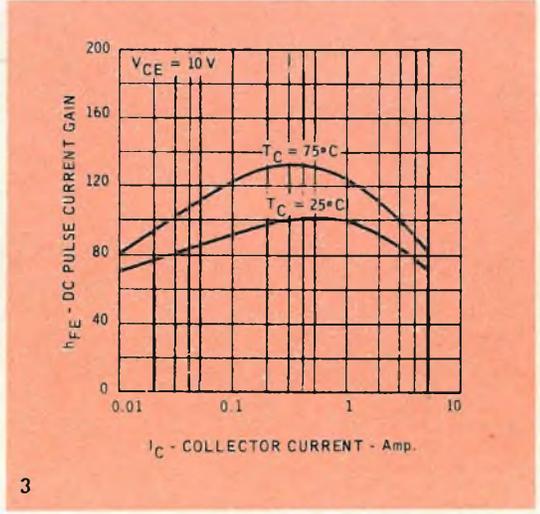
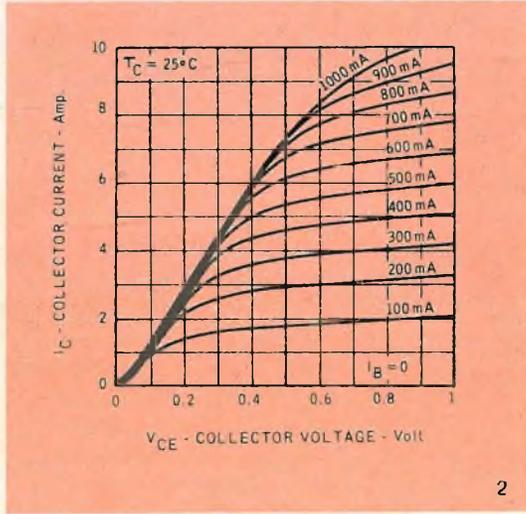
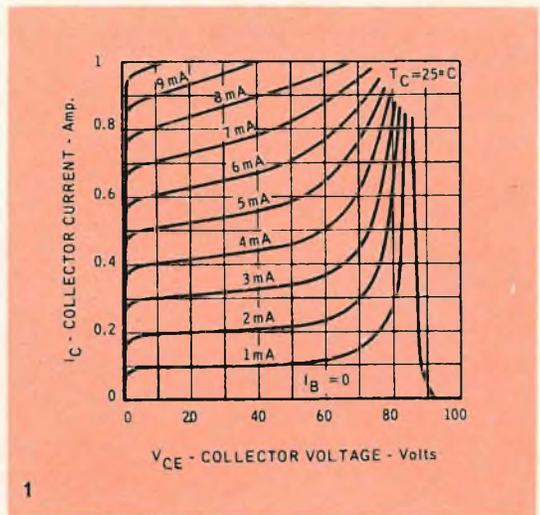
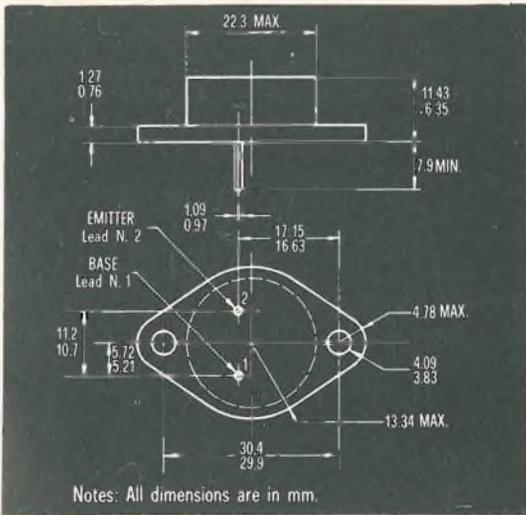
In figura 1 la variazione della corrente di collettore I_C in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE} , per valori costanti della corrente di base I_B . In questo caso è rappresentato l'andamento per basse correnti di base ed elevate tensioni. La figura 2 mostra un altro aspetto delle caratteristiche di collettore, dove la corrente di base è molto elevata, mentre la tensione collettore-emettitore è molto modesta.

È interessante notare come si possono raggiungere forti correnti di collettore anche con basse tensioni V_{CE} . Entrambi i grafici sono stati tracciati in base a misure eseguite con la temperatura del contenitore a 25°C.

La figura 3 mostra la variazione del guadagno di corrente h_{FE} , al variare della corrente di collettore. I valori massimi si raggiungono nella zona tra 0,1 e 1A di I_C . Le due curve sono relative a due misure eseguite con la temperatura del contenitore rispettivamente a 25°C (sotto) e 75°C (sopra).

Come si vede dalle prime curve la temperatura del contenitore ha estrema importanza nel funzionamento del transistor; la figura 4 mostra appunto l'influenza di questa temperatura sulla massima potenza dissipabile. Risulta chiaro che a 100°C la potenza ammissibile scende di un terzo rispetto il valore massimo, e a 125°C scende di due terzi.

La figura 5 mostra le caratteristiche di dissipazione del transistor: le varie curve indicano i limiti di tempo entro i quali il BD 113 può dissipare una certa potenza ($I_C \times V_C$) senza bruciare. Nella zona inferiore sono ammessi valori continui di corrente I_C , poi man mano che si attraversano le curve il valore della corrente di picco sale, ma tale valore risulta ammissibile solo per pochi millisecondi o frazioni.



Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

**Toute
l'électronique**

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934. Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

★

**RADIO
constructeur
& réparateur**

Revue mensuelle fondée en 1936 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » : récepteur de radio et de télévision. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

★

TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1939. Seule en Europe spécialisée dans la technique de télévision. Lue par la quasi totalité des techniciens TV, tant en France que dans de nombreux pays étrangers.

★

**électronique
Industrielle**

Revue mensuelle fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie.

★

**ELECTRONIQUE
ACTUALITÉS**

Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6^e) - Tél. : 033-13-65

LA PRESA DI TERRA

Con questo articolo vogliamo cercare di chiarire il concetto della messa a terra di tutti gli apparecchi che più ci interessano da vicino per il loro uso quotidiano. Talvolta questo semplice accorgimento viene erroneamente trascurato o preso non nella dovuta considerazione, ma possiamo assicurare ai nostri lettori che una presa di terra fatta in modo accurato, potrebbe evitare molti guai.

Ci occuperemo prima di tutto dell'importanza della presa di terra in un ricevitore radio. Infatti quando un radiorecettore funziona grazie al collegamento di un'antenna, la presa di terra è indispensabile. Questo è dovuto al fatto che la presa di terra non è altro che il proseguimento del collegamento d'antenna, o meglio la seconda armatura del condensatore ideale che antenna e terra vengono a formare fra di loro; solo in questo caso si avrà la corretta ricezione per mezzo del campo elettrico emesso dal trasmettitore.

Nei ricevitori a quadro cioè nei ricevitori funzionanti per mezzo del campo magnetico erogato dal trasmettitore, è sufficiente usare una bobina mentre il condensatore può essere trascurato. Questo si può fare anche perchè come condensatore viene utilizzato il variabile presente nel circuito; questo condensatore e l'antenna a quadro formeranno insieme il circuito oscillante accordato necessario al funzionamento.

A questo punto molti lettori potranno chiedersi come mai allora su molti apparecchi di questo tipo ci sia l'indicazione

della « massa ». A questo proposito, bisogna tener presente che collegare insieme le masse metalliche dei vari componenti che formano l'apparecchio come trasformatori, induttanze ecc. non vuol dire mettere tutti questi a terra.

Infatti il collegamento a massa dei suddetti componenti è fatto in modo particolare per evitare le oscillazioni parassite e non dà nessun'altro vantaggio per il buon funzionamento sia del circuito alimentatore, sia dei circuiti radio.

La presa di terra nei televisori

Nei televisori e nei radiorecettori a modulazione di frequenza non si deve usare la presa di terra in quanto in entrambi i casi si ha un impiego di frequenze elevate; a queste frequenze corrispondono delle lunghezze d'onda corte che hanno bisogno di piccole antenne. Queste antenne sono formate infatti da due astine che formano le armature di un condensatore e funzionano da collettore di onde.

Questo circuito ad assorbimento esterno, può essere considerato come un'installazione a « contrappesi ». In verità

questa è poco nota anche se viene usata dove manca una presa di terra indispensabile; questo accade specialmente in presenza di terre molto asciutte, nei terreni sabbiosi, sugli aerei e sulle navi. Sulle imbarcazioni in navigazione, lo scafo

bontà del contatto che esso fa con la terra. Questa condizione è richiesta dal fatto che le scariche devono trovare un cammino facile per potersi scaricare a terra. Una cattiva presa di terra o peggio ancora una interruzione nel collegamento

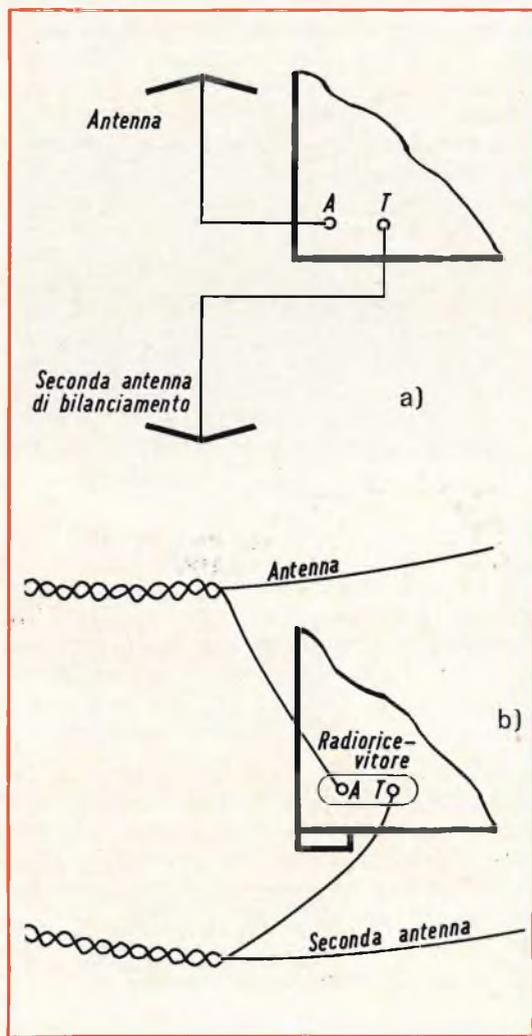


Fig. 1 - Rappresentazione schematica (a) e pratica (b) di una installazione di antenna e di terra su un radiorecettore.

metallico funziona da contrappeso. In fig. 1 abbiamo riportato lo schema elettrico e la realizzazione pratica di una installazione di questo genere.

I parafulmini

Come tutti sanno il buon rendimento di un parafulmine dipende soprattutto dalla

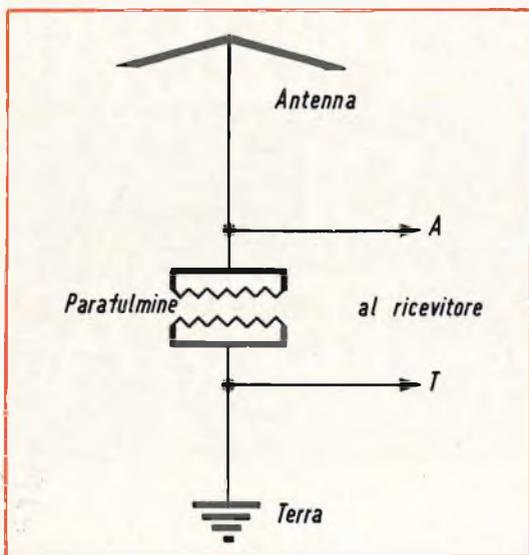


Fig. 2 - Circuito per l'utilizzazione di un parafulmine come antenna.

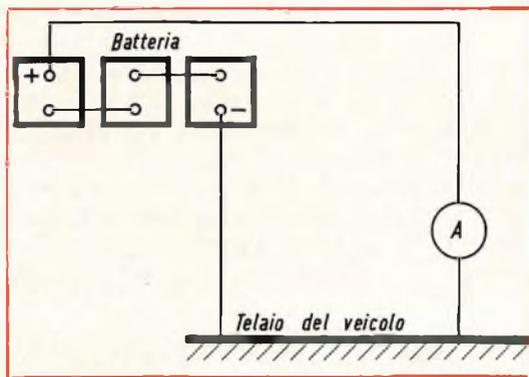


Fig. 3 - Esempio di collegamento di una lampadina su una autovettura.

rende l'installazione del parafulmine molto pericolosa, in questo caso il pericolo di scariche è senz'altro maggiore di quando non esiste del tutto il parafulmine.

Nel caso si volesse utilizzare il parafulmine come antenna, si devono seguire i consigli riassunti in fig. 2. Come si può vedere le onde vengono trasmesse al ri-

cevitore in modo del tutto normale. Nel caso l'antenna dovesse ricevere delle scariche pericolose, essa si scaricherebbe con una scintilla fra i denti superiori e inferiori dell'apposito dispositivo a pettine.

Messa a terra sulle automobili

Per quanto riguarda la messa a terra delle automobili non possiamo più parla-

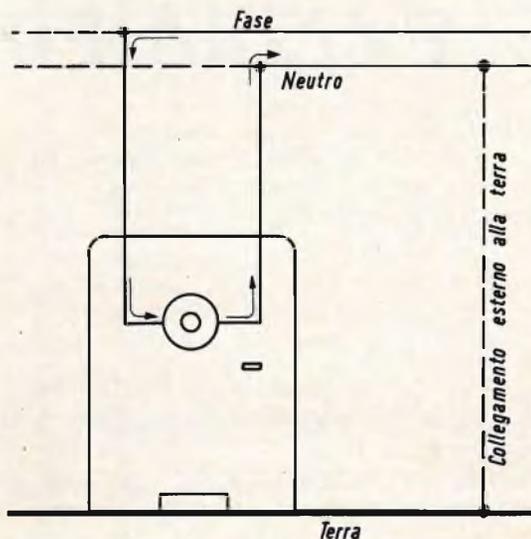


Fig. 4 - Esempio di installazione di un frigorifero. Le frecce indicano, il percorso della corrente che alimenta il motore.

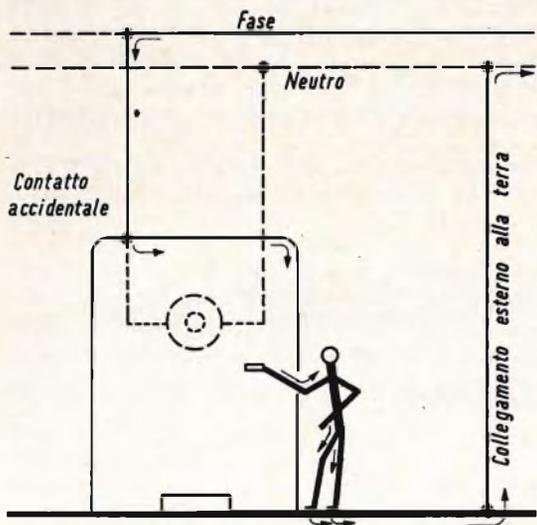


Fig. 5 - Esempio di cattivo funzionamento, dovuto a un contatto involontario, di un frigorifero.

re di una vera e propria « terra » in quanto il veicolo è isolato da terra per mezzo dei pneumatici, ma di « massa » e più precisamente della massa del telaio metallico. Nel caso del circuito di massa sugli autoveicoli non si deve sottostare ad alcuna norma particolare; in fig. 3 è riportato un esempio semplificato di collegamento di una lampadina. In alcuni tipi di automobili, i costruttori hanno previsto tutto l'impianto elettrico con il polo positivo a massa, invece del polo negativo.

La terra sugli apparecchi domestici

È consigliabile effettuare la presa di terra su tutti gli apparecchi elettrodomestici come cucine elettriche, frigoriferi, lavatrici ecc. Al contrario di quanto succedeva per i radioricevitori, la presa di terra su queste apparecchiature non apporta nessun contributo al buon funzionamento degli apparecchi, ma è consigliabile dal punto di vista della sicurezza contro eventuali scariche. Con le fig. 4 e 5 cercheremo di spiegare questo principio; per maggiore chiarezza nei disegni abbiamo eliminato tutti quei componenti che non hanno a che fare con la presa di terra, come fusibili, interruttori ecc.

In fig. 4 è rappresentato il percorso normale che segue la corrente per alimentare il motore del frigorifero. Quando tutto è normale non si avrà alcun cattivo funzionamento, ma si possono verificare dei difetti dovuti all'usura come rotture di isolanti o altre parti. In questo caso, come si può vedere in fig. 5, la corrente attraverserà il corpo di chi tocca il frigorifero, che per un difetto di isolamento, entrerà in contatto con la maniglia della porta, con le conseguenze che si possono facilmente immaginare.

Per evitare questi spiacevoli inconvenienti non bisogna fare altro che collegare a terra il corpo o la massa dell'apparecchio. Infatti quando l'apparecchio è collegato a terra, nel caso si presentasse il difetto di isolamento sopradetto, il cortocircuito che ne deriverebbe farebbe fondere il fusibile e renderebbe inoffensivo l'apparecchio.

COMPLESSO STEREO HI-FI



BARNS

FV/784 FD

Questa consolle racchiude in sè quanto di meglio può offrire la tecnica moderna: un cambiadischi ELAC 161, un filodiffusore e un amplificatore di alta fedeltà.

Il circuito sia del filodiffusore che dell'amplificatore è interamente a stato solido, cioè a transistori, che assicurano un ottimo funzionamento a bassa temperatura e una risposta di frequenza uniforme e indistorta. Il comando dei toni alti e bassi è separato in modo da poter adattare il timbro sonoro ai gusti dell'Amatore.

Il cambiadischi è l'ELAC 161, modello nuovo dalla linea elegante e funzionale, a quattro velocità, con cartuccia piezoelettrica stereo compatibile, per dischi mono o stereo, microsolco o normali.

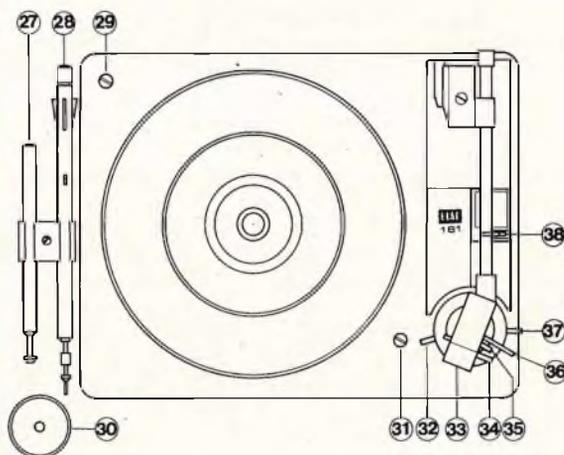
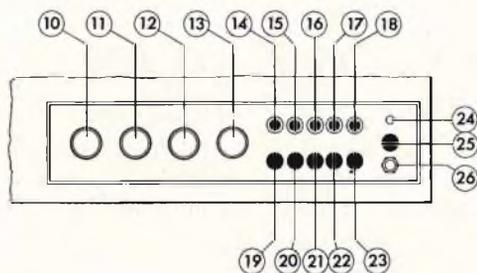
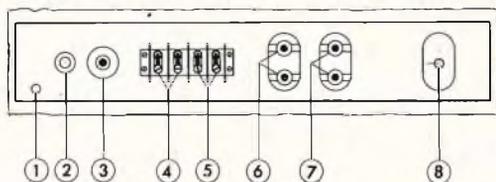
L'amplificatore stereo a transistori è realizzato con alcuni interessanti particolarità circuitali: l'accoppiamento tra i vari stadi è diretto in modo da garantire un'ottima linearità nella risposta di frequenza, lo stadio finale è del tipo « Quasi simmetria complementare » cioè: una coppia di transistori a simmetria complementare pilota una coppia di transistori di potenza, si ottiene così un alto rendimento ed un'ottima linearità.

Il demodulatore è del tipo con sintonia a tastiera, con circuiti di accordo fissi, che danno un'ottima selettività. Due stadi di preamplificazione e di equalizzazione adattano il segnale ai valori dell'ingresso dell'amplificatore.

La tecnica di trasmissione in filodiffusione si va sempre più diffondendo, e offre allo utente del telefono la possibilità di ricevere oltre ai tre programmi radiofonici, due programmi speciali esclusivi, uno di musica classica e uno di musica leggera e jazz. Il grande vantaggio della filodiffusione, oltre a una più vasta gamma di programmi è, quello di poter ricevere i programmi radio senza alcun disturbo dato da agenti atmosferici, elettrici o da zone d'ombra.

Questo vantaggio è molto più sensibile nelle città dove i disturbi causati dalla rete elettrica, dal traffico, dalle zone d'ombra rispetto alla trasmittente sono assai numerosi. La trasmissione su cavo elimina tutto ciò e garantisce una riproduzione fedele. L'allacciamento della presa al telefono viene eseguito dalla società S.I.P., e il funzionamento avviene senza limitare l'uso del telefono e senza provocare alcuno scatto del contatore.

LEGENDA	
1	Cavetto con spina per collegamento alla rete
2	Portafusibile
3	Cambiatensione
4	Uscita altoparlante destro
5	Uscita altoparlante sinistro
6	Uscita per registratore
7	Ingresso per registratore
8	Ingresso filodiffusione
10	Bilanciamento
11	Volume
12	Controllo bassi
13	Controllo acuti
14	Comando ingresso filodiffusione
15	Comando ingresso registratore
16	Comando ingresso complesso
17	Commutatore mono-stereo
18	Commutatore diffusori-cuffia
19	Canale 1
20	Canale 2
21	Canale 3
22	Canale 4
23	Canale 5
24	Gemma spia
25	Interruttore di rete
26	Uscita cuffia stereo
27	Perno guida dischi
28	Perno cambiadischi
29	Vite di bloccaggio
30	Adattatore per dischi a 45 giri
31	Vite di bloccaggio
32	Cambio velocità
33	Cuffietta salvapuntina
34	Braccio per il sollevamento
35	Predisposizione puntina
36	Levetta di avviamento
37	Selezione diametro dischi
38	Bloccaggio per braccio



Caratteristiche tecniche

Cambiadischi automatico « ELAC 161 »
4 velocità.

Amplificatore HI-FI stereo a transistori

Transistori: 16

Potenza d'uscita: 14 W (7 per canale)
distorsione 2%

Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB

Sens. ingresso registratore: 50 mV su 1 MΩ.

Controllo dei toni bassi: ± 16 dB

Controllo dei toni alti: + 13 dB ÷ - 18 dB

Impedenza di uscita: 8 Ω

Alimentazione: 110 ÷ 220 V — 50 Hz

Controlli: bilanciamento volume, acuti, bassi

Comandi: a tasti

Prese: entrata registratore,
uscita per registratore, cuffia.

Diffusori acustici

La consolle è corredata di due serie di altoparlanti composte da un woofer + 1 tweeter a sospensione pneumatica.

Demodulatore Fd

Transistori: 4

Risposta di frequenza: 20 ÷ 10.000 Hz ± 2 dB

Rapporto segnale/disturbo: > 60 dB

Impedenza d'ingresso: 150 Ω bilanciati

Differenza di livello tra i vari canali: < 3 dB

Corrente assorbita: 4,5 mA

Istruzione per l'uso

1. - Alimentazione generale

Ruotare il cambiensione (3) dell'amplificatore fino a leggere il valore corrispondente alla tensione di rete disponibile.

2. - Alimentazione cambiadischi

Il cambiadischi riceve l'alimentazione da una presa sul trasformatore di alimentazione dell'amplificatore. E' quindi automaticamente adattato per qualsiasi tensione per cui si predisponga lo amplificatore.

3. - Il cambiensione del cambiadischi non deve essere commutato dalla posizione in cui viene fornito.

4. - Messa in opera del cambiadischi

Le viti di bloccaggio (29 e 31) servono ad assicurare il cambiadischi alla base durante il trasporto, esse debbono essere svitate sino ad ottenere la libera oscillazione del cambiadischi.

5. - Togliere la cuffietta (33) protettrice della puntina, esercitando una pressione verso il basso.

6. - Sganciare il fermo (38) che blocca il braccio.

7. - Utilizzazione del complesso

Dopo aver inserito la spina del cordone di alimentazione nella presa di corrente, si dà tensione all'amplificatore premendo il pulsante dell'interruttore (25) sulla posizione ON; la spia (24) lo segnalerà illuminandosi. Predisporre l'ascolto su FONO mediante il tasto (16) e su Mono o Stereo mediante il tasto (17).

8. - Funzionamento come cambiadischi automatico

Introdotta la guida (28) nel foro al centro del piatto, infilare su di esso i dischi in pila avendo l'avvertenza di non superare la linea rossa di sovraccarico. Essi devono essere della stessa velocità. Dischi della stessa velocità ma di diversa grandezza possono essere messi assieme: è sufficiente disporli dal basso verso l'alto con diametro decrescente.

9. - Azionando la levetta (37) portare il suo indice sulla posizione Automatico contrassegnata dal triangolino nero posto sotto il numero 17 corrispondente al diametro del disco più piccolo utilizzabile.

10. - Predisporre la levetta (32) sulla velocità adatta.

11. - Per dischi microsolco mono e stereo a 16-33-45 giri, viene usata un tipo di puntina; per dischi a 78 giri viene usata una seconda puntina di dimensioni maggiori. La predisposizione dell'una o dell'altra viene effettuata ruotando fino al fermo la levetta (35): in senso orario per i 78 giri (contrassegno verde), in senso antiorario per i microsolco (contrassegno 33-45 in rosso). Colori e numeri sono visibili sui piani della levetta nelle due posizioni.

12. - Avviare quindi i cambiadischi spostando la leva (36) verso sinistra sino allo scatto lasciandola poi libera; il funzionamento automatico così avviato proseguirà fino alla fine dell'audizione dei dischi l'ultimo dei quali determinerà l'arresto automatico.

Funzionamento automatico per un solo disco

13. - Prima di mettere il disco introdurre l'estremità con strozzatura del perno guida corto (27) nel foro centrale (37).

14. - Predisporre la levetta (37) sul diametro del disco (17-25-30 cm).

15. - La levetta (32) sulla velocità adatta (16-33-45-78 giri).

16. - La levetta (35) sulla puntina relativa al tipo di disco.

17. - Avviare il giradischi spostando la leva (36) verso sinistra fino allo scatto lasciandola poi libera. Il funzionamento automatico così avviato terminerà alla fine dell'audizione con il ritorno del braccio del pick-up sul suo supporto.

18. - Per interrompere l'audizione del disco si deve azionare la leva (36) e quindi premere con un dito il perno guida (27).

Funzionamento automatico a ripetizione continua per un solo disco

19. - Introdurre l'estremità senza strozzatura del perno di guida corto (27) nel foro al centro del piatto.

20. - Le altre operazioni sono come per il funzionamento automatico per un solo disco.

Funzionamento manuale per un solo disco

21. - La messa in funzione è ottenuta sollevando il braccio del pick-up dal supporto e posando con dolcezza la puntina sul disco.

22. - Le altre operazioni sono come per il funzionamento automatico per un solo disco.

23. - Avvertenza

Se il complesso non viene utilizzato per lunghi periodi è buona norma lasciare la levetta (32) sulla posizione 0.

Puntine

24. - Le puntine montate sulle testine rivelatrici sono di zaffiro e quindi a lunga durata. Per ottenere la migliore riproduzione ed una lunga conservazione dei dischi è opportuno sostituirle ogni 100, massimo 150 ore di audizione.

Regolatori di tono

25. - Servono ad esaltare o ad attenuare le note basse e le note acute. I controlli relativi (12) e (13) esaltano se ruotati in senso orario, attenuano se ruotati in senso antiorario. Permettono il perfetto adattamento all'acustica ed al proprio gusto personale.

Volume

26. - L'intensità sonora viene regolata tramite il controllo (11) ed aumenta ruotando la manopola in senso orario.

I comandi di tono e volume agiscono sui due canali simultaneamente.

Bilanciamento

27. - Il controllo di bilanciamento permette di equilibrare le intensità sonore dei due canali stereo. Esso consente di compensare dislivelli di volume dovuti alla sorgente o alla disposizione degli altoparlanti.

Ruotando la manopola in senso orario aumenta il volume nel canale destro e contemporaneamente diminuisce il volume nel canale sinistro.

L'azione contraria si ottiene ruotando la manopola in senso antiorario.

28. - Funzionamento Filodiffusione

Dopo aver seguito le istruzioni già date ai punti 1. e 2. collegare la spina del cavo di ingresso Filodiffusione (9) alla presa messa in opera dalla Società S.I.P.

Premere il pulsante di comando Filodiffusione (14) e selezionare mediante uno dei tasti 19+23 il canale desiderato.

Collegamenti esterni

29. - Altoparlanti

I due diffusori acustici sono già collegati alle coppie di morsetti (4-5), non occorre quindi alcun collegamento esterno.

Il corretto funzionamento si ha quando i due gruppi di altoparlanti lavorano in fase.

L'ascolto di un disco monoaurale deve dare l'impressione che l'origine dei suoni sia dislocata in una zona intermedia fra i due diffusori.

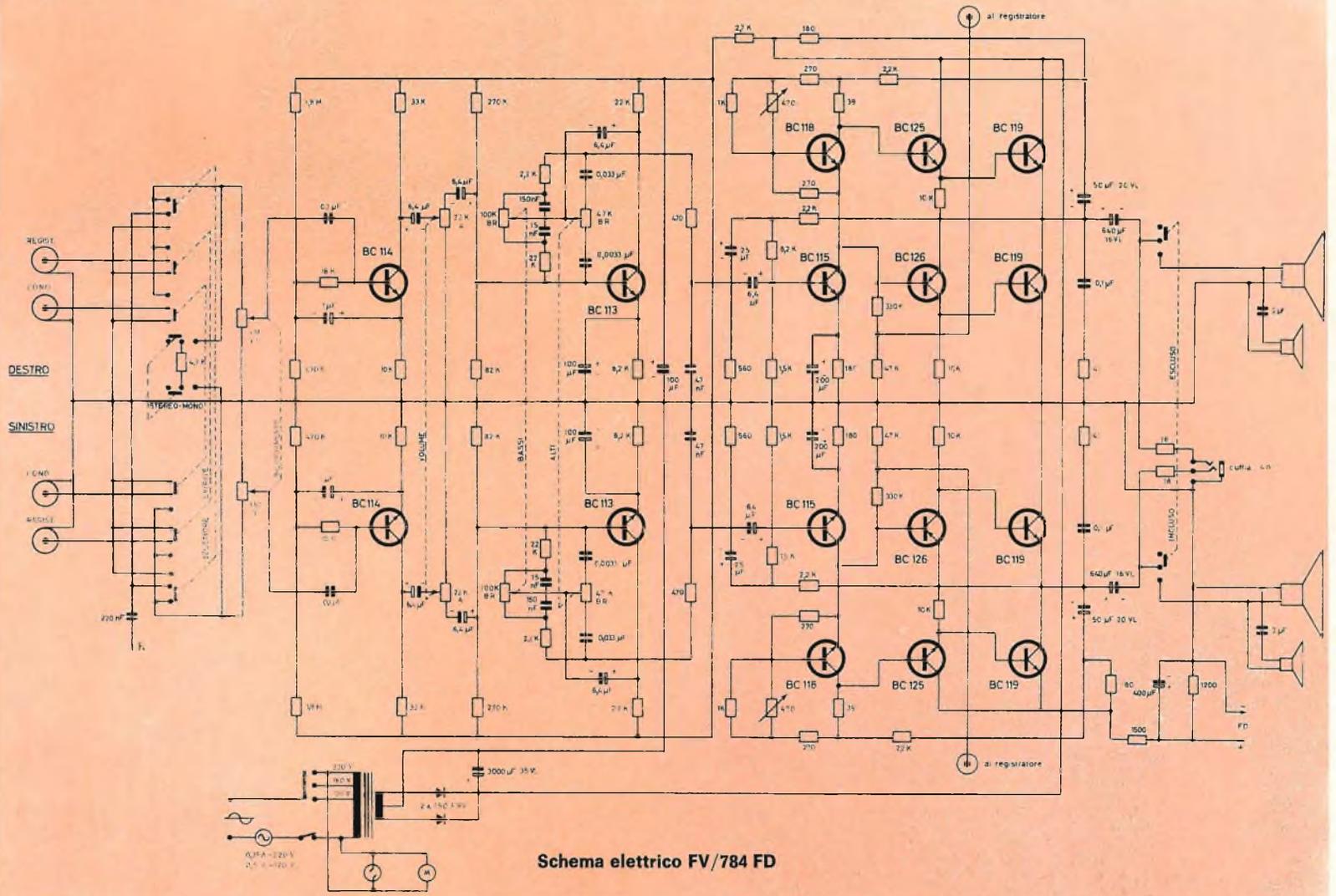
30. - Uscita per registratore

Le prese (6) OUT-TAPE servono a fornire il segnale ad un registratore. Si possono effettuare registrazioni di segnali provenienti dagli ingressi Filodiffusione o PHONO contemporaneamente all'ascolto.

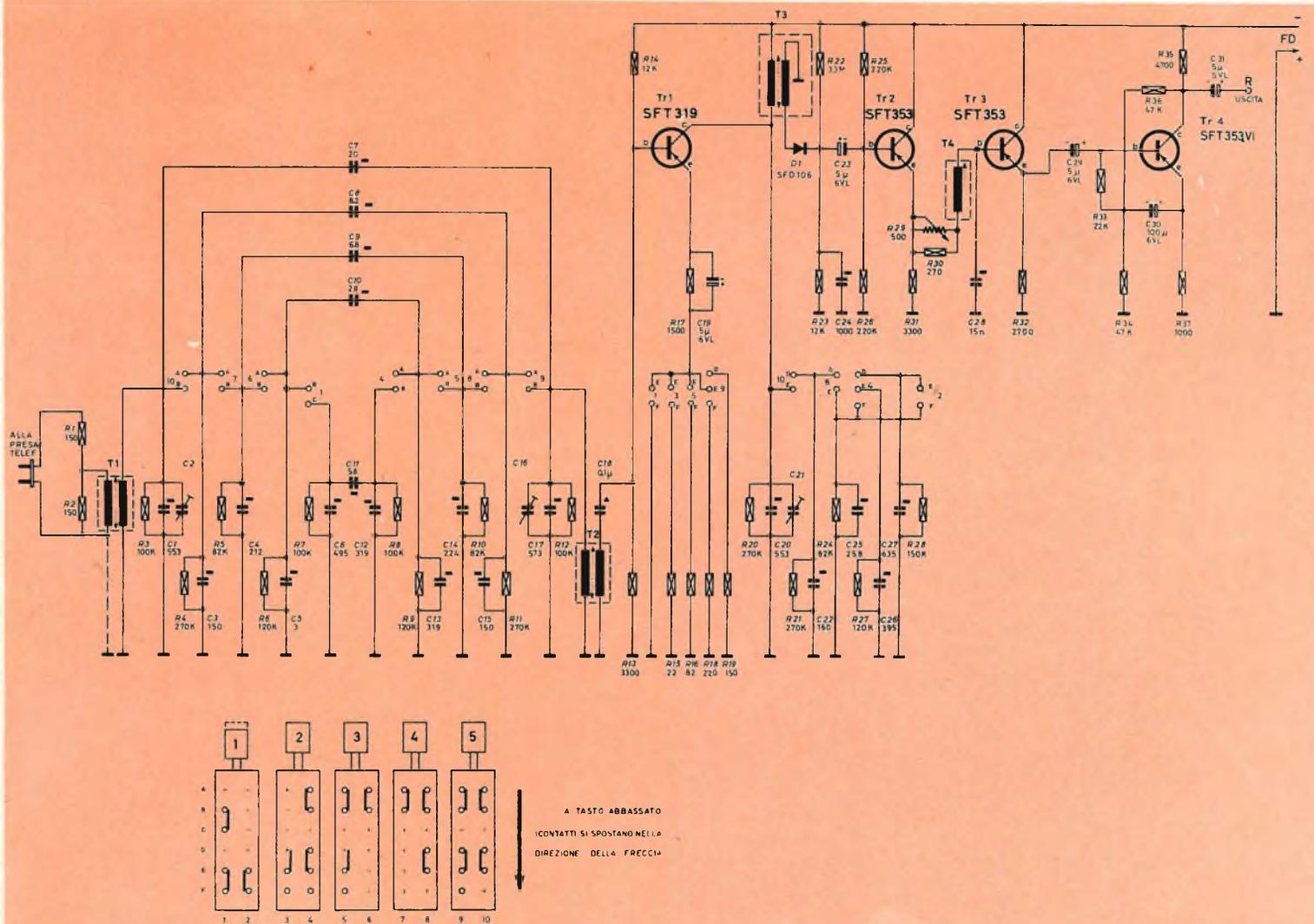
31. - Ingresso registratore

Le prese (7) consentono il collegamento di un registratore al complesso per realizzare commenti musicali o programmi musicali ininterrotti e di lunga durata.

Parti di ricambio	N. G.B.C.
Altoparlante Tweeter	A/450
Altoparlante Woofer	A/449-2
Complesso ELAC 161	RA/430
Cartuccia per ELAC 161	RC/1490
Puntina zaffiro-zaffiro	R/1662-26
Puntina zaffiro-diamante	R/1662-28
Trasformatore di alimentazione	FV/784-12
Interuttore a pulsante	GL/1160
Manopole	FV/784-5
Tastiera cromata	FV/784-61
Pulsanti neri	FV/785 Fd-62
Mascherina comandi	FV/784 Fd-64



Schema elettrico FV/784 FD



Schema elettrico del demodulatore FD

**NUOVI
PRODOTTI**



RG/50

PLAYBACKKEY

Viene presentato un nuovo tipo di riproduttore di nastri registrati e vengono illustrati vari modi di impiego, il funzionamento meccanico ed elettrico.

La musica in automobile è veramente in molti casi un ottimo compagno di viaggio, rompe la monotonia e l'ipnosi dei lunghi percorsi, diminuisce la tensione nervosa, elevando il tono dell'umore e di conseguenza l'attenzione e la prontezza di reazione, crea l'atmosfera individualmente più confacente.

In genere a questi vantaggi è però contrapposta quella dose di disattenzione determinata dalla manovra di apparecchi più o meno complicati, momenti di attenzione sono sottratti alla sicurezza di guida.

La diffusione di musica registrata su nastri in contenitori che non richiedono alcuna manipolazione, musicassette ecc. ha consentito la messa a punto di questo riproduttore progettato appositamente per soddisfare le esigenze di guida.

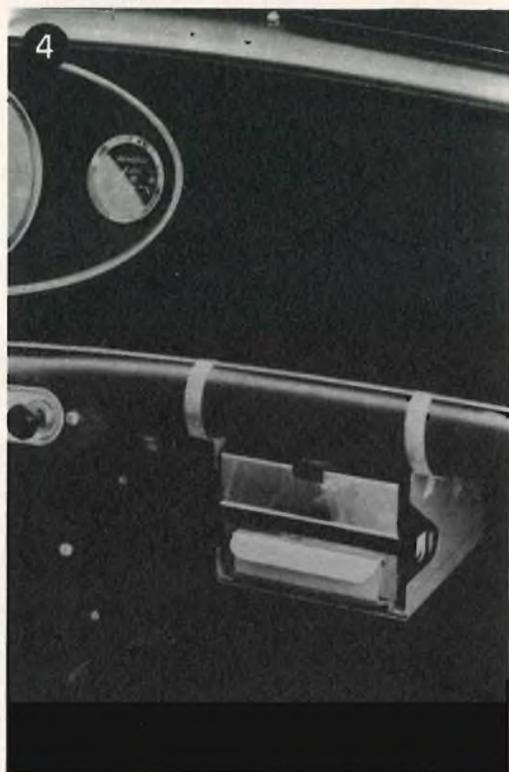
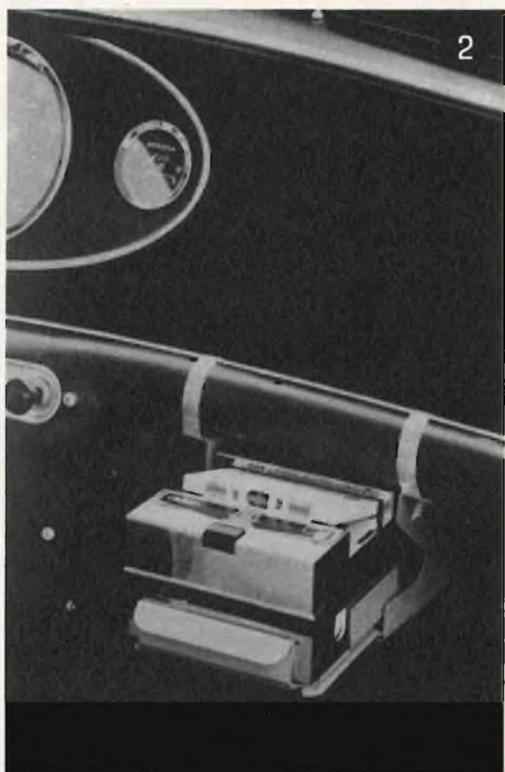
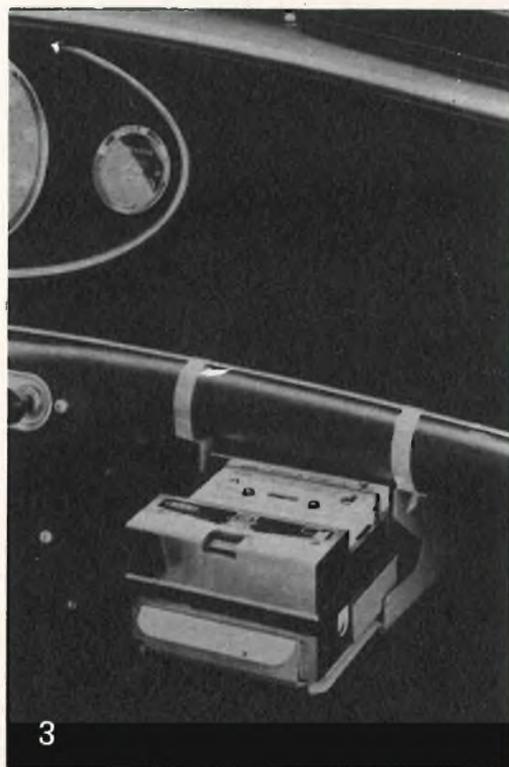
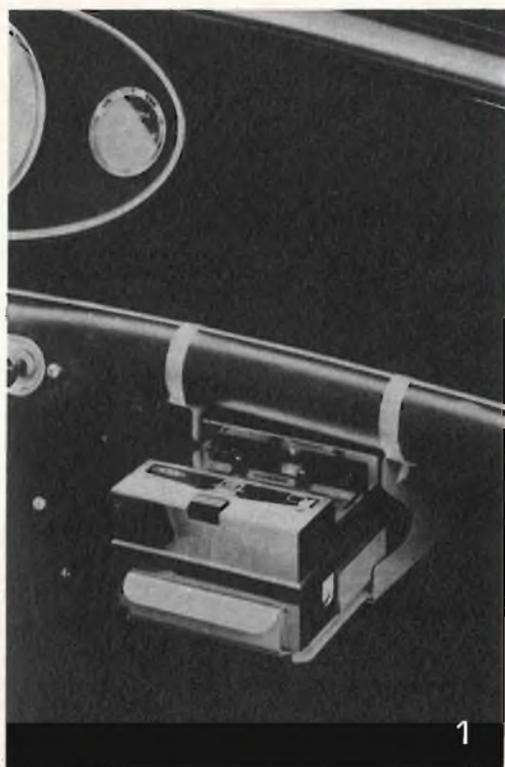
I vantaggi di ordine pratico, sommati ad una brillante musicalità e ad una amplificazione di adeguata potenza, verranno sicuramente apprezzati dagli automobilisti

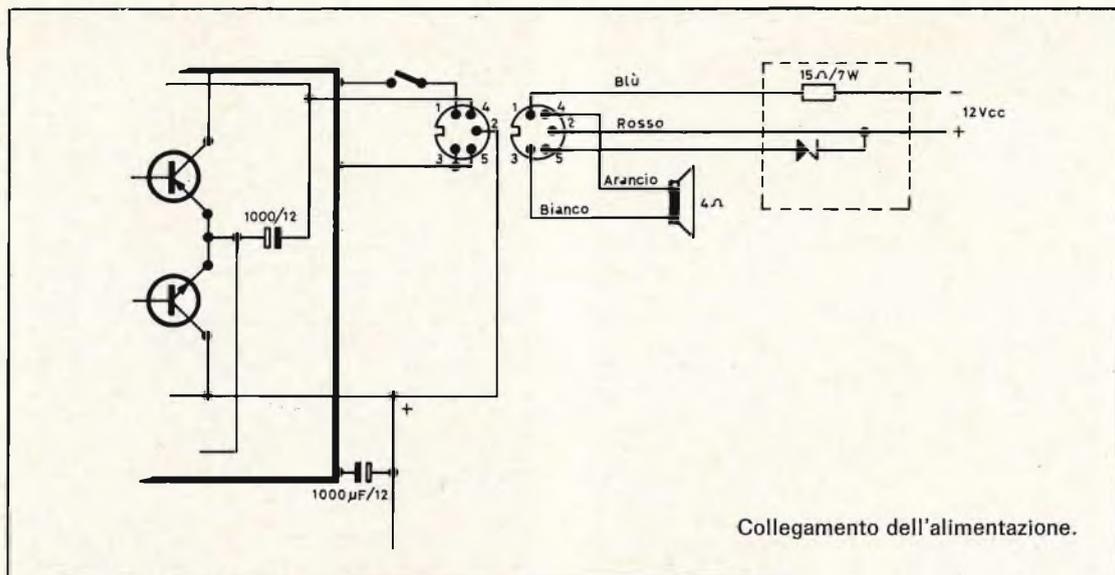
che amano personalizzare la propria auto e dagli amatori che desiderino costruire « Music-box » ad alimentazione autonoma.

ISTRUZIONI D'IMPIEGO

Le ridotte dimensioni di questo riproduttore facilitano la sua installazione negli autoveicoli; sono ideali sotto i vari aspetti della comodità e della sicurezza i piccoli vani con portellino di chiusura, oppure è disponibile il supporto estraibile K/312 G.B.C.

Il riproduttore è fornito senza altoparlante per consentire la scelta del tipo più adatto alle finalità d'impiego, in quanto se l'apparecchio non è utilizzato in auto ma in casa o in ambienti in cui le dimensioni d'ingombro non abbiano eccessiva importanza, l'impiego di un mobile acustico o di altoparlanti sensibili e con un'ampia risposta, permette di utilizzare e valorizzare appieno le brillanti caratteristiche elettriche di questo riproduttore.





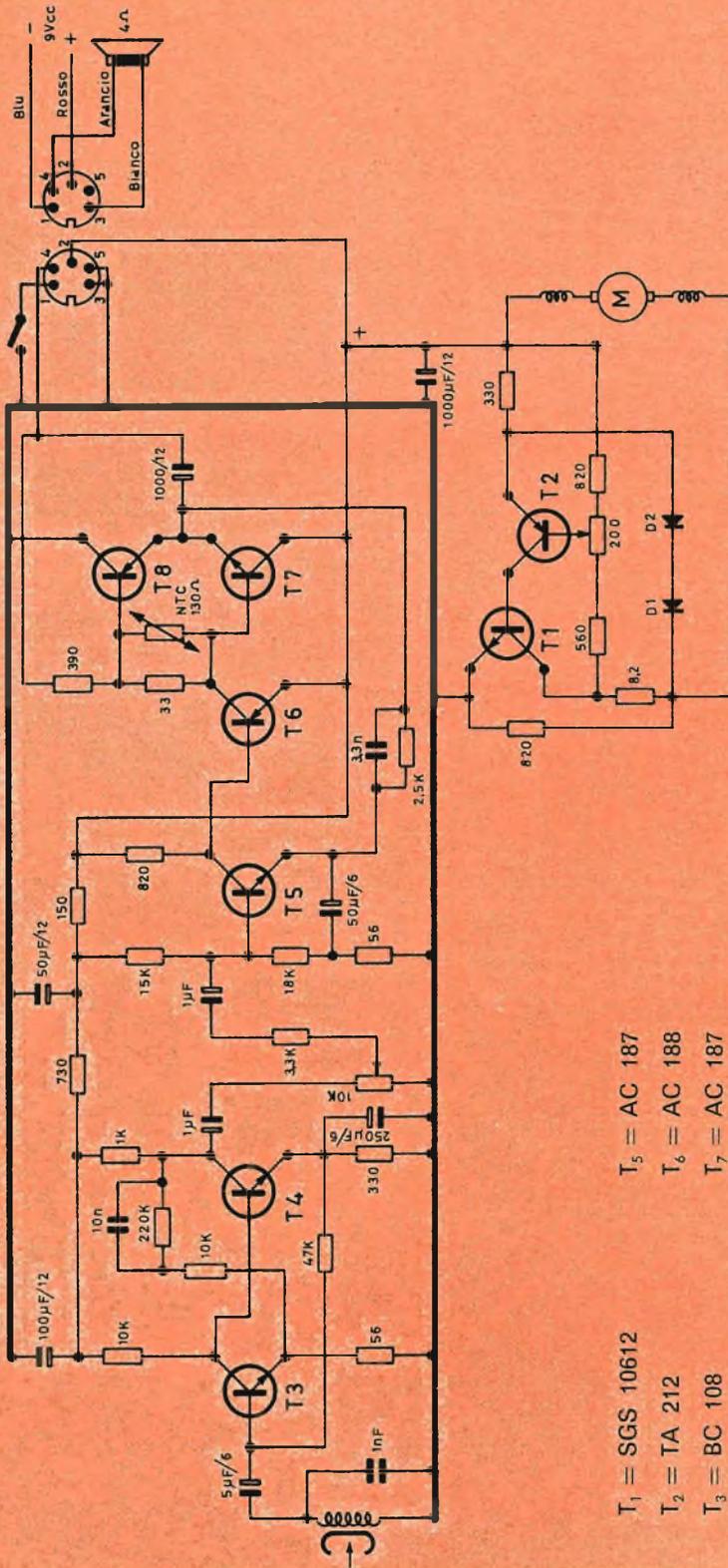
Per favorire i due modi di impiego, l'alimentazione diretta è stata fissata in 9 Vc.c. Ciò consente l'utilizzazione, per impianti fissi o semifissi, di un normale alimentatore in corrente alternata HT/4200 G.B.C.; mentre per l'impiego in auto con batteria a 12 Vc.c., è fornibile l'apposito riduttore di tensione stabilizzato.

Il collegamento dell'alimentazione e dell'altoparlante viene effettuato a mezzo di una spina volante da inserire nella presa laterale.

Nella serie di fotografie è illustrato un esempio di installazione mediante il supporto estraibile e la sequenza delle operazioni per l'ascolto.



VISITATE LA NUOVA FILIALE G.B.C. DI GENOVA
 Corso Europa, 182 - Vio Borgoratti, 23/1/r - Zona S. Martino - Tel. 316.888



- T₁ = SGS 10612
- T₂ = TA 212
- T₃ = BC 108
- T₄ = BC 108

- T₅ = AC 187
- T₆ = AC 188
- T₇ = AC 187
- T₈ = AC 188

Schema elettrico RG/50.

Caratteristiche tecniche

Amplificatore a transistor

Potenza d'uscita: 3 W

Impedenza di uscita: 4 Ω

Velocità: 4,75 cm/s

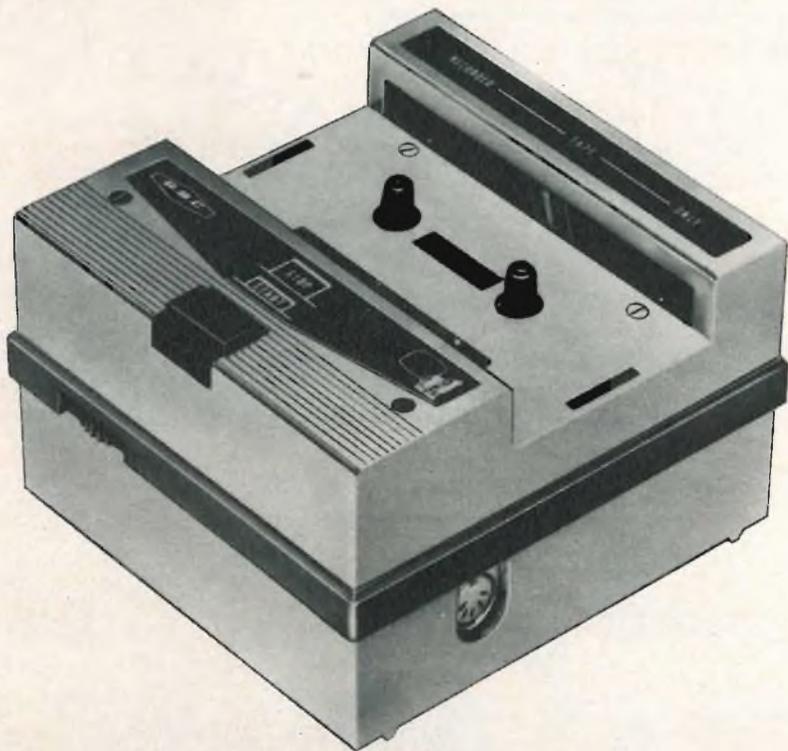
Alimentazione: 9 V c.c.

Funzionamento - parte meccanica.

Il « Playback » è solo un lettore, quindi la parte meccanica è semplificata al massimo, con un solo tasto si ha il comando di partenza e di stop.

magnetica, uno stadio di preamplificazione ed equalizzazione e dell'amplificatore, vi è inoltre la regolazione elettronica del motorino.

Il segnale captato dalla testina magnetica viene amplificato da T_3 e da T_4 , tra l'emettitore di T_3 e il collettore di T_4 è stata inserita una cella di equalizzazione. Dal collettore di T_4 mediante un collegamento capacitivo si va al potenziometro, e dal centro di questo alla base di T_5 . Il transistor T_6 è l'invertitore per la coppia di potenza T_7 - T_8 collegati a simmetria comple-



Vista del riproduttore RG/50.

Premendo il pulsante, un sistema meccanico a leva porta in avanti la testina di lettura e la rotella di trascinamento, contemporaneamente chiude il circuito elettrico alimentando il motore e il circuito amplificatore. A fine corsa il tasto si blocca e rimane in questa posizione, alla successiva pressione si ha lo sgancio della molla di fermo e rilasciando il tasto il meccanismo ritorna alla posizione di fermo.

Funzionamento - parte elettrica

La parte elettrica consiste di una testina

mentare. La stabilizzazione termica è ottenuta mediante una NTC da 130 Ω inserita nel partitore di polarizzazione delle basi di T_7 e T_8 . La controeazione in c.a. viene ottenuta riportando al transistor T_5 una parte del segnale tramite una opportuna rete RC. La regolazione elettronica del motore è ottenuta nel modo seguente: al variare della coppia di trazione del motore si ha una variazione della polarizzazione di base di T_2 , e di conseguenza una variazione del parametro α di T_1 .

Il transistor T_1 in questo caso funziona da resistenza variabile pilotata da T_2 .

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI

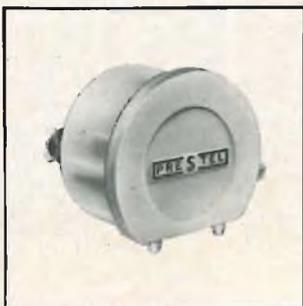


- TR 2 - UHF** Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori
 • NA/700
- TR 2 - VHF** Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori
 • NA/700
- TR 1 - UHF** Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistori
 • NA/670
- TR 1 - VHF** Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistori
 • NA/670
- Specificare il canale d'impiego.

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori. Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω - NA/720.

AT 1 Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati. Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω NA/730



MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

MA 1 UHF-VHF Entrata 75-300 Ω
 NA/4200 Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
 NA/4210 Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Quando si miscela un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

MI3 UHF-VHF per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω - NA/4220



DEMISCELATORI UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE UHF-VHF
 Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante
 NA/3860

TRASFORMATORI DI IMPEDENZA

TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA UHF 75-300 Ω, volante
 NA/3640

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA VHF 75-300 Ω, volante
 NA/3590

PRESTEL

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

**SERVIZIO
SPECIALE**



LA SEI GIORNI DEL COMPONENTE ELETTRONICO

Oggi giorno, quando si parla di mostra settoriale per quanto riguarda i componenti elettronici, è doveroso far mente locale al « Salon International des Composants Electroniques » di Parigi.

Questa manifestazione giunta ormai alla sua 11ª edizione, richiama per il suo affermato prestigio, espositori e visitatori da tutto il Mondo.

Parlando della presenza dell'Italia, sebbene non occupasse un posto di preminenza, possiamo dire, senza tema di smentite, che ha ben figurato, dimostrando di saper cooperare in seno al Mercato Comune Europeo e di poter affrontare il mercato internazionale tecnicamente e commercialmente.

Anche quest'anno abbiamo visitato il salone ed esposto, per tutto il periodo della sua breve vita, la nostra rivista al pubblico.

Qui accanto riportiamo il servizio nel quale troverete le nostre impressioni, con dati e commenti.

PARIGI 1968

Nei giorni dall'1 al 6 aprile scorsi si è tenuto a Parigi l'annuale Salone Internazionale dei Componenti Elettronici, che è ormai da anni la più importante manifestazione europea del settore. Vi hanno partecipato quasi 1.000 espositori, di cui circa 500 provenienti dall'estero, a conferma del carattere veramente internazionale del Salone.

Tra i motivi di interesse, oltre a quelli rappresentati dai materiali esposti, vi sono stati numerosi convegni, incontri e conferenze su argomenti strettamente connessi all'elettronica.

Tutti questi fattori hanno fatto diventare il salone di Parigi un vero e proprio punto di incontro e di ritrovo per i tecnici e per i ricercatori, per i produttori ed i consumatori, per tutti coloro che si interessano di elettronica.





Infatti la rapidità di evoluzione di questo settore è tale che rende indispensabile la conoscenza sia dei progressi compiuti ogni anno sia degli orientamenti per il futuro. Basta pensare che ormai l'elettronica è entrata prepotentemente in tutti i campi della produzione: calcolatori e reattori nucleari, automazione e strumentazione, apparecchi di misura e controllo, radio e televisione, elettrodomestici, applicazioni missilistiche spaziali, telecomunicazioni, ed altro.

Nella mostra di Parigi risultano quest'anno particolarmente in rilievo tre settori: prodotti chimici per l'industria elettronica; circuiti integrati ed apparecchiature relative; apparecchiature per circuiti stampati.

Il primo settore dimostra in maniera lampante come al giorno d'oggi l'elettronica non solo influisce sullo sviluppo di altre industrie, ma come anch'essa dipende strettamente dell'avanzamento di altre tecnologie. Così i moderni processi di fabbricazione dei semiconduttori richiedono l'impiego di materiali di purezza

elevata, di caratteristiche estremamente spinte nei riguardi della durata e della stabilità. Silicio, germanio, indio, tantalio, cesio, selenio e tante altre sostanze ora di uso corrente, erano totalmente sconosciute o per lo meno prive di importanza solo pochi anni fa. Anche i materiali in apparenza più banali, come ampole di vetro, fili conduttori, supporti in ceramica o in materia plastica, sono oggetto di continui studi e perfezionamenti.

Circuiti integrati: lo schieramento a Parigi è stato imponente, grazie alla presenza di tutte le principali case mondiali: dagli americani, presenti in forze direttamente o tramite le varie consociate europee, agli europei, con inglesi e francesi in testa. Il settore è sempre in continua evoluzione in quanto i processi seguiti per l'integrazione, oltre a subire modifiche rapidissime, sono molto diversi tra loro: si parla di circuiti monolitici, ibridi, a film sottile, a strato, ed altro. A nostro giudizio oseremmo addirittura dire che c'è della confusione ed in alcuni casi idee poco chiare: alcuni processi che vengo-



no pur presentati come nuovi sembrano già nettamente superati, soprattutto per quello che riguarda la scala di integrazione ed i costi di produzione.

I costruttori sono divisi in due gruppi principali: alcuni tendono a standardizzare la produzione su pochi tipi principali, in modo da ottenere costi così bassi da convincere i consumatori all'uso di tali tipi, anche a costo di modificare altre parti. Altri costruttori tendono invece a costruire su richiesta, secondo le necessità precise dei consumatori, però in serie limitata e quindi con conseguente aumento dei costi.

Pensiamo che occorra ancora qualche tempo per arrivare anche in Europa ad un chiarimento del settore, che comunque risulta assai vitale. A dimostrazione di questa vitalità era esposta a Parigi una estesa gamma di apparecchiature per la produzione di semiconduttori e circuiti integrati, in grado di automatizzare tutti i processi. Si può dire che per ogni fase della lavorazione — deposito degli strati, incisione chimica o fotografica,

saldatura, incapsulamento, ed altro — esiste una macchina apposita.

La sezione circuiti stampati comprendeva apparecchi e prodotti per il disegno e la riproduzione dei circuiti stampati sia su scala industriale che per laboratorio, materiali di supporto e di incisione, macchine per la stampa e la saldatura. Ci limitiamo a questo cenno in quanto l'interesse per questo settore è più che altro ristretto alle industrie che producono in serie.

Il settore componenti passivi e parti staccate, che pure occupava quasi il 50% della superficie del salone, è risultato un po' meno brillante, in quanto privo di novità sostanziali; d'altra parte è noto che per questi prodotti i progressi sono più gradualmente che non per i componenti attivi. Le linee di perfezionamento seguite sono diverse: miniaturizzazione delle dimensioni, in particolare di resistori e condensatori; aumento generale della durata e della sicurezza di funzionamento; aumento dei valori massimi ammissibili per certi parametri, quali tensione, corrente, temperatura, ed altro.

Nel servizio fotografico che abbiamo realizzato all'11° Salon International des Composants Electroniques e che pubblichiamo in queste pagine, presentiamo una sintesi della più grande manifestazione europea nel campo elettronico.

Dopo una panoramica rivolta agli espositori; nella fotografia accanto, presentiamo il posteggio che in seno alla mostra dei componenti elettronici (reparto stampa), è stato riservato alla nostra rivista.



per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche

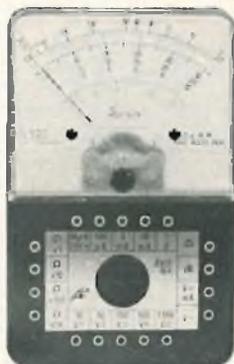


FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501



ELECTRIC TESTER
MOD. A.V.O. 1
L. 10.750



ANALIZZATORE
MOD. A.V.O. 20 K
(20.000 Ohm V)
300 PORTATE
L. 7.950



ANALIZZATORE
MOD. A.V.O. 40 K
(40.000 Ohm V)
470 PORTATE
L. 12.500



OSCILLATORE
MODULATO
AM - FM 30
L. 24.000

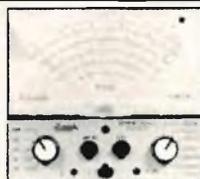
SIGNAL RADIO



SIGNAL TV

NOVITA'
?

ANALIZZATORE
MOD. A.V.O. 50 K
(50.000 Ohm V)



VOLTMETRO
ELETTRONICO
MOD. A.V.O. 7/E

STRUMENTI DA
PANNELLO
A BOBINA MOBILE
F.D.
ELETTROMAGNETICHE



MOD. A.V.O. 90
DIMENSIONI: 128 x 109 x 90



MOD. A.V.O. 70
DIMENSIONI: 92 x 81 x 70



MOD. A.V.O. 55 LUX
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55



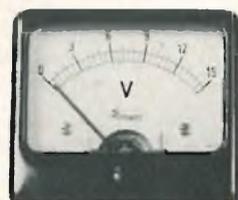
MOD. A.V.O. 70 LUX
DIMENSIONI: 90 x 80 x 70



MOD. A.V.O. 90 LUX
DIMENSIONI: 128 x 109 x 90



MOD. A.V.O. 100
DIMENSIONI: 100 x 100 x 83



MOD. A.V.O. 55
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55



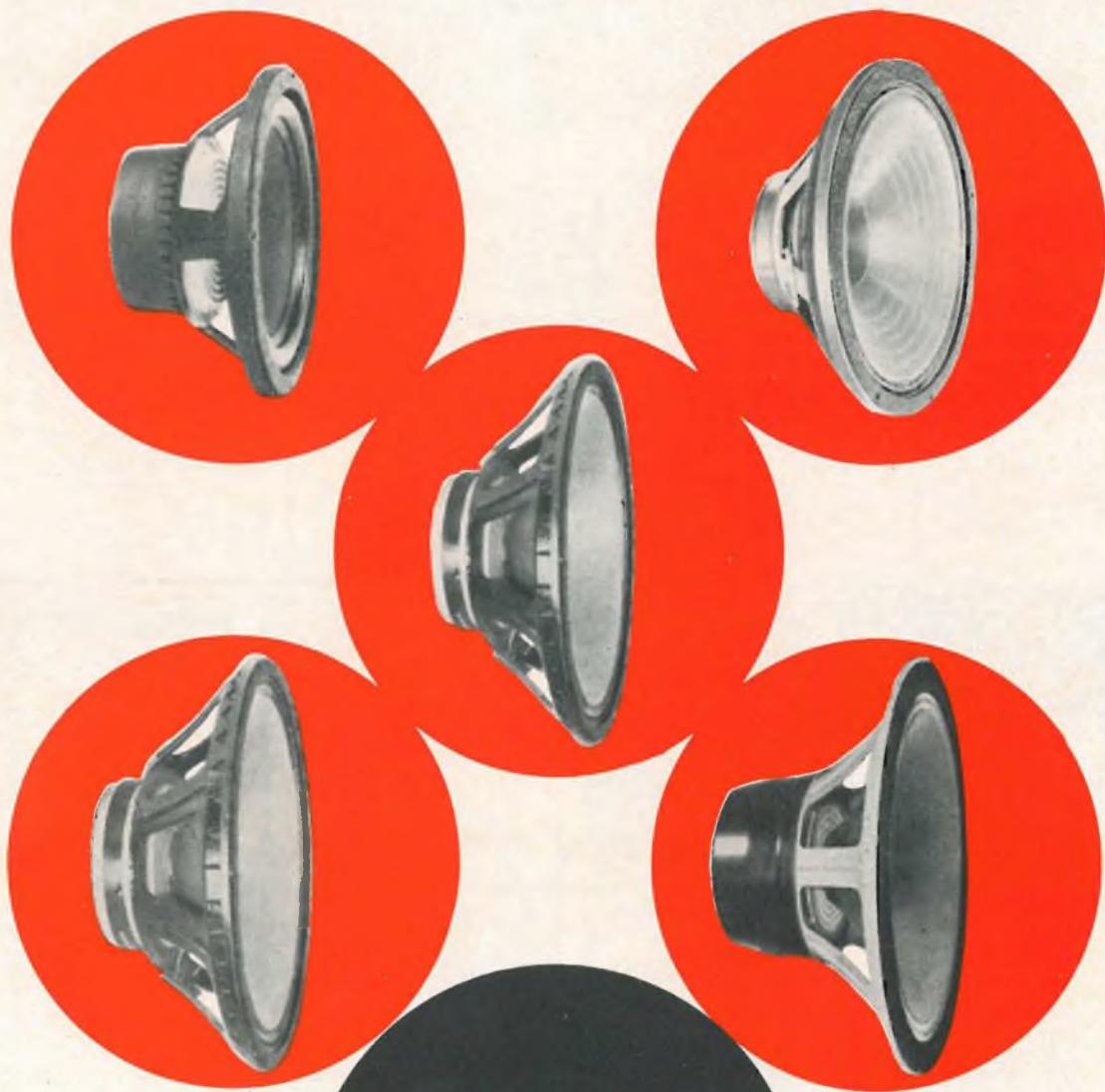
VOLTMETRI AMPERMETRI
ELETTROMAGNETICI
STRUMENTI PLEX
SERIE ECONOMICA
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Scerpi
ELECTRONIC

VIA VALLAZZE, 95 - 20131 MILANO (Italy)
TELEF. 23.63.815

ALTOPARLANTI AD ALTA FEDELITÀ



RCF

**RICHIEDETE LISTINI
E CATALOGHI
ALLA RCF
MILANO
VIA GIOTTO, 15
TEL. 468.909
REGGIO EMILIA
VIA COL DI LANA, 44
TEL. 39.265**

L'articolo, tratto da un testo di brevetto realizzato dall'autore, tratta della combinazione di apparecchi televisivi, radiofonici, microfonic e simili, con complessi trasmettitori e ricevitori, atti a consentire l'ascolto singolo della programmazione sonora, senza l'emissione di suoni da parte dell'apparecchio primario.

NUOVI DISPOSITIVI MICRORICEVITORI

di A. Basso Ricci

Normalmente la corrente fonica di un riproduttore acustico viene percepita per il fatto che essa viene inviata ad un altoparlante o simile organo che si mette in vibrazione dando luogo ad un suono che si diffonde nell'ambiente. Oppure, nel caso in cui si voglia evitare questa propagazione del suono nell'ambiente, che potrebbe disturbare una persona presente nella stanza la quale non volesse sentire la programmazione, la corrente fonica anzichè essere inviata ad un altoparlante viene inviata ad un auricolare per trasmissione attraverso conduttori elettrici. In tal caso però l'ascoltatore è vincolato, e non può muoversi liberamente per la presenza di tali conduttori che intralciano i suoi movimenti.

Sono stati anche studiati sistemi secondo cui il trasformatore di uscita di un apparecchio televisivo, radiofonico o simile, che fornisce la corrente fonica, viene collegato con un conduttore di lunghezza apprezzabile e tale da generare per induzione un campo magnetico a frequenza acustica, captabile da un apposito ricevitore munito di amplificatore e relativa sorgente di energia, atto ad alimentare i soliti auricolari a vibrazione. Questa soluzione però obbliga ancora le persone in ascolto a disporsi nelle immediate vicinanze del conduttore ed i dispositivi ricevitori hanno notevoli dimensioni e peso

apprezzabile per cui sono scomodi da portare e richiedono pile ricambiabili.

Scopo della presente ricerca è di ovviare ai suddetti inconvenienti presentati da tutti i sistemi citati, ossia di consentire la ricezione di una riproduzione sonora da parte di una o più persone, senza propagazione del suono nell'ambiente e senza che tali persone siano vincolate in una particolare posizione. In tal modo è quindi consentita la ricezione di un programma televisivo e radiofonico o di altra trasmissione senza una diffusione del suono nell'ambiente, ciò che potrebbe infastidire persone presenti nell'ambiente stesso e non interessate a tale trasmissione.

Il complesso per l'audizione di trasmissioni mediante auricolare privo di conduttori elettrici di collegamento comprende, in combinazione con un qualsiasi apparecchio primario ricevente, un trasmettitore del tipo ad alta frequenza, modulato in ampiezza ed atto a irradiare onde a radiofrequenza. L'auricolare incorpora un circuito formato da un ricevitore atto a captare le onde irradiate dal trasmettitore, da un rilevatore o demodulatore atto a trasformare la corrente captata a radiofrequenza in una corrente a frequenza acustica e da una bobina di eccitazione di una lamina vibrante associata al timpano.

Si fa notare che poichè il trasmettitore e l'auricolare si trovano a distanze relativamente piccole, dato che l'apparecchio di trasmissione e la persona in ascolto si trovano generalmente nella stessa stanza o in stanze adiacenti, pur potendo quest'ultima compiere spostamenti senza compromettere l'ascolto, sia il circuito irradiente a radiofrequenza che quello di ricezione della corrente a radiofrequenza modulata possono avere una potenza limitata e sono costruttivamente semplici. Inoltre data l'odierna tendenza e la possibilità di ridurre al minimo le dimensioni dei componenti elettronici, le dimensioni sia dell'auricolare che del trasmettitore a radio frequenza sono molto ridotte per cui tale trasmettitore non incide sulle dimensioni dell'apparecchio ricevente te-

a bassa frequenza SA viene inviata ad un altoparlante A; i dettagli costruttivi e gli stadi circuitali antecedenti allo stadio SA di alimentazione dell'altoparlante A sono molto noti agli esperti in questo ramo della tecnica e perciò non verranno qui descritti. Si fa notare invece che sulla concezione di collegamento elettrico stadio finale SA — altoparlante A è inserito un commutatore C. Tale commutatore C presenta due posizioni funzionali: una di inserzione dell'altoparlante A allo stadio finale SA per la normale propagazione sonora nell'aria, e l'altra di inserzione allo stadio finale SA di un trasmettitore modulatore TM.

Tale trasmettitore TM riceve la corrente fonica proveniente dall'ultimo stadio

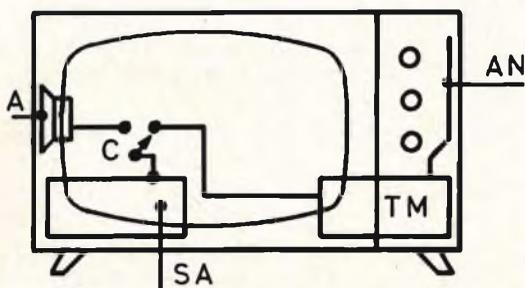


Fig. 1 - Schema sintetico del complesso trasmettente, descritto nel testo, applicato ad un normale televisore.

levisivo, radiofonico o simile a cui viene associato ed il circuito dell'auricolare può essere racchiuso in un contenitore atto ad essere applicato a leggera pressione entro la cavità auricolare, oppure nella stanghetta di un paio di occhiali od in un cerchietto decorativo che circonda la testa, comunque sarà leggero da portare ed estetico.

Scopi, caratteristiche e vantaggi dell'invenzione risulteranno meglio chiariti dalla dettagliata descrizione che segue di alcune sue realizzazioni.

Nella realizzazione rappresentata in Fig. 1, il complesso secondo l'invenzione è associato ad un ricevitore televisivo di tipo noto, in cui la corrente fonica proveniente dall'ultimo stadio amplificatore

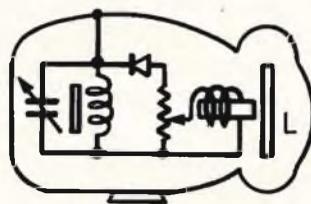


Fig. 2 - Rappresentazione schematica di un piccolo auricolare, atto a ricevere i segnali a radiofrequenza modulati in ampiezza.

amplificatore e la modula nel campo delle radiofrequenze, irradiandola poi mediante una corta antenna AN. Volendo, per piccole potenze, una stessa frequenza esistente nell'apparecchio a R.F. e già modulata può venire inviata al trasmettitore. In tal caso il trasmettitore è costituito semplicemente da un amplificatore in radiofrequenza. Il valore della frequenza irradiata può essere scelto in diversi campi, purchè venga tenuto conto che tale frequenza deve differire dalle usuali frequenze di trasmissione usate dalle diverse stazioni trasmettenti: essa sarà preferibilmente nel campo delle microonde e ultra corte — onde corte. Questo stadio trasmettitore TM può essere costituito da un semplice circuito a transistor, altamente efficiente e di minime dimensioni.

Tale corrente irradiata viene captata dal circuito ricevente di un auricolare. Nell'auricolare può essere utilizzato un qualsiasi circuito normalmente impiegato in un ricevitore, per esempio del tipo a reazione, supereazione rigenerativo e del tipo cosiddetto «reflex», o ad amplificazione diretta, o supereterodina.

Uno schema particolarmente semplice è rappresentato in fig. 2, in cui il circuito ricevente comprende un circuito risonante formato dall'accoppiamento in parallelo di un condensatore con una bobina con nucleo di poliferro. Tale circuito è accordato o sintonizzato sulla frequenza irradiata dall'antenna AN del trasmettitore TM.

La corrente ad alta frequenza del circuito risonante viene raddrizzata o rivelata da un diodo a cristallo ed inviata ad un potenziometro regolabile dall'esterno dell'auricolare; il potenziometro alimenta una bobina di eccitazione di una lamina vibrante o vibratore associata al timpano. Tale lamina o vibratore può essere direttamente a contatto con il timpano oppure essere a contatto con la struttura ossea del cranio per cui si ha una trasmissione ossea delle vibrazioni dalla lamina al timpano.

Anche se l'auricolare è particolarmente conveniente per essere applicato a pressione nella cavità dell'orecchio, esso può pure presentare una oliva applicabile nell'orecchio mentre l'insieme dei componenti circuitali sono racchiusi in un corpo esterno, quale un elemento sagomato che circonda posteriormente il padiglione auricolare, oppure un cerchietto ornamentale o nella stanghetta di occhiali od in altro modo. Una parte del supporto per tali circuiti può essere metallizzata onde costituire un'antenna di captazione. Si potrà pure usare un dipolo formato da un semplice filo di rame incorporato nei raccordi tubolari di un auricolare.

L'antenna del trasmettitore modulatore oltre che di tipo rettilineo può essere di altro tipo e tale trasmettitore può essere inserito, oltre che in un apparecchio televisivo, pure in un apparecchio radiofonico, microfonico, o registratore o telefono o di altro tipo tale da fornirgli una corrente

fonica di modulazione. Per esempio l'antenna potrebbe essere esterna all'apparecchio ed incorporare un piccolo microfono atto a fornire la corrente fonica al trasmettitore TM; tale sistema risulta particolarmente conveniente nel caso in cui una persona desideri impartire degli ordini o comunicazioni a delle persone che si siano applicate l'auricolare, senza farsi sentire da altri eventualmente presenti e privi di auricolare, o più semplicemente per la comodità di non dover impugnare la cornetta.

Tale soluzione è chiaramente rappresentata in fig. 3; un trasmettitore modulato TM è associato ad un ricevitore nel

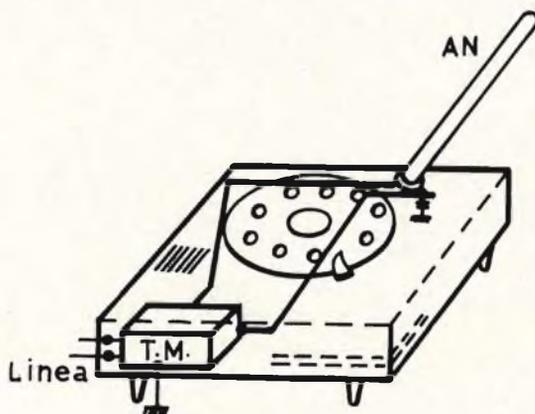


Fig. 3 - Un analogo sistema trasmettitore R.F. - auricolare ricevitore, può essere utilmente applicato ad un telefono.

quale manca la cuffia telefonica normalmente collegata ad esso tramite fili. Il funzionamento del ricevitore telefonico per la combinazione dei numeri e le selezioni sulle linee, sarà realizzato secondo uno qualsiasi dei sistemi noti, mentre differisce per quanto riguarda la parte del microfono.

Questo microfono può essere inserito nello stilo costituente l'antenna AN, oppure sotto un'apposita grata. Parlando vicino al microfono la voce dell'utente viene raccolta e convogliata dal disco selettore sulla linea fino ad un qualsiasi apparecchio interessato; ciò verrà realizzato secondo uno qualunque dei sistemi noti ed applicato nei normali impianti telefonici.

Lo stesso apparecchio riceve dalla linea i segnali provenienti dall'esterno, i quali vengono inviati al piccolo trasmettitore TM ad alta frequenza. La corrente di bassa frequenza presente ai terminali della linea costituisce la modulazione del trasmettitore. L'uscita di TM va all'antenna AN per essere irradiata nello spazio circostante; come già detto lo stilo dell'antenna può pure servire da supporto per il microfono.

Il trasmettitore TM applicato al telefono comprende uno o più transistori, ai quali però non necessita alcun generatore esterno di alimentazione in corrente continua; infatti la corrente in bassa frequen-

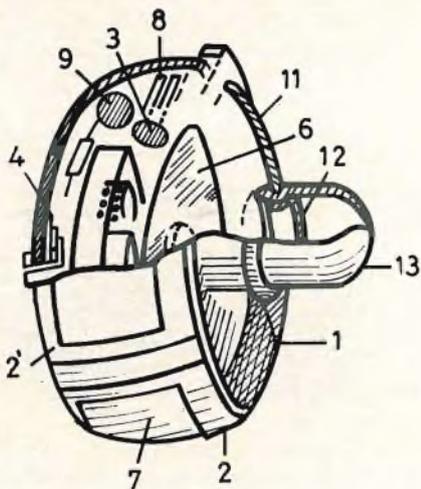


Fig. 4 - Vista spaccata di un auricolare progettato dall'inventore.

za presente ai morsetti della linea è sufficiente, dopo essere opportunamente raddrizzata, ad alimentare il circuito. Altro modo con cui si potrà alimentare il trasmettitore TM è quello di adottare una piccola pila termo-elettrica che trasforma l'energia luminosa in elettrica ad effetto accumulatore, ovvero da una piccola batteria a mercurio a lunga vita, o con piccola batteria ricambiabile al nichel-cadmio.

Una volta finita la telefonata l'utente si toglie dall'orecchio il piccolo radioauricolare, che può venire alloggiato in apposite nicchie create nell'apparecchio telefonico. Con questo sistema si può anche ottenere la chiusura di un contatto che

interrompe l'azione del trasmettitore. Il sistema può essere modificato a piacere, per esempio l'apparecchio può essere dotato di più auricolari in modo da consentire l'ascolto contemporaneo di più persone, oppure i diversi auricolari possono essere accordati selettivamente su frequenze diverse, ciascuna corrispondente ad una diversa frequenza del trasmettitore, in maniera tale da consentire l'ascolto segreto ad una sola persona. Tutte queste particolarità sono realizzabili con circuiti elettronici di tipo classico.

Un auricolare particolarmente semplice e di ingombro ridotto, presentante ottime caratteristiche funzionali è rappresentato

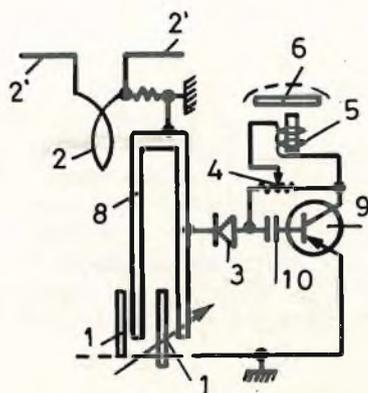


Fig. 5 - Schema elettrico dell'auricolare di figura 4.

dalle figure 4 e 5. Tale auricolare funziona sulla gamma delle microonde ed è munito di una custodia 7 di materiale isolante.

Nelle figure sono numerate le parti principali, ad esse ci riferiamo per la descrizione.

Con 2 è rappresentata una o più spire riceventi l'alta frequenza modulata e tramite i piccoli dipoli 2' i quali possono essere rappresentati da una spruzzatura di metallo mentre la spira 2 potrà nel contempo servire da chiusura alla custodia del radioauricolare.

Con 8 è rappresentata la sezione di spira raccogliitrice dell'energia trasmessa dalla spira 2, e sarà realizzata secondo

0
abbiamo provato con
i metodi tradizionali,
abbiamo provato in
tutti i modi possibili,
ma il rumore di fondo
è tanto basso da non
risultare percepibile

GIRADISCHI
THORENS
TD 150



Vendita e assistenza in Italia

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12



la tecnica delle microonde in cui una sezione a barretta rettangolare servirà da circuito oscillante e nel quale la parte variabile per l'accordo potrà essere rappresentata da una sezione di lamina variabile rappresentata con 1.

Con 3 è rappresentato un diodo al germanio che rivela la radiofrequenza e la trasforma in bassa frequenza. Secondo questo schema la componente raddrizzata dal diodo servirà anche quale tensione di polarizzazione e alimentazione al transistor 9 il quale riceve sulla sua base anche la tensione a bassa frequenza di comando tramite un condensatore 10.

Con 4 è rappresentato un sistema a resistenza variatore del segnale di uscita,

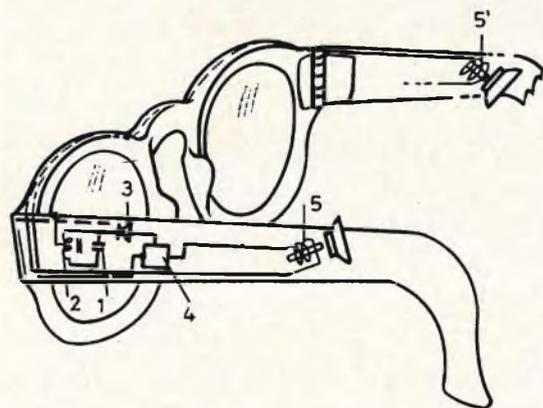


Fig. 6 - Esempio di applicazione del sistema ricevente descritto ad un comune paio di occhiali.

che va ad alimentare l'avvolgimento 5 disposto sul magnete del radioauricolare affinché venga magneticamente messa in vibrazione la lamina 6. Diversi sono i circuiti a microonde e onde ultracorte con cui realizzare detto ricevitore. Se ne è citato uno solo a titolo di esempio e per il suo funzionamento non necessita alcuna tensione di batteria. In sintesi esso risulta auto-funzionante ed autoalimentante.

Con 12 è rappresentato il piccolo supporto su cui va infilata a pressione un'oliva 13 composta di materiale plastico e che sarà da infilarsi direttamente nel padiglione dell'orecchio. Solo a titolo di e-

sempio il disegno è stato fortemente ingrandito. Praticamente il tutto è compreso nelle dimensioni di un normale auricolare ad esempio come quello dei tipi già noti. Alla lamina variabile 1 potrà essere data anche una spruzzatura metallica che occuperà una parte della superficie isolante e rotante 11.

Il radioauricolare rappresentato in fig. 6 è incorporato in una stanghetta di occhiali ed è particolarmente conveniente per le persone che adoperano gli occhiali televisivi. In tale soluzione il condensatore 1 e la bobina 2 costituiscono il circuito oscillante ricevente. Di preferenza l'antenna è in collegamento elettrico con una superficie conduttrice degli occhiali.

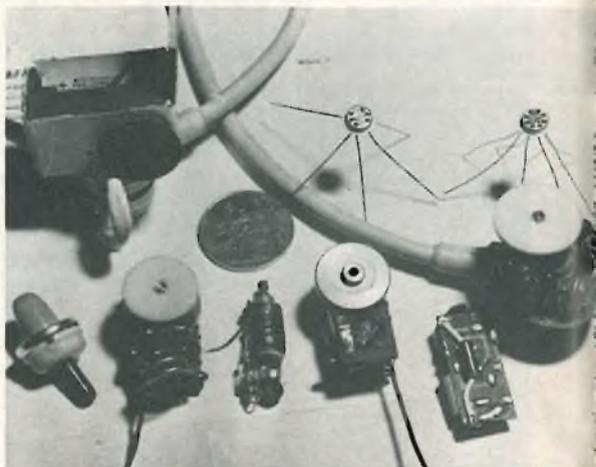


Fig. 7 - Alcuni esempi di microricevitori realizzati dall'autore; si notino le dimensioni particolarmente ridotte.

Con il riferimento 3 viene indicato il diodo al germanio, con 4 un amplificatore in bassa frequenza, per esempio a transistor o a microcircuito alimentato dalla stessa componente rivelata e raddrizzata in bassa frequenza a mezzo del diodo 3. L'amplificatore comprenderà pure un regolatore di tono, un regolatore a potenziometro per l'intensità di ascolto ed un interruttore che apra il circuito delle eventuali batterie quando il ricevitore non viene usato. La percezione sonora verrà avvertita mediante una vibrazione provocata dalla coppia di vibratori 5 e 5' trasmessa sulla struttura ossea della superficie circum - vicina agli orecchi.

IL RUMORE DI FONDO NEGLI IMPIANTI HI-FI

II Parte

a cura di L. Biancoli

Continua in questa seconda ed ultima parte l'esame delle principali cause di rumore di fondo che si verificano negli impianti di amplificazione di qualità; vengono inoltre considerate alcune soluzioni atte ad eliminare la maggior parte di disturbi. Si tratta, a volte, di semplici variazioni ed aggiunte, ma che danno risultati sorprendenti. Gli inconvenienti presentati sono riferiti in particolare a quegli impianti che comprendono anche un registratore a nastro.

ORIENTAMENTO DEL MOTORE

Una delle fonti più rilevanti di rumore di fondo è costituita dal campo magnetico disperso, fornito dal motore di trascinamento del nastro che si trova inevitabilmente sotto alla piastra del registratore, e quindi in prossimità della testina di lettura.

Quando questo campo magnetico è di intensità e di fase tali da indurre nella testina di lettura delle sie pur debolissime correnti alla frequenza di rete, il rumore di fondo che ne deriva è assai fastidioso.

Per evitare questo inconveniente, è possibile ricorrere ad un metodo rela-

tivamente semplice, a patto che l'asse rotante del motore sia disposto in senso verticale. In genere, il motore viene fissato alla piastra mediante due o tre bulloni, tramite sospensioni antivibranti in gomma. Ebbene, una volta accertato che la causa del rumore di fondo risiede proprio nel motore, è sufficiente a volte variare l'orientamento del motore stesso rispetto alla testina, cercando quella posizione nella quale l'induzione alla frequenza di rete diminuisce fino a diventare trascurabile, o addirittura nulla.

In linea di massima — ove ciò sia necessario — sarà sufficiente praticare nella piastra altri fori, che consenta-

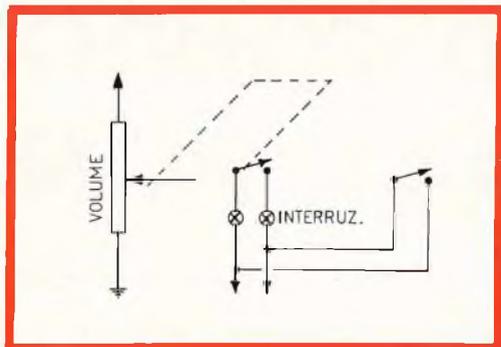


Fig. 7 - In molti casi, è opportuno evitare di collegare il circuito di accensione all'interruttore solitamente abbinato ad un potenziometro dell'amplificatore, installando in sostituzione un interruttore separato nella posizione più conveniente. Questa deve essere tale da evitare il passaggio dei relativi conduttori in prossimità dei conduttori percorsi dal segnale utile.

no l'installazione del motore nella sua nuova posizione.

SPOSTAMENTO DEI COLLEGAMENTI DELL'INTERRUTTORE

Nella maggior parte dei casi, l'interruttore di accensione dell'intero apparecchio, amplificatore o registratore che sia, viene abbinato per semplicità di comando ad un potenziometro. A volte viene abbinato al controllo di volume, ed a volte al controllo di tono.

In queste circostanze, ed in particolare quando il potenziometro in questione è inserito nei primi stadi di amplificazione, può accadere che i relativi contatti inducano nella grafite una minima corrente alla frequenza di rete, con la conseguente produzione di rumore di fondo. Oltre a ciò, occorre considerare il fatto che i due conduttori facenti capo al suddetto interruttore, percorsi dalla corrente alternata che scorre attraverso il primario del trasformatore di alimentazione, devono necessariamente attraversare l'intero amplificatore, per raggiungere il potenziometro recante i due contatti cui fanno capo.

Ad evitare i fenomeni di induzione che ne possono derivare, è bene a volte apportare la modifica illustrata alla **figura 7**, nella quale si nota che i due conduttori suddetti vengono interrotti nel punto più opportuno, e sostituiti con altri due che — compiendo un diverso percorso, tale da allontanarli dai conduttori percorsi dal segnale utile — raggiungono un interruttore separato, dislocato in una posizione che può essere scelta ad arbitrio, a seconda delle esigenze di spazio e di comodità.

AGGIUNTA DI UNA CAPACITÀ SUPPLEMENTARE

Può accadere che — durante il funzionamento del registratore o dell'amplificatore — si oda un ronzio tipico, avente una frequenza doppia di quella di rete, ossia di quella frequenza che contraddistingue il ronzio ottenuto avvicinando una mano o un corpo metallico che sia in contatto con la mano, all'ingresso di uno stadio o alla testina di lettura. Ove ciò si verifichi, l'inconveniente può essere attenuato o eliminato aggiungendo una capacità dell'ordine di 30 microfarad o più in parallelo al condensatore di filtro più prossimo al rettificatore, così come si osserva alla **figura 8**.

Con questo sistema, è altresì possibile individuare la presenza di un condensatore resosi difettoso per invecchiamento, ed eventualmente sostituirlo.

SCHERMAGGIO DELLA TESTINA DI LETTURA

In genere, la testina di lettura viene installata all'interno di una protezione in mumetallo, o in altro materiale specialmente studiato per evitare l'influenza esercitata sulla testina stessa ad opera di campi magnetici esterni. Oltre

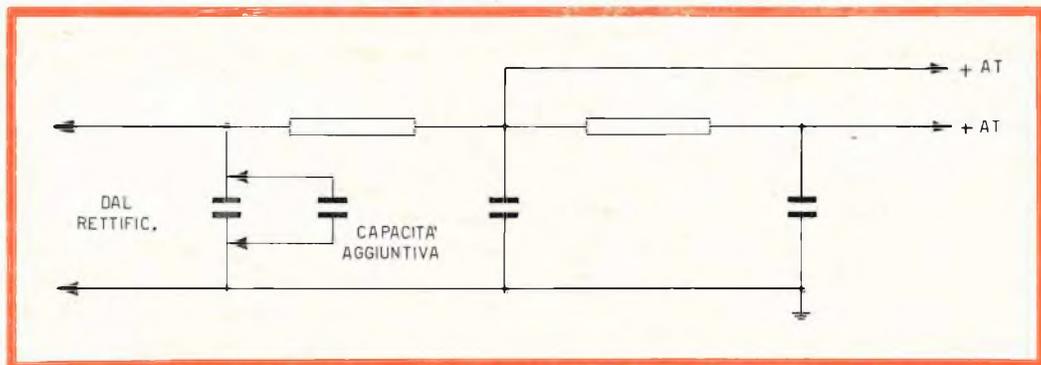


Fig. 8 - Spesso, con l'aggiunta di una capacità in parallelo al primo condensatore di filtraggio, si riesce a ridurre notevolmente il rumore di fondo. Con questo metodo è possibile anche individuare un condensatore che abbia perso capacità col tempo. La capacità aggiuntiva deve avere un valore elevato.

a ciò, i registratori di qualità elevata contengono — intorno ad essa — un sistema di schermaggio supplementare, assai accurato, provvisto di una apertura appena sufficiente per consentire il passaggio del nastro.

In altri tipi di registratori, si riscontra sovente la presenza di una striscia di mumetallo o di altro materiale a forte permeabilità, disposta sul supporto del pattino di pressione del nastro. In tal modo, quando il suddetto

pattino viene premuto contro le espansioni polari della testina, la suddetta striscia protegge la parte frontale di quest'ultima contro la presenza di eventuali campi magnetici esterni.

Come si può osservare alla **figura 9**, è possibile creare facilmente un sistema di schermaggio di questo tipo, beninteso quando non esiste già sull'apparecchio, adottando per l'appunto una piccola striscia di mumetallo, oppure — in sostituzione — un pezzo di lamierino di acciaio al silicio, ricavato da

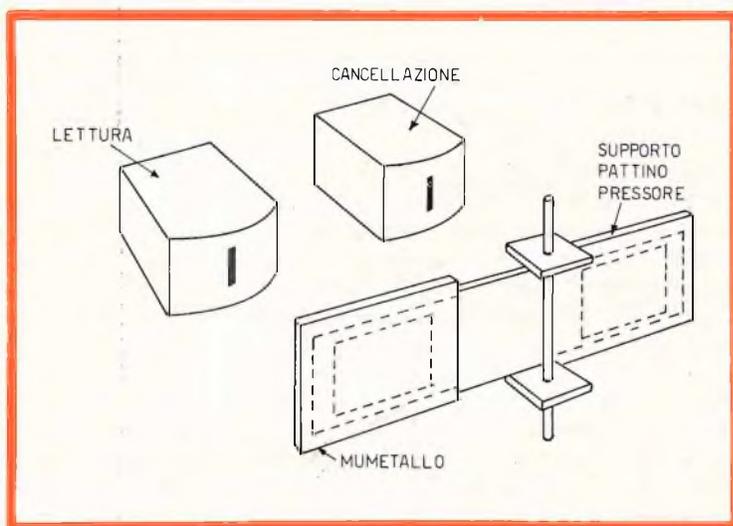


Fig. 9 - Metodo di applicazione della piastrina in mumetallo o in acciaio al silicio, al pattino pressore del nastro. Tale applicazione impedisce che un eventuale campo magnetico esterno, alla frequenza della tensione di rete, si traduca in rumore di fondo.

un vecchio trasformatore, ed appositamente sagomato.

Nell'eventualità che il ronzio raccolto dalla testina provenga dal motorino di trascinamento che aziona il « capstan », oppure dal trasformatore di alimentazione, è del pari possibile rimediare predisponendo uno schermo — sempre in materiale magnetico — intorno alla sorgente di ronzio.

DIFETTI NELLE TESTINE

Alcuni tipi di testine di lettura contengono due diversi avvolgimenti, che consentono di sopprimere il rumore di fondo eventualmente raccolto, a patto che vengano collegati in modo opportuno. Se per un motivo qualsiasi questi due avvolgimenti non sono tra loro in equilibrio, agli effetti sia della tensione, sia della fase delle correnti che in essi circolano, il loro effetto viene compromesso, al punto tale che — oltre a diminuire la loro efficacia — può anche accadere che essi aumentino il rumore di fondo anziché attenuarlo.

Può persino accadere che uno dei due avvolgimenti sia in parziale cortocircuito, e — in tale circostanza — è assolutamente necessario provvedere alla sostituzione della testina.

SOSTITUZIONE DI RESISTENZE

Alcuni tipi di rumori parassiti, quali i crepitii a frequenza elevata, le scariche di varia natura, i soffi di frequenza e di intensità incostante, ecc., sono spesso dovuti alla presenza nei circuiti di amplificazione di **resistenze difettose**. Ad esempio, un contatto imperfetto tra un terminale di una resistenza e la grafite, come pure nello strato di carbone che ne costituisce il corpo, può provocare dei piccoli archi che determinano la presenza di rumori parassiti. In tali casi, si impone la so-

stituzione del componente difettoso, il che di solito elimina radicalmente l'inconveniente.

Sotto questo aspetto, le resistenze a filo sono indubbiamente le meno suscettibili di produrre simili difetti, ma sono nel contempo le più costose, oltre al fatto che presentano sempre una certa induttanza, e sono disponibili fino ad un valore ohmico limitato. Nelle apparecchiature di buona qualità — comunque — e nei casi di eliminazione di una resistenza difettosa, conviene usare resistenze di qualità superiore, del tipo a deposito metallico, che presentano alcuni vantaggi di stabilità e di durata delle resistenze a filo.

In ogni caso, un metodo razionale per evitare la produzione di difetti dovuta all'invecchiamento delle resistenze, consiste nell'adottare normali resistenze chimiche, attribuendo però loro una dissipazione maggiore (doppia o tripla, a seconda dei casi) rispetto a quella effettivamente necessaria.

SMAGNETIZZAZIONE DELLE TESTINE

Quando un registratore esce dalla linea di montaggio, le testine non sono magnetizzate: tuttavia, le oscillazioni elettriche modulate determinano dei segnali transitori che presentano delle forme asimmetriche in corrispondenza delle punte, per cui possono prodursi dei **fenomeni transitori asimmetrici** al momento della messa in moto e dell'arresto.

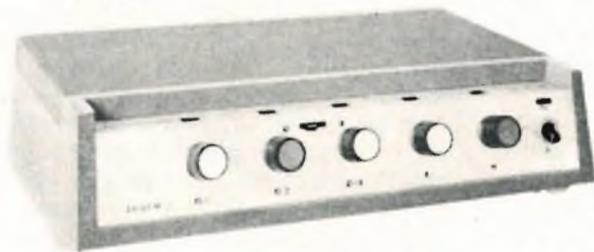
Il susseguirsi di questi fenomeni con l'uso progressivo dell'apparecchio aumenta a poco a poco il magnetismo residuo esistente tra le espansioni polari della testina, dal che deriva un livello di rumore di fondo dell'ordine di qualche decibel, oltre ad un lieve aumento della distorsione dovuto alla presenza della seconda armonica dei segnali alle varie frequenze.

amplificatori di potenza a transistor

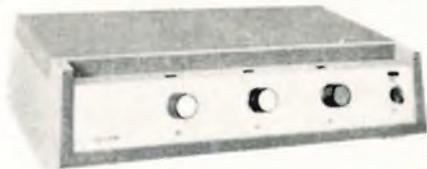


- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

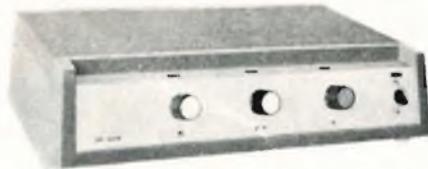
PHILIPS



EL 6623: 35/50 W - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.



EL 6621: 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita 2,5 ÷ 8 Ohm.



EL 6622: 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c. 24 ÷ 28,8 V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

■ amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione
■ registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

Di conseguenza, ogni qualvolta si fa uso di un nastro pre-registrato per effettuarne l'ascolto, viene ad aggiungersi in un modo o nell'altro un certo rumore di fondo dovuto appunto alla **magnetizzazione della testina**. Inoltre, in occasione di una registrazione, una testina che presenti tracce di magnetismo residuo determina un effetto del tutto simile a quello che avrebbe una componente continua sovrapposta al segnale di registrazione, la quale apporta l'aggiunta di un certo rumore di fondo, esattamente come nel caso della riproduzione.

Mediante l'impiego degli **smagnetizzatori**, è possibile ovviare efficacemente a questo inconveniente, agendo su tutti gli elementi metallici che — trovandosi in prossimità della parte attiva del nastro — possono provocare la presenza del suddetto rumore di fondo. In particolare, ciò sussiste nei confronti dei rulli dentati e delle guide della pellicola nei proiettori funzionanti con film a pista magnetica, dei rulli e dei pattini pressori, e di tutti gli oggetti metallici che premono direttamente sullo strato di ossido.

Ebbene, per esercitare un'azione di controllo su questo fenomeno, esiste un metodo elementare assai semplice, consistente nell'impiego di un comune fermaglio del tipo usato per fissare tra loro dei fogli di carta, normalmente chiamato « graffa ». Se la testina esercita su di esso una forza di attrazione, ciò significa che la sua magnetizzazione è probabilmente maggiore del limite ammissibile, per cui occorre provvedere alla smagnetizzazione.

Per eseguire la suddetta operazione, si ricorre a volte con successo all'impiego di saldatori elettrici modificati, di potenza compresa tra 250 e 500 watt, equipaggiati con bobine speciali in sostituzione della punta di rame. È possibile usare diversi tipi di bobine, a seconda dell'impiego previsto: in ogni modo, agli effetti della smagnetizzazione di testine magnetiche, è suffi-

ciente usare una bobina del diametro di 6 millimetri, avvolta con filo da 14/10.

Il dispositivo così concepito, quando è sotto tensione, non deve naturalmente essere posto in prossimità di un magnete di cancellazione o di un nastro recante una registrazione. Prima di sottoporre le testine al trattamento di smagnetizzazione, si predispongono le estremità delle espansioni polari contro la testina, e — dopo aver inserito la tensione — si esplora la superficie della testina per un periodo di tempo non superiore ad un secondo. Ciò fatto, si allontana molto lentamente il dispositivo dalla testina, dopo di che si può interrompere la corrente nella bobina dello smagnetizzatore. La lentezza dell'allontanamento è proprio quella che governa il procedimento di smagnetizzazione, in quanto determina la produzione di cicli di isteresi, che diminuiscono così progressivamente di dimensioni.

EFFICACIA DELLA CANCELLAZIONE

Tutto ciò che costituisce un suono o un rumore indesiderabile rientra ovviamente nella categoria dei rumori di fondo: di conseguenza, si può ritenere tale anche la presenza sul nastro di tracce di una registrazione precedente all'ultima effettuata. Ove ciò si verifici, l'inconveniente è certamente dovuto all'inadeguato funzionamento della testina di cancellazione, per motivi che possono essere sia di natura elettrica, sia di natura meccanica.

Esso può pertanto dipendere da una realizzazione imperfetta della testina apposta, da un corto-circuito nel relativo avvolgimento, da un'insufficiente intensità della corrente di eccitazione a frequenza ultrasonica, dal difettoso funzionamento dell'oscillatore che la produce o dei componenti che ne fanno parte, o — infine — dal valore eccessivo di tale frequenza: infatti, maggiore è il valore della frequenza della cor-

rente di cancellazione, meno quest'ultima è efficace.

Per ovviare a questo inconveniente, si procede in primo luogo col controllo della valvola o del transistor che produce le oscillazioni, eventualmente mediante il metodo della sostituzione, e — ove ciò sia possibile — con la regolazione della frequenza. È infatti assai probabile che, diminuendola leggermente, si ottenga immediatamente un risultato migliore.

Occorre però considerare che — modificando il valore della frequenza di polarizzazione — può variare l'intensità della relativa corrente che eccita la testina di cancellazione: da ciò può derivare una variazione della curva di responso alla frequenza, e dell'ammontare della distorsione globale. Di conseguenza, quando occorre compiere operazioni del genere, sarà bene procedere solo se si è in possesso di dati precisi, e se si è in grado di effettuare in seguito le necessarie regolazioni.

EFFETTI DI ECO E SOVRAPPOSIZIONI

Alcuni tipi di nastri magnetici permettono di produrre effetti di eco attraverso la stessa massa del supporto, il che comporta a volte l'introduzione di rumori di fondo di natura particolare.

Questo inconveniente può essere evitato adottando nastri di buona qualità, diminuendo il livello di registrazione, conservando i nastri pre-registrati in un ambiente in cui la temperatura non sia troppo elevata, e tenendoli ad una notevole distanza dal campo magnetico prodotto da motori, da trasformatori, e da qualsiasi altro organo percorso o alimentato a corrente alternata.

Anche se il rumore di fondo percepito attraverso l'amplificatore è di minima entità, è possibile a volte rilevare soffi e rumori particolari che appaiono assai evidenti all'ascolto, mentre sono

assai meno pronunciati quando si osservano i segnali riprodotti sullo schermo di un oscilloscopio. Questi suoni parassiti sono dovuti a fenomeni intrinseci dello stesso nastro, e possono provenire da cause esclusivamente di natura meccanica. In questo caso, vengono emessi e percepiti direttamente dalla parte meccanica di trascinamento, senza passare attraverso l'amplificatore; per contro, quando sono di natura elettrica, passano ovviamente attraverso il circuito di amplificazione unitamente ai segnali utili, e vengono regolarmente riprodotti dall'altoparlante.

Accade a volte che il nastro — a causa della lunga persistenza in ambiente a scarsa umidità dell'aria, o a causa di un naturale invecchiamento — sia troppo secco, ed abbia perduto il lievissimo strato lubrificante che ne mantiene la flessibilità. In tal caso, il suo scorrimento determina la produzione di rumori assai fastidiosi, dovuti all'attrito contro la testina, che vengono percepiti **direttamente** durante la registrazione come durante la riproduzione. Inoltre, dal momento che le vibrazioni — in questo caso di natura meccanica — vengono trasmesse anche alla testina sotto forma di variazioni micrometriche della distanza tra il nastro stesso e le espansioni polari, vengono anche registrati sulla pista magnetica, e percepiti pertanto anche attraverso l'altoparlante, con intensità assai più pronunciata, durante la lettura.

Questo tipo di rumore di fondo può essere evitato soltanto usando nastri in perfette condizioni, puliti e regolarmente lubrificati, oltre che provvedendo ad una conveniente lubrificazione delle testine, delle guide, dei pattini pressori, ecc. Ciò viene fatto usufruendo di sostanze scelte con molta cura, dopo una perfetta pulizia, e dopo l'eventuale sostituzione — ove sia necessario — dei pattini pressori, che possono col tempo essersi logorati.

Ovviamente, può accadere che in una bobina di nastro solo una parte sia difettosa, o che esistano giunture mal

fatte o deformazioni del tipo comunemente denominato « **curling** »: in questi casi, la sostituzione di quella parte del nastro permette naturalmente di eliminare il difetto riscontrato.

I difetti di questo tipo possono anche essere accentuati ad opera dell'amplificatori e dell'altoparlante, che tende ad aumentarne l'intensità nella gamma di frequenze solitamente compresa tra 3.000 e 5.000 Hertz. A volte, è opportuno ricorrere a particolari posizioni del controllo di tono, ed all'impiego di speciali circuiti di filtraggio. In quest'ultimo caso — tuttavia — esiste il problema assai critico di eliminare i suoni indesiderati, senza tuttavia nulla sacrificare della naturalezza dei suoni che si desidera invece riprodurre, e che rientrano nella medesima gamma di frequenze.

Le curve standard usate normalmente per la compensazione possono anch'esse complicare in una certa misura l'entità del problema. Ad esempio, con una velocità di 19 centimetri al secondo, si cerca spesso di ottenere un'attenuazione degli acuti dell'ordine di 10 decibel in riproduzione nella gamma compresa tra 1.000 e 15.000 Hertz.

Tuttavia, in alcuni tipi di amplificatori è prevista un'attenuazione degli acuti assai meno rilevante: di conseguenza, la loro forte amplificazione determina una maggiore evidenza dei sibili di cui si è detto. Questo è il motivo per il quale la necessaria esaltazione degli acuti, anziché essere apporata interamente durante la registrazione, viene ottenuta in parte durante quest'ultima, ed in parte durante la lettura.

PRECISAZIONE DELL'INDICATORE DI MODULAZIONE

Agli effetti di quanto si è detto sopra, la regolazione del livello di modulazione (o di registrazione) riveste un carattere di importanza particolare,

in quanto qualsiasi inesattezza sotto questo aspetto determina una variazione del rapporto segnale-rumore. Per effettuare il controllo del dispositivo di regolazione nel modo più semplice, è sufficiente registrare un nastro al livello massimo ritenuto ammissibile, giudicare la qualità della registrazione mediante una lettura immediata, e — successivamente — effettuare la medesima prova con un livello di registrazione più elevato.

Se risulta possibile effettuare delle registrazioni soddisfacenti con un livello di modulazione superiore a quello considerato precedentemente come limite massimo ammissibile, si può dedurre un difetto di taratura da parte dell'indicatore di livello. Naturalmente, il livello di amplificazione in corrispondenza del quale risultano evidenti delle distorsioni non può essere prestabilito con esattezza servendosi esclusivamente dell'orecchio; ciò in quanto alcuni ascoltatori sono meno esigenti di altri. Di conseguenza, una misura vera e propria che stabilisca l'ampiezza massima dei segnali, indipendentemente dalla loro frequenza, può essere eseguita esclusivamente con un indicatore elettronico.

Un altro procedimento consiste nel confrontare il livello di lettura ottenuto con un nastro pre-registrato, col livello ottenuto su di un nastro registrato invece dallo stesso utente dell'apparecchio. Se appare evidente che il livello di quest'ultimo è inferiore, è ovvio che la taratura dell'indicatore è errata.

Quando una registrazione viene effettuata ad un livello troppo basso, pur mantenendo l'indicatore nella posizione limite, ciò non significa necessariamente che l'indicatore sia difettoso. Infatti, come si può osservare alla **figura 10**, dal momento che l'indicatore non è collegato alla testina direttamente, bensì in un punto del circuito di amplificazione che la precede, può sempre accadere che esista una perdita di segnale nel tratto del circuito compreso tra il punto in cui il

TELECON

tmc
504



**FINALMENTE
UN INTERFONICO
SENZA COLLEGAMENTI**

DATI TECNICI

Componenti: 4 transistori, 1 diodo e 1 raddrizzatore al selenio.
Potenza d'uscita del trasmettitore: 10 mW a 10 Ω
Potenza d'uscita del ricevitore: 100 mW
Frequenze: 90 o 110 kHz
Alimentazione: 220 Vca
Dimensioni: cm 17 x 13 x 4

Basta una presa di corrente per poter comunicare con l'interfonico. Questo apparecchio ad onde convogliate che consente di collegare luoghi differenti fra loro è particolarmente adatto per uffici, ospedali, scuole, officine, autorimesse, abitazioni, alberghi - può creare posti volanti di ascolto e risposta.

**Rappresentante: CEATRON - Via Wildt, 5 - MILANO - Tel. 285.38.58
DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT**

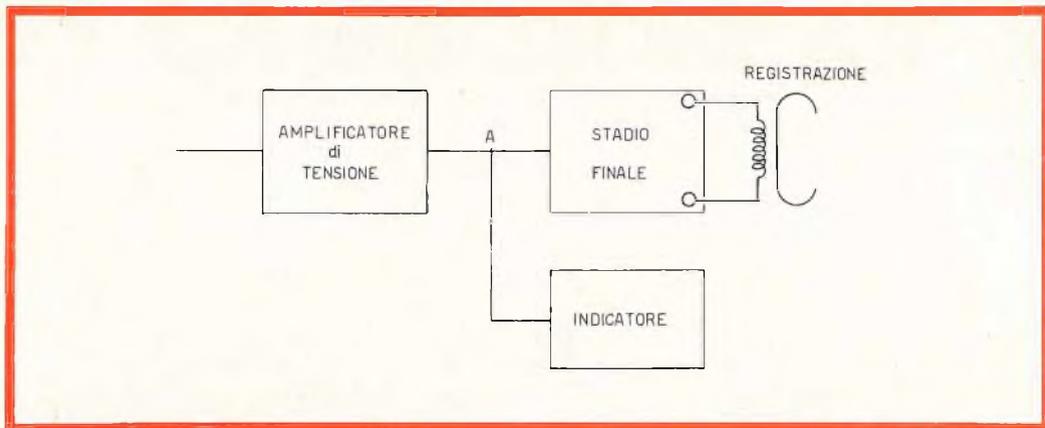


Fig. 10 - Il dispositivo di controllo del livello di registrazione viene collegato solitamente in un punto del circuito che precede lo stadio finale. Di conseguenza, l'eventuale inesattezza dell'indicatore può anche non dipendere da quest'ultimo, bensì da un difetto nella parte di circuito compresa tra il punto di prelievamento del segnale (A), e la testina di registrazione.

segnale stesso viene prelevato per misurarne il livello, e la testina di registrazione. In tal caso, il difetto può risiedere nello stadio finale, o nella stessa testina.

LA QUALITÀ DEL NASTRO E LA CORRENTE DI POLARIZZAZIONE

Il livello di registrazione ottenuto con un determinato registratore non dipende semplicemente dagli elementi che lo costituiscono e dalla testina magnetica, bensì dipendono anche dalle caratteristiche intrinseche dello stesso nastro: a secondo del tipo usato — infatti — è possibile rilevare differenze di livello dell'ordine di 6-8 decibel, dovute al fatto che alcuni nastri introducono delle perdite nei confronti delle frequenze elevate. In ogni modo, l'impiego di un nastro a livello elevato non può che apportare un miglioramento qualitativo.

La **polarizzazione** della testina magnetica di registrazione è anch'essa un fattore essenziale, al quale abbiamo già accennato in precedenza. Più intensa è la corrente supersonica di polarizzazione, minore è la distorsione

che si ottiene: questo è almeno il principio in base al quale sussiste teoricamente la possibilità di aumentare l'energia magnetica al punto tale da portare al massimo il valore del rapporto segnale-rumore.

Ciò nonostante, sussiste anche il grave inconveniente che — aumentando l'intensità della corrente di polarizzazione a frequenza ultrasonica — aumentano contemporaneamente le perdite nei confronti delle frequenze più elevate. Ad esempio, con una velocità di scorrimento del nastro pari a 19 centimetri al secondo, o con una velocità inferiore, è assai difficile aumentare questa intensità oltre un certo limite.

D'altro canto, se la corrente di polarizzazione viene ridotta in misura apprezzabile, ciò può provocare una diminuzione del livello di registrazione, al di fuori della distorsione. Inoltre, quest'ultima aumenta diminuendo la polarizzazione, per cui è necessario diminuire contemporaneamente il livello del segnale, se si vuole evitare un aumento di distorsione. Ciò apparirà più evidente osservando la curva illustrata alla **figura 11**.

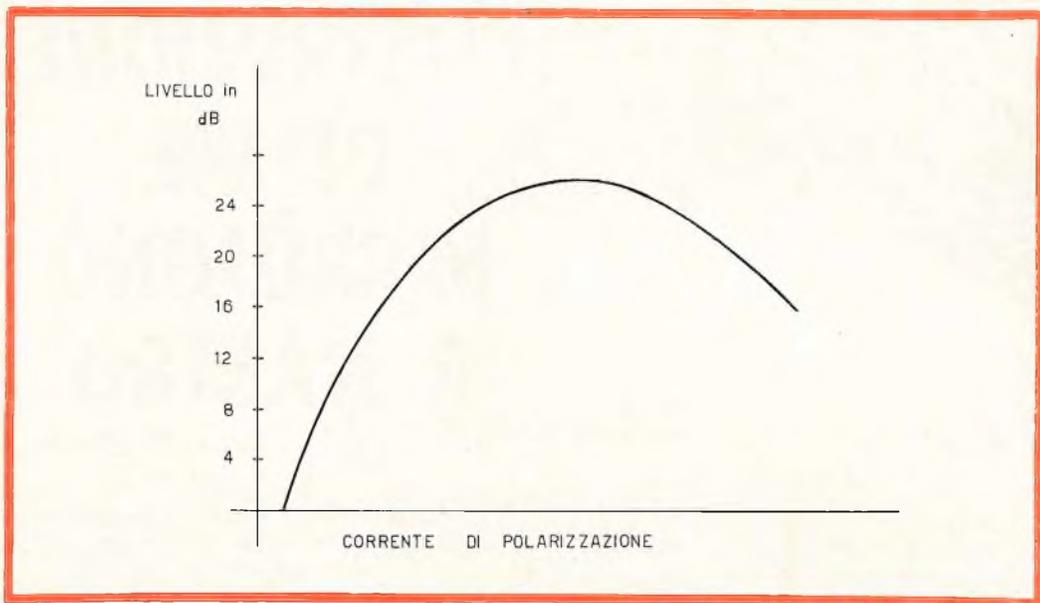


Fig. 11 - Curva illustrante la relazione che sussiste tra il livello di registrazione espresso in decibel, e l'intensità della corrente di pre-magnetizzazione. Aumentando tale intensità, aumenta anche il livello di registrazione. Ciò però è vero fino ad un certo punto, oltre il quale il livello diminuisce anziché aumentare.

Da tutto ciò appare evidente l'importanza di evitare la diminuzione di intensità della corrente di polarizzazione al di sotto di un determinato limite considerato come valore normale. Questo principio governa il responso alla frequenza nell'estremità più alta dell'intera gamma di funzionamento.

L'intensità e la frequenza della corrente di pre-magnetizzazione esercitano una notevole influenza anche sulla purezza della forma d'onda dei segnali registrati, che — ovviamente — deve essere considerata sostanzialmente sinusoidale. Se essa assume un andamento asimmetrico, ne deriva un certo rumore di fondo, che può essere rilevato anche mediante l'osservazione dei segnali con l'oscilloscopio.

Su alcuni tipi di registratori, che però diventano sempre più rari, esiste un dispositivo di regolazione che consente di equilibrare l'oscillatore che produce

la corrente di pre-magnetizzazione, per ridurre sia la mancanza di simmetria della forma d'onda dei segnali, sia — naturalmente — l'ammontare del rumore di fondo che essa produce. In genere, nelle apparecchiature così concepite le testine di registrazione e di lettura sono separate; ciò permette di effettuare la suddetta regolazione, mentre — contemporaneamente — si ascolta la registrazione effettuata, tramite un amplificatore separato.

I ragguagli che abbiamo considerato circa la presenza dei rumori di fondo negli impianti ad alta fedeltà comprendenti un registratore a nastro, non coprono certamente tutte le eventualità: riteniamo comunque di aver esaminato tutte quelle cause particolari che — non essendo di normale amministrazione nella pratica di laboratorio del riparatore — possono sfuggire anche all'attenzione di un tecnico dotato di una certa esperienza.



COSTRUZIONE DI UN MICROFONO A NASTRO

Il Parte

di L. Biancoli

Continuiamo con la descrizione della realizzazione del microfono a nastro illustrandone dapprima la costruzione meccanica, ed esaminando poi il sistema di accoppiamento e la curva di responso.

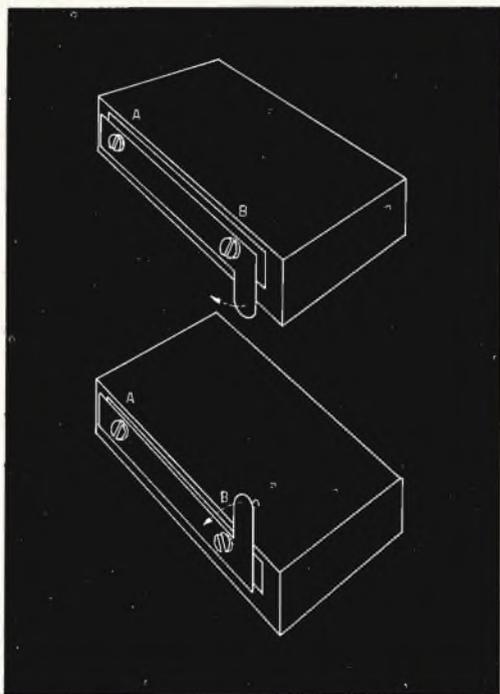


Fig. 11 - Sistemazione delle coppie di lamelle sui due tendinastro, nella loro posizione reciproca. Le estremità del nastro devono essere inserite tra una lamella e l'altra. I due contatti sporgenti devono essere piegati in fuori, come indicato dalle due frecce.

Una volta filettati tutti e sei i fori dei due supporti con passo di 2 MA, si potranno installare le due coppie di lamelle così come si osserva alla **figura 11**, e ad installare i due supporti tra le espansioni polari, fissandoli con viti di ottone svasate da 2 MA, della lunghezza di 5 millimetri. Ovviamente, le parti esterne dei fori passanti nelle espansioni di ferro devono essere opportunamente svasate. Le due viti A e B che fissano le coppie di lamelle come illustrato alla figura 11 — invece — devono essere del tipo a testa piatta.

Una misura precauzionale, che può rivelarsi utile se le condizioni di impiego del microfono sono critiche, consiste nell'argentare le quattro lamelle prima dell'installazione. Ciò impedirà loro di ossidarsi col tempo, a tutto vantaggio della efficacia del contatto elettrico.

Una volta montato il tutto nel modo illustrato alla **figura 12**, si può considerare ultimata la parte più difficile della realizzazione. Ove lo si desidera, si potrà verniciare le espansioni polari per evitare che si arrugginiscono

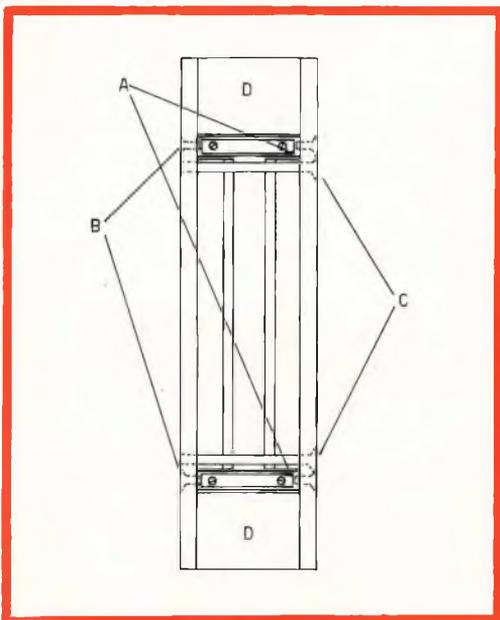


Fig. 12 - Aspecto dell'assieme costituito dai magneti, dalle espansioni polari e dai tendi-nastro. A indica i contatti facenti capo al nastro ed al primario del trasformatore. B indica le viti di fissaggio dei tendi-nastro. C indica le viti di bloccaggio delle due espansioni, e D identifica i due magneti permanenti.

col tempo, o sottoporle ad un bagno di nichelatura. Usando la vernicie, si faccia molta attenzione ad evitare che essa venga depositata anche sulle superfici di appoggio dei magneti, e che renda irregolari i piani da 1 x 60 millimetri, disposti parallelamente all'interno, tra i quali deve essere teso il nastro. Essi devono essere perfettamente paralleli e lisci, onde evitare attriti col nastro, ed una distribuzione non uniforme del flusso magnetico. Qualsiasi irregolarità dei piani di appoggio dei magneti — inoltre — comprometterebbe seriamente l'integrità del circuito magnetico.

L'ultima operazione relativa a questa parte del microfono è la magnetizzazione, che potrà essere eseguita come segue: si predisponga un pezzo di piattina di ferro della lunghezza di 20 centimetri e della sezione di 5 x 20

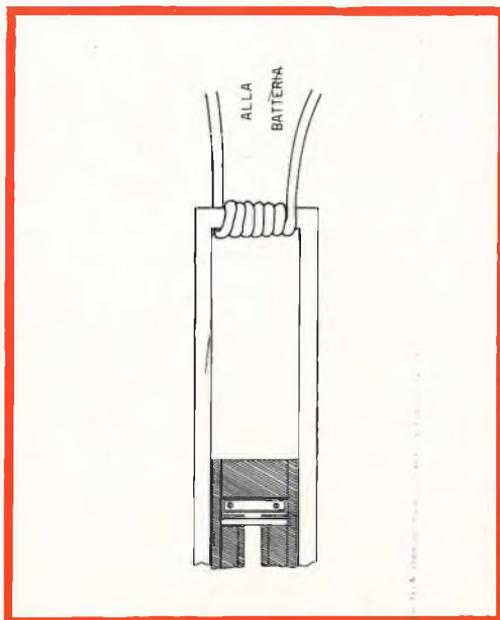


Fig. 13 - Metodo per effettuare la magnetizzazione. Maggiore è il numero delle spire avvolte intorno alla piattina, maggiore è il flusso di magnetizzazione. Si faccia attenzione, affinché le estremità del ferro piegato ad « U » aderiscano perfettamente ai fianchi esterni delle espansioni. Il contatto con la batteria, eseguito a più riprese per tre o quattro volte, provoca il passaggio di una corrente assai intensa che magnetizza i due magneti.

millimetri, piegata a « U », nel modo illustrato alla **figura 13**, dopo aver avvolto su di esso una diecina di spire di conduttore flessibile isolato in gomma, della sezione di due millimetri.

Ciò fatto, tenendo le due estremità bene aderenti ai fianchi esterni delle espansioni polari, si colleghino i due terminali dell'avvolgimento ad una batteria di accumulatori per automobile — che sia ben carica — che fornisca una tensione di 12 volt. Il collegamento deve essere fatto ad impulsi, evitando che la scarica surriscaldi l'avvolgimento facendolo fondere, ed anche per evitare di danneggiare la batteria. Si noterà il verificarsi di forti scintille, che però non sono affatto pericolose, a patto che non raggiungano le mani dell'operatore.

Tre o quattro impulsi saranno sufficienti allo scopo. Dopo averli ottenuti, si separerà il complesso delle espansioni polari e dei magneti dal ferro ad « U », in quanto la magnetizzazione può considerarsi eseguita. Per precauzione, si controlli che essa sia soddisfacente, provando a disporre un oggetto in ferro (ad esempio un cacciavite) trasversalmente al corpo del microfono sulle espansioni polari. L'oggetto deve subire una notevole forza di attrazione.

Da questo momento in avanti sarà bene riporre il complesso realizzato in una scatola di cartone ben pulita, osservando le seguenti precauzioni:

1) Non smontare più le espansioni polari, poiché — allontanandole dai magneti, ed aprendo così il circuito magnetico — la magnetizzazione si ri-

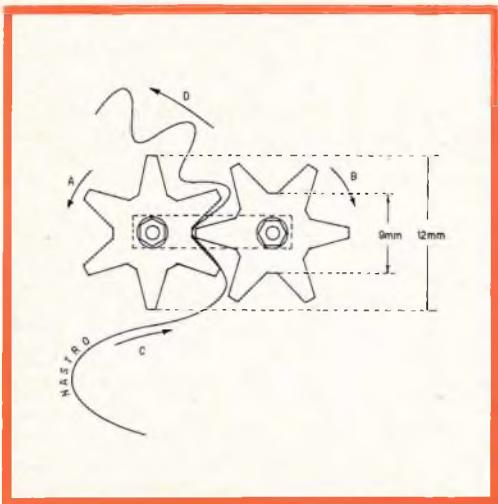


Fig. 14 - Metodo di ondulazione del nastro. Gli ingranaggi di questo tipo si trovano assai facilmente in vecchi orologi a pendolo, nelle meccaniche di vecchi giocattoli, ed in altri tipi di ruotismi. L'operazione deve essere eseguita con molta cura, onde evitare che il nastro — oltre a ondularsi — si curvi anche lateralmente. La piastrina che unisce i due ingranaggi alla dovuta distanza è visibile per trasparenza. I denti sono stati illustrati volutamente con molto gioco, per esigenze di chiarezza: comunque, il gioco esatto deve essere pari al triplo circa dello spessore del nastro.

durrebbe di colpo ad una parte di quella ottenuta, ed occorrerebbe ripeterla.

2) Evitare che tra le espansioni polari possa installarsi della polvere, ed in particolare della limatura di materiali magnetici, in quanto sarebbe poi impossibile eliminarla completamente.

3) Tenere il tutto avvolto in un panno pulito, e — dovendolo maneggiare — aver cura di appoggiarlo solo su di un piano in legno, formica o vetro, che sia stato perfettamente spolverato in precedenza.

IL MONTAGGIO DEL NASTRO

Un'altra fase relativamente delicata consiste nella preparazione e nel montaggio del nastro. A tale scopo, si può usare con ottime probabilità di successo una striscia di stagnola ritagliata con cura dall'involucro tratto da un pacchetto di sigarette. Ne esistono alcune marche che contengono un tipo di stagnola assai adatto, che presenta numerosi puntini distribuiti uniformemente.

Per effettuare il taglio, occorrerà disporre sul tavolo una lastra di vetro o uno specchio, sul quale si sarà appoggiato un foglio di carta. Con l'aiuto di un righello di metallo e di una lametta da rasoio, non sarà certamente difficile tagliare una striscia di stagnola (dopo averla appoggiata sul foglio di carta), avente una lunghezza di 10-12 centimetri, ed una larghezza di 4,5 millimetri.

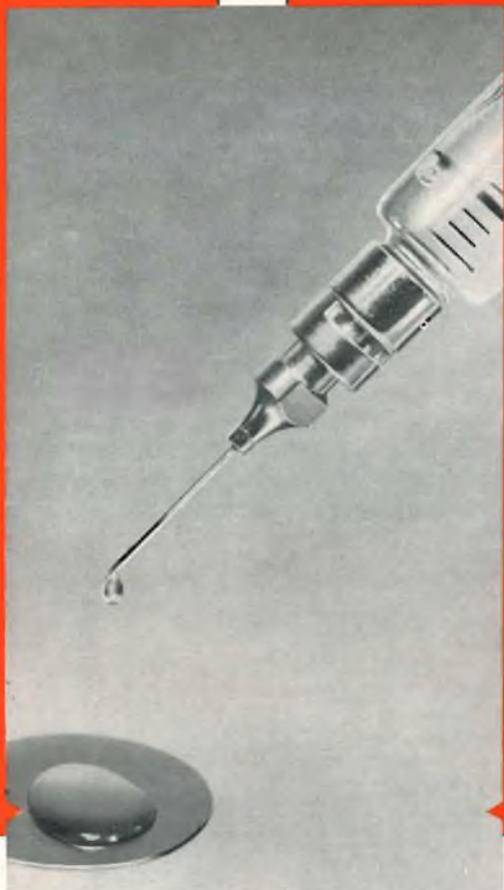
Osservando la figura 7, si noterà che la distanza tra le due espansioni polari risulta esattamente di 6 millimetri. Di conseguenza, con una larghezza di 4,5 millimetri del nastro, sarà possibile tenderlo tra le due espansioni, in modo che esista una distanza di 0,75 millimetri per parte, onde evitare attriti.

Ciò fatto, occorrerà procurarsi due ingranaggi del tipo che è assai facile

IOR



I diodi al silicio della International Rectifier offrono no maggiori prestazioni in minor spazio ad un prezzo veramente competitivo, migliore di qualsiasi altro sistema di raddrizzamento.



INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Stab.: via Liguria 19 - 10071 Borgaro Torinese

Telef. 49 84 84 (5 linee) Telex 21257 Rectifit

Uff. Milano: via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

Tutti i prodotti **IOR** sono disponibili presso:

L'ORGANIZZAZIONE DI VENDITA



SEMICONDUTTORI
AL SILICIO

DIODI ZENER.

RADDRIZZATORI
CONTROLLATI

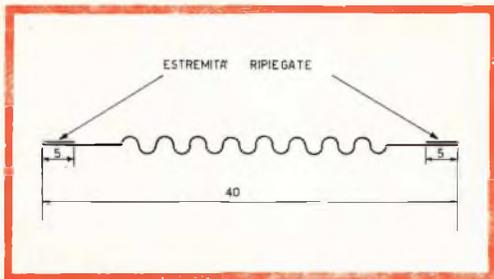
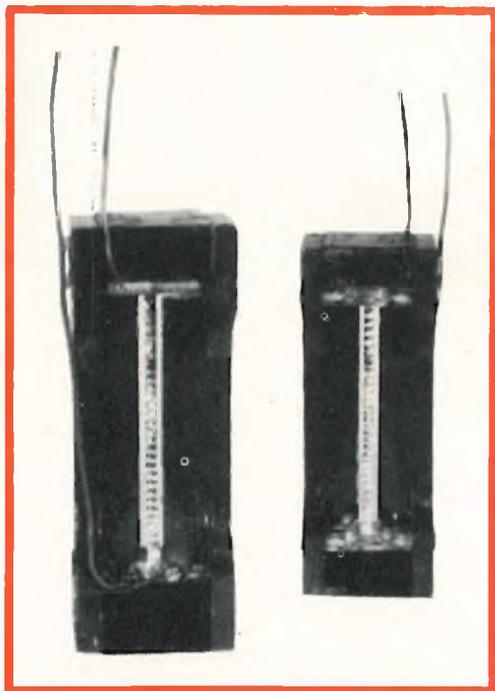


Fig. 15 - Aspetto del nastro, dopo averne appiattito alcune ondulazioni alle estremità, e dopo averlo tagliato alla lunghezza necessaria, ripiegandone le estremità per circa 5 millimetri. L'installazione deve essere eseguita con attrezzi di ottone, per evitare l'influenza dei due magneti.

trovare nella minuteria metallica che esiste sempre in ogni laboratorio. Si tratta di due ingranaggi del diametro esterno di circa 12 millimetri, del diametro interno (corrispondente alle gole tra un dente e l'altro) di circa 9 millimetri, e della larghezza (spessore) di 5 o 6 millimetri, provvisti di pochi denti. La **figura 14** ne illustra l'aspetto e la disposizione, ma è be-



ne precisare che anche qui non vi sono dimensioni critiche. Il numero dei denti ed il passo degli ingranaggi possono variare, in base a ciò che è disponibile. Ciò che conta è che essi devono essere fissati su di una piastrina, con l'aiuto di due viti e di due dadi con rondella, in modo che siano in presa tra loro con un lieve gioco.

Una volta allestito il dispositivo, dopo averlo fissato in una morsa, si farà passare il nastro, precedentemente tagliato, tra i due ingranaggi. A tale scopo, occorrerà farli ruotare entrambi nelle direzioni indicate dalle frecce alla figura 14. In tal modo, introducendo la striscia di stagnola tra due denti in presa, questa verrà trascinata, ed uscirà dalla parte opposta con un'ondulazione simile a quella dei denti.

Occorrerà fare molta attenzione affinché — durante il procedimento di ondulazione — il nastro non si pieghi lateralmente, il che lo renderebbe inutilizzabile. Esso deve in altre parole ondularsi, restando però perfettamente diritto in senso longitudinale.

Una volta ottenuto il nastro così come illustrato alla **figura 15**, occorrerà tagliarlo alla lunghezza di 50 millimetri, e ripiegarne le estremità per circa 5 millimetri, dopo averle distese. In tal modo, quando durante l'installazione tra le lamelle di bloccaggio, verrà portato alla lunghezza di 65 millimetri, sottoponendolo ad una lieve trazione, l'elasticità dovuta alle ondulazioni residue gli permetterà di vibrare facilmente, e di riassumere la posizione

Fig. 16 - Fotografia del davanti e del retro — senza l'involucro — così come è stato realizzato dall'autore. Tutti i componenti sono abbastanza visibili per chiarire ogni eventuale dubbio sul metodo di allestimento. In questo esemplare, le due espansioni polari sono state scavate negli spigoli laterali, sia per alleggerire il tutto, sia per evitare dispersioni di flusso magnetico. Comunque, se i due magneti sono abbastanza potenti, tale operazione non è indispensabile.

di riposo in assenza di vibrazioni dell'aria.

Dopo aver fissato una delle estremità tra una delle due coppie di lamelle, facendo bene attenzione affinché esso risulti in posizione tale da non urtare contro nessuna delle due espansioni polari, si potrà tirarlo leggermente, e bloccarlo all'estremità opposta. Le quattro viti di fissaggio a testa piatta verranno strette a fondo dopo aver fatto in modo che il nastro risulti perfettamente teso, senza toccare le espansioni.

Per evitare che l'attrazione magnetica da parte delle espansioni faccia compiere movimenti imprevisti, è bene usare una pinzetta ed un cacciavite in ottone, anziché in ferro.

La **figura 16** è una fotografia che illustra il microfono ottenuto seguendo il procedimento descritto. In essa si possono notare la disposizione del nastro, nonché la forma e la posizione dei diversi componenti.

IL SISTEMA DI ACCOPPIAMENTO

Agli effetti dell'accoppiamento, la realizzazione di un trasformatore sarebbe assai delicata e complessa, per cui è certamente preferibile adottare uno o due trasformatori miniatura, dei tipi disponibili in commercio. Ad esempio, modificandolo opportunamente, il tipo HT/2590, che può essere acquistato presso la G.B.C. Italiana, si presta abbastanza bene.

Dovendo usare il microfono con un amplificatore a transistori, avente una impedenza di ingresso dell'ordine di 1.000Ω , un solo trasformatore sarà sufficiente. Dovendolo invece usare con un amplificatore a valvola, e quindi con ingresso ad alta impedenza, è indispensabile usarne due.

Il primo trasformatore dovrà essere modificato come segue: con un po' di pazienza, e con l'aiuto di un temperino

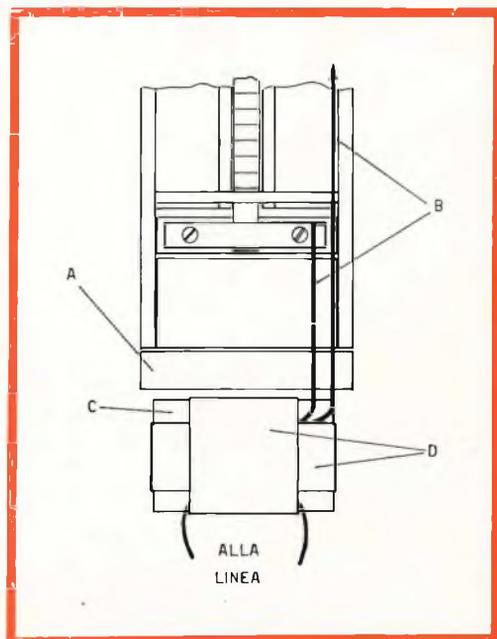


Fig. 17 - Posizione del trasformatore di accoppiamento, al di sotto del microfono. A rappresenta il blocchetto di materiale isolante (bachelite o polistirolo), che agisce da separatore. B individua i due collegamenti facenti capo alle lamelle dei tendi-nastro. C indica il pacchetto lamellare del trasformatore, e D individua le due strisce incrociate di mumetallo, che schermano il trasformatore.

bene affilato, è possibile scollare i lamierini, ed estrarli uno alla volta, facendo bene attenzione a non rompere il supporto degli avvolgimenti. Una volta estratti tutti i lamierini, si asporta la protezione esterna, e — tagliando delicatamente i diversi strati di spire — si asporta completamente l'avvolgimento secondario ad alta impedenza.

Questo tipo di trasformatore consta di due avvolgimenti, di cui uno avente un'impedenza di 1.000Ω , che viene avvolto per primo, ed uno avente una impedenza di 20.000Ω , che viene avvolto per secondo.

Procedendo con molta cautela, è quindi possibile asportare interamente l'avvolgimento esterno, fino a raggiungere lo strato di separazione dal-

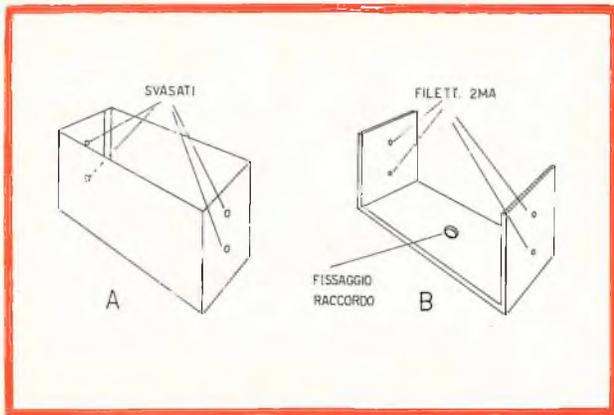


Fig. 18 - Struttura del supporto inferiore. A è costituito da una striscia piegata lungo tre spigoli, e saldata a stagno lungo il quarto. B rappresenta la parte interna. Non vengono fornite le misure, in quanto esse dipendono dalle dimensioni dei magneti usati. D'altra parte, è assai facile ricavarle, dopo aver allestito il microfono, e dopo aver installato il relativo trasformatore.

l'avvolgimento a 1.000Ω , che deve essere lasciato intatto.

Non appena effettuata l'asportazione, si installerà sull'avvolgimento restante una sola spira di filo smaltato della sezione di 0,8 millimetri, avendo cura che i terminali abbiano una lunghezza di almeno 12 centimetri. Ciò fatto, dopo aver ricoperto e fissato la suddetta spira, si potranno rimontare i lamierini.

In tal modo si è realizzato il trasformatore nastro-linea, la cui impedenza di uscita di 1.000Ω è adatta di per sé all'ingresso di un amplificatore a transistori.

Il trasformatore così costituito deve essere installato al di sotto del microfono, nel medesimo involucro, così come si osserva alla figura 17, separandolo con una piastrina di materiale plastico o di bachelite (A), onde evitare che il magnetismo disperso alteri la curva di isteresi del pacchetto lamellare, compromettendo il responso alla frequenza.

I due terminali dell'avvolgimento di una spira, opportunamente isolati con apposito tubetto, e tagliati alla lunghezza opportuna, verranno saldati alle due linguette delle lamelle di fissaggio superiore ed inferiore, dopo averle piegate verso l'esterno, come indicato dalle frecce alla figura 11. Sotto tale aspetto, si faccia bene attenzione

ad evitare corto-circuiti con la massa metallica. I due terminali dell'avvolgimento a 1.000Ω di impedenza — invece — costituiscono l'uscita di linea, per il funzionamento con un amplificatore a transistori, o per l'accoppiamento al secondo trasformatore.

Agli effetti della protezione contro gli eventuali campi magnetici esterni alla frequenza di rete, conviene disporre due strisce di mumetallo, dello spessore di qualche decimo di millimetro, in modo da costituire due spire incrociate, così come si osserva alla citata figura 17.

Volendo usare il microfono con un amplificatore a valvole, occorrerà usare un secondo trasformatore del tipo HT/2590, senza alcuna modifica. Infatti l'avvolgimento primario a 1.000Ω si adatta perfettamente all'avvolgimento lasciato così come era sul primo trasformatore. Il secondario — avente un'impedenza di 20.000Ω , si adatterà perfettamente all'ingresso del primo stadio di amplificazione (vedi figura 5-B).

In questo caso, sarà bene allestire un involucro in ferro, di dimensioni adatte a contenere il secondo trasformatore, che verrà installato in prossimità dell'amplificatore. Il collegamento potrà aver luogo mediante un cavetto schermato, della lunghezza massima di 10 metri, provvisto di raccordi adatti.

REALIZZAZIONE DELL'INVOLUCRO

L'involucro contenente il microfono ha una certa importanza agli effetti del funzionamento, in quanto deve proteggerlo sia contro gli urti, sia contro gli spostamenti d'aria, onde evitare di danneggiare il nastro. La sua funzione — tuttavia — è principalmente di carattere estetico, per cui deve essere realizzato con una certa cura.

Per la realizzazione del tipo descritto, si è fatto uso di lastra di ottone ricotto dello spessore di 1 millimetro, e di lastra di ottone ricotto, dello stesso spessore, ma perforata in modo uniforme, facilmente reperibile in commercio.

La **figura 18** illustra il supporto inferiore, realizzato in lastra intera da 1 millimetro, in due pezzi. Uno di essi consiste in una piastrina ripiegata su tre spigoli (A), di dimensioni adatte a contenere il trasformatore, ed avente una sezione che corrisponde alla sezione di base del microfono propriamente detto. L'altro è una seconda piastrina piegata ad «U», che serve per chiudere l'estremità inferiore, e per fissare il raccordo di collegamento, avente anche il compito di sostenere il microfono per l'installazione su di un'asta.

La **figura 19** illustra invece l'involucro propriamente detto, realizzato in lastra di ottone perforata. La figura illustra lo sviluppo, e l'aspetto della scatola dopo la piegatura e la saldatura. Questo involucro potrà essere saldato alla sezione inferiore A di cui alla figura 18, con un semplice saldatore a stagno. Volendo, per migliorare l'estetica, si potranno applicare — sempre mediante saldatura a stagno — delle rifiniture in piattina di ottone da 3 x 1 millimetro, così come si osserva alla **figura 20**.

Alla fine, l'intero involucro potrà essere verniciato a spruzzo o cromato, a seconda dei gusti del costruttore.

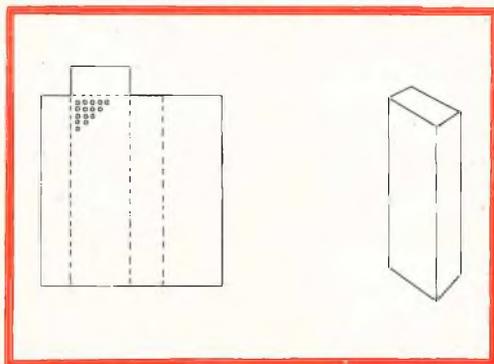


Fig. 19 - L'involucro superiore viene realizzato in lamiera di ottone perforata, dello spessore di 1 millimetro. La figura illustra a sinistra lo sviluppo, e a destra l'aspetto dell'involucro piegato. Gli spigoli possono essere saldati a stagno dall'interno, evitando di applicarne in quantità eccessiva, per non creare spessori inutili. La perforazione della lastra è stata indicata solo in parte, per maggior semplicità. Le dimensioni devono essere tali da permettere l'inserimento del microfono dal lato aperto, senza alcuna fatica. L'estremità inferiore deve entrare per circa 2 millimetri nell'involucro riprodotto in A alla figura 18, e deve essere ad esso saldato sia internamente che esternamente.



Fig. 20 - Aspetto esterno del microfono, così come è stato realizzato. È facile notare la disposizione del raccordo. L'involucro esterno può essere verniciato o cromato, a seconda delle preferenze del costruttore.

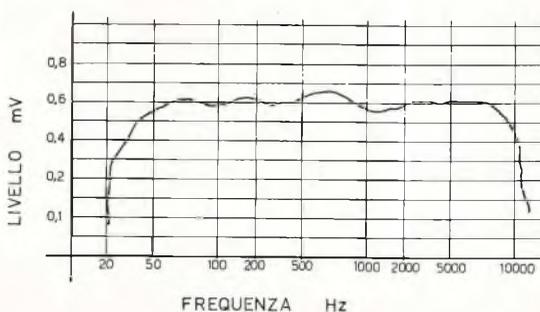


Fig. 21 - Curva di risposta del prototipo, ottenuta con misura in campo libero, mediante un generatore di segnali assai lineare, un altoparlante a risposta controllata, ed un voltmetro a valvola del tipo amplificato, nella portata di 3 millivolt fondo scala. La prova è stata effettuata alla distanza di 1 metro, all'aperto. Questa curva di risposta può però essere notevolmente migliorata, adottando un trasformatore realizzato con maggior cura.

Il fissaggio tra la parte superiore e la parte inferiore di chiusura può avvenire mediante due o quattro vitine svasate da 2 millimetri, della lunghezza di 3 millimetri, incassandole nella parete esterna come illustrato alla figura 20.

LA CURVA DI RISPONSO

La qualità del microfono descritto dipende da vari fattori: in primo luogo, la sua sensibilità dipende dall'intensità del flusso magnetico fornito dai due magneti permanenti, e — quindi — dalla efficacia della magnetizzazione, nonché dalla cura con cui sono stati realizzati i piani di appoggio sulle espansioni polari. Un altro fattore consiste nella tensione del nastro, nell'andamento delle ondulazioni, nel suo spessore, e nella regolare distribuzione delle anse.

Queste ultime caratteristiche esercitano una notevole influenza anche agli effetti della curva di responso, che dipende anche dal rendimento del o dei trasformatori (a seconda che se ne usino in figura due.

In ogni modo, nel caso del microfono qui descritto, ed illustrato internamente ed esternamente alle figure 16

e 20, è stato possibile ottenere un responso sostanzialmente lineare alle frequenze comprese tra 70 e 8.000 Hz, come appare evidente osservando la curva di responso illustrata alla **figura 21**.

Naturalmente, il responso risultante può essere migliore o peggiore, a seconda della cura con cui il microfono viene realizzato, ed a seconda del rendimento del sistema di accoppiamento. Ove lo si desideri, la curva di responso può essere estesa adottando magneti di grande potenza o usufruendo di traslatori realizzati professionalmente su nuclei in mumetallo o in permalloy, da case specializzate.

Per evitare di danneggiare il nastro, è bene avvolgerlo — prima di inserirlo nell'involucro — in una sottile rete metallica di **ottone** (non di ferro, che corto-circuiterebbe in parte il circuito magnetico), oppure in un pezzo di rete di nailon, ricavato — ad esempio — da una calza da donna. Tale rete ha il compito di proteggere il nastro dalla polvere, e di frammentare i flussi d'aria, evitando che essi deformino il nastro tendendo a spianarne le ondulazioni.

Una particolarità assai interessante è che — sebbene la resa sia tanto maggiore quanto minore è la distanza

dalla sorgente sonora — la qualità migliora invece con l'aumentare della distanza stessa. Trattandosi di una sorgente costituita da strumenti musicali, è ovvio che il microfono debba essere installato in una posizione equidistante da tutti gli strumenti, o almeno più vicino a quelli che emettono suoni più deboli, e più lontano da quelli che emettono invece suoni più intensi.

Quando invece la sorgente sonora è costituita dalla voce umana, si rammenti che non è mai bene parlare o cantare appoggiando le labbra all'involucro, in direzione frontale rispetto alla superficie del nastro ondulato. Al contrario, è sempre bene cantare o parlare quasi lateralmente, e ad una distanza minima di 10 centimetri. Ciò, ad evitare che le consonanti esplosive e sibilate, come sono rispettivamente la « P » e la « B », o la « C » e la « S », provochino suoni innaturali.

CONCLUSIONE

È assai probabile che chi ha letto la presente nota desideri cimentarsi in questa realizzazione. In effetti, non esistono gravi difficoltà, a patto che si sappia maneggiare con destrezza i diversi attrezzi necessari.

L'esito della costruzione è sempre positivo, in quanto non è possibile — come accade talvolta con la realizzazione di circuiti elettronici — ottenere un completo insuccesso.

Naturalmente, la qualità e la sensibilità dipendono dai diversi fattori considerati. Si tenga comunque presente che l'autore ne ha realizzati diversi esemplari, e che il tipo descritto rappresenta l'ultima realizzazione, che ha consentito il maggior successo. Ciò non toglie — tuttavia — che un eventuale costruttore dotato di maggiore abilità, riesca a costruire un esemplare più sensibile e più fedele.



Microfono direzionale HI-FI « G.B.C. »

Completo di traslatore a 3 uscite.

Tipo: a nastro
 Sensibilità a 250 Ω: 0,3 mV/μbar
 Sensibilità a 25 kΩ: 4 mV/μbar
 Campo di frequenza: 50 ÷ 15.000 Hz
 Impedenza: 50 - 250 Ω - 25 kΩ

Q/26



Microfono direzionale HI-FI « G.B.C. »

Completo di traslatore e di 4 m di cavo schermato.

Tipo: a nastro
 Sensibilità: 3 mV/μbar
 Campo di frequenza: 40 ÷ 13.000 Hz
 Impedenza: 200 Ω - 60 kΩ

Q/36



BRIMAR

**offre una vasta gamma
di tubi catodici
per oscilloscopi,
con schermo circolare
o rettangolare,
tutti dotati di
post-accelerazione anodica
a spirale o a griglia.**



Chiedete il catalogo BRIMAR
dei tubi catodici industriali.

BRIMAR RADIO VALVES & TUBES LTD.
7 . SOHO SQUARE . LONDON . W1 . ENGLAND

AMPLIFICAZIONE AD IMPULSI

STUDIO DEI CIRCUITI

di L. Biancoli

PARTE PRIMA

La tecnica dell'amplificazione dei segnali ad impulsi è sempre più oggetto di attenzione da parte di coloro che svolgono ricerche nel campo dell'elettronica, grazie alle numerose applicazioni alle quali essa si presta. In particolare, ciò è vero in riferimento agli strumenti elettronici di misura, alle apparecchiature di calcolo, ed agli amplificatori video, che devono necessariamente funzionare con un'ampia gamma di frequenze, oltre che con notevole stabilità.

In questa occasione, ci occuperemo della descrizione di un circuito-tipo, nato da una ricerca di laboratorio, e adatto all'amplificazione di impulsi, impiegante transistori al silicio, in grado di funzionare con segnali di ingresso di ampiezza minima. L'argomento verrà concluso sul prossimo numero, con l'esame di due circuiti per segnali a livello medio ed elevato.

AMPLIFICATORE PER SEGNALI A BASSO LIVELLO

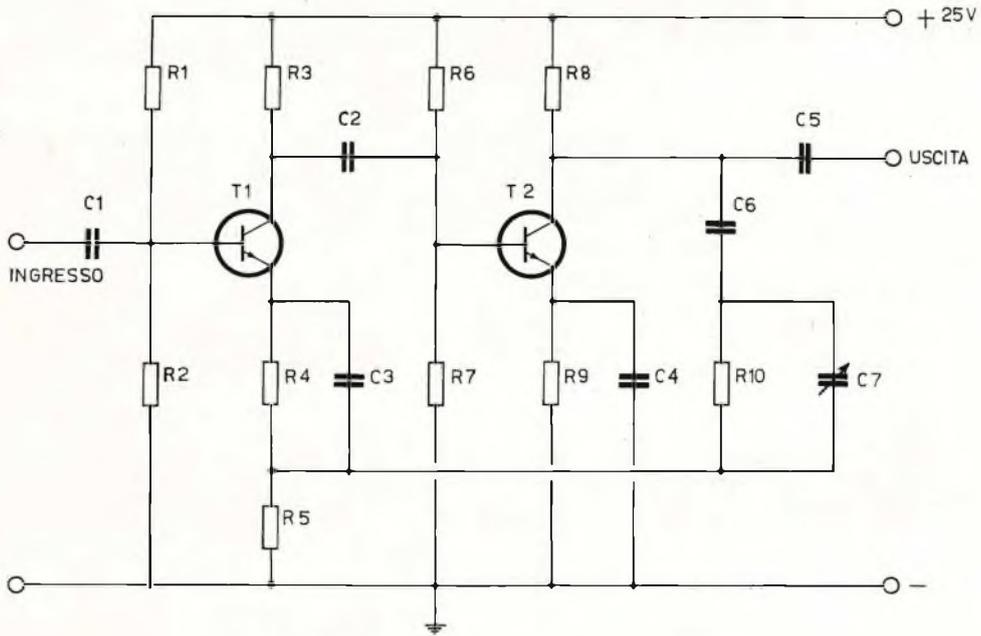
Come già abbiamo avuto occasione di affermare in altre numerose occasioni, per ottenere una notevole stabilità di funzionamento da parte di stadi di amplificazione, indipendentemente da eventuali forti variazioni della temperatura di lavoro, si preferisce ricorrere all'impiego di transistori al silicio. Ricorrendo inoltre all'uso della controreazione (reazione ne-

gativa o degenerativa), con un rapporto piuttosto elevato, è possibile allargare notevolmente la banda passante, e stabilizzare il funzionamento degli stadi di amplificazione, affinché il guadagno risultante rimanga costante sia col variare della temperatura, sia in seguito alla sostituzione di uno o più transistori.

Quando si dispone di segnali ad impulsi di ampiezza assai ridotta, compresa cioè tra un minimo di 45 millivolt da picco a picco, ed un massimo di 200 millivolt,

è conveniente impiegare un circuito di amplificazione a due stadi, e quindi senza inversione di polarità tra l'ingresso e l'uscita, consistenti in due transistori. Il circuito studiato a seguito della necessità di aumentare l'ampiezza di segnali di que-

In pratica, l'aumento del valore di R5 o la diminuzione del valore di R10 determina una riduzione dell'amplificazione di tensione, abbinata però ad una lieve variazione della larghezza della banda di frequenze entro la quale il responso può



VALORI DEI COMPONENTI

R1 = 150.000 Ω
 R2 = 47.000 Ω
 R3 = 10.000 Ω
 R4 = 4,7 k Ω
 R5 = vedi testo
 R6 = 47.000 Ω

R7 = 33.000 Ω
 R8 = 4,7 k Ω
 R9 = 4,7 k Ω
 R10 = 4,7 k Ω
 C1 = 5 μ F
 C2 = 5 μ F

C3 = 50 μ F
 C4 = 50 μ F
 C5 = 10 μ F
 C6 = 5 μ F
 C7 = vedi testo
 T1 = T2 = 2N333

Fig. 1 - Il primo circuito, adatto all'amplificatore di segnali di ampiezza minima, consiste in due soli transistori funzionanti in cascata, per cui il segnale di uscita risulta in fase col segnale di ingresso. La notevole stabilità di funzionamento viene ottenuta grazie all'impiego di un circuito di controreazione tra il collettore di T2 e l'emettitore di T1, tramite C6 e la combinazione in parallelo di C7 e di R10.

sto tipo consta di due transistori del tipo 2N333 o equivalenti, come si osserva nello schema elettrico di figura 1, nel quale il valore che viene conferito alla resistenza R5 stabilisce il guadagno effettivo di tensione che il circuito consente.

essere considerato lineare. Ciò deriva dal fatto che — variando il valore di R5 o quello di R10, in modo tale da ridurre l'amplificazione in modo apprezzabile — si ottiene una diminuzione del guadagno di tensione a circuito aperto, A_o , mentre —

contemporaneamente — si ottiene un aumento del fattore di controreazione «b». Di conseguenza, la variazione di ampiezza della reazione negativa, $b A_o$, è di lieve entità, il che provoca soltanto un leggero aumento di ampiezza della banda passante, con un guadagno inferiore.

Tuttavia, è risultato preferibile variare il valore di R5, in quanto — in tal modo — non si ottengono variazioni apprezzabili della massima tensione di uscita.

La limitazione più importante agli effetti dell'ampiezza della banda passante e della gamma di temperature dipende esclusivamente dalle caratteristiche intrinseche dei transistori impiegati. L'impedenza di ingresso, l'amplificazione di corrente, e — in minor misura — l'impedenza di uscita del transistor hanno tutti una certa influenza agli effetti dell'amplificazione di tensione. La limitazione sussiste in quanto la variazione di ciascuno dei suddetti parametri col variare della frequenza o col variare della temperatura è assai più pronunciata che non la variazione dei valori dei componenti. Ora, dal momento che tutti e tre i parametri sono reciprocamente collegati per quanto riguarda la determinazione del guadagno di tensione (sono cioè **interdipendenti**), non si può ritenere che la misura di uno solo di essi sia sufficiente per stabilire le caratteristiche di funzionamento del transistor in corrispondenza di temperature estreme, oppure di frequenze corrispondenti ai limiti della gamma. Per questo motivo, la frequenza di taglio, pur costituendo una buona indicazione delle prestazioni rispetto alle frequenze elevate, non è riferita direttamente al tempo di salita che può essere ottenuto con qualsiasi transistor particolare.

Le resistenze R4 ed R9, in concomitanza con le resistenze di polarizzazione, hanno il compito di ridurre al minimo le variazioni delle caratteristiche di impiego in condizioni di riposo, che si verificano col variare della temperatura oppure con la sostituzione di uno dei transistori.

È questo un argomento al quale — nello studio che segue — viene attribuita la massima importanza, in quanto, considerando i circuiti descritti da un punto di vista eminentemente industriale — si è

cercato di evitare tutti gli inconvenienti derivanti dalla necessità di sostituire un transistor a causa di un guasto accidentale, in un'apparecchiatura messa in commercio. Ciò — infatti — provoca a volte la necessità di sostituire altri componenti, modificandone il valore a seconda delle esigenze, e comporta quindi una maggiore complessità del servizio.

Il valore di R8 è sufficientemente basso, per cui la capacità totale presente in corrispondenza del terminale di uscita può sussistere senza che si abbia con ciò un aumento apprezzabile del tempo di salita degli impulsi, pur essendo esso sufficiente a consentire un guadagno apprezzabile da parte del circuito in assenza di carico.

Il condensatore C7 ha il compito di compensare i fenomeni di « overshoot » dovuti al valore totale della capacità presente tra i terminali di uscita; di conseguenza, esso deve essere scelto dopo aver stabilito con esattezza il valore della capacità di uscita. Il suo valore — in ogni caso — deve essere compreso tra 4 e 30 picofarad, per valori della capacità di uscita fino ad un massimo di 100 picofarad.

Un aspetto assai importante delle caratteristiche concettuali di questo circuito risiede nella possibilità di collegare in cascata varie unità di amplificazione del tipo illustrato alla figura 1, per ottenere un'amplificazione globale maggiore. Ciò è possibile grazie al valore elevato dell'impedenza di ingresso, ed al valore relativamente basso dell'impedenza di uscita, derivante dall'impiego della controreazione.

Caratteristiche di funzionamento

L'amplificatore al quale ci riferiamo può funzionare entro una gamma di temperature compresa tra -50 e $+150$ °C, grazie all'impiego di transistori al silicio. Il rapporto di controreazione, che ammonta a 20 dB, allarga la gamma delle frequenze di lavoro, e stabilizza l'amplificazione di tensione, onde rimediare agli effetti delle variazioni di temperatura e della sostituzione dei transistori.

Attribuendo alla resistenza R5 i valori di 100, 220 e 470 ohm, è possibile otte-

nere fattori di amplificazione di tensione rispettivamente di 45, 20 o 10. Inoltre, per ciascuno dei suddetti valori è possibile ottenere un'uscita di ampiezza pari a ± 2 volt, indipendentemente dall'ammontare della tensione di ingresso, e dalla sua forma d'onda.

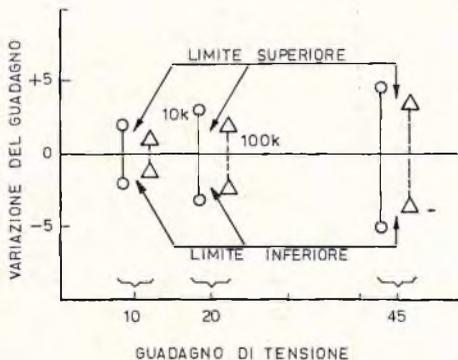


Fig. 2 - Grafico illustrante la variazione dell'amplificazione di tensione rispetto al valore medio nominale dell'amplificazione stessa, a seguito della sostituzione di un transistor, in funzione dei limiti superiore ed inferiore del fattore «beta», e con due diversi valori del carico. Le rette verticali in tratto continuo sono riferite ad un carico di 10 kΩ, mentre quelle tratteggiate sono riferite ad un carico di 100 kΩ. Temperatura di riferimento pari a 25 °C.

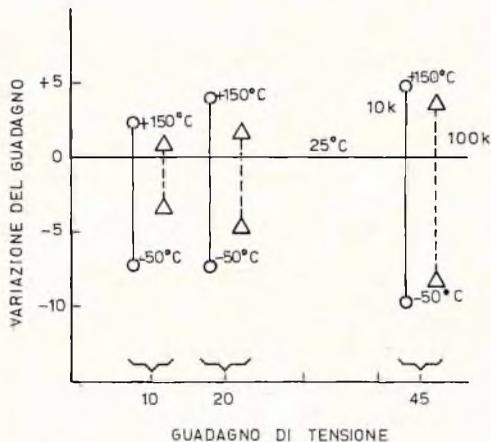


Fig. 3 - Grafico illustrante le variazioni di amplificazione di tensione rispetto al valore medio nominale, in funzione delle variazioni di temperatura comprese tra -50 e $+150$ °C. La temperatura in corrispondenza della quale la variazione è zero è di 25 °C. Le rette verticali in tratto continuo sono riferite ad un carico di 10 kΩ, mentre quelle tratteggiate sono riferite ad un carico di 100 kΩ.

Con l'impiego di qualsiasi esemplare di transistor del tipo 2N333, le cui caratteristiche rientrano nei limiti superiore ed inferiore del fattore «beta» compresi tra 18 e 40, la **figura 2** rappresenta graficamente la variazione massima dell'amplificazione di tensione che è possibile riscontrare a seguito della sostituzione di uno di essi, variazione corrispondente ai tre fattori di guadagno di tensione che è possibile ottenere attribuendo ad R5 i tre valori previsti.

Naturalmente, si ottiene una maggiore stabilità di funzionamento attribuendo un valore più elevato alla resistenza di carico. La sostituzione del transistor T2 esercita un'influenza notevolmente maggiore agli effetti dell'amplificazione di tensione, che non la sostituzione di T1. Con un carico di 10.000 ohm, ed attribuendo ad R5 il valore di 100 ohm, la massima variazione di amplificazione riscontrabile a seguito della sostituzione di T1 ammonta soltanto allo 0,5%.

Nel grafico illustrato alla **figura 2**, sulla scala orizzontale sono riportati i valori nominali dell'amplificazione di tensione, mentre sull'asse verticale sono riportate le variazioni della suddetta amplificazione, rispetto al valore nominale. Il grafico è inoltre riferito ad una temperatura di lavoro di 25 °C, ed ai limiti superiore ed inferiore del fattore «beta» precedentemente citati.

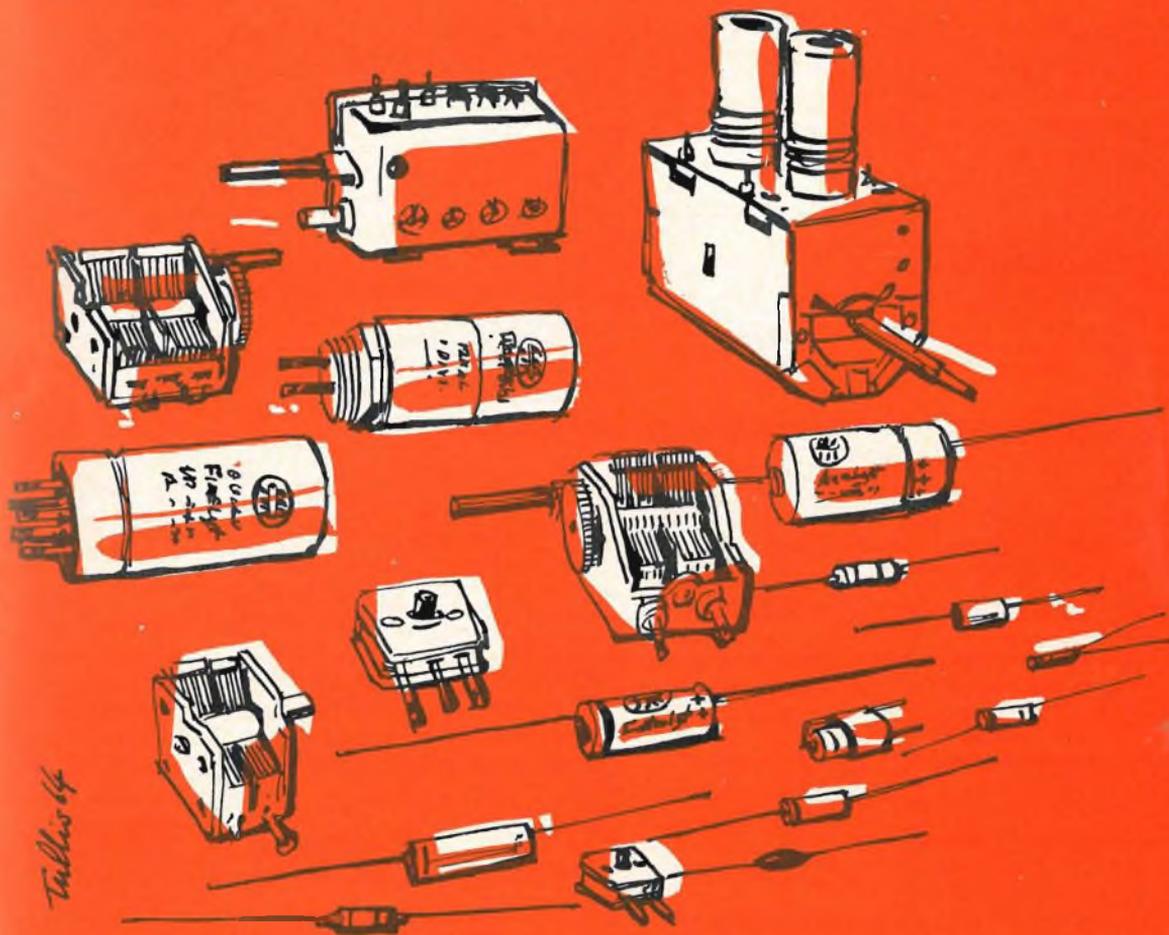
Il grafico di **figura 3** permette invece di stabilire le massime variazioni dell'amplificazione di tensione riscontrabili col variare della temperatura, in corrispondenza dei tre valori alternativi dell'amplificazione di tensione ottenibile. Anche in questo caso, si ottiene una maggiore stabilità se si attribuisce alla resistenza di carico un valore più elevato. Le variazioni di amplificazione di tensione che si verificano col variare della temperatura sono dovute soprattutto alle variazioni dei parametri dei transistori. Fortunatamente, ben pochi sono i transistori del tipo 2N333 che presentano caratteristiche termiche scadenti come quelle illustrate nel grafico citato. Nei confronti del circuito avente il guadagno più elevato, in

csf

C.S.F. COMPONENTI ITALIA

DUCATI ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione



Tullio 64



DUCATI elettrotecnica MICROFARAD



genere le variazioni più notevoli sono comprese tra + 2 e - 6%, e sono assai inferiori quando i circuiti di amplificazione presentano un guadagno più ridotto.

Sebbene il circuito sia in grado di funzionare anche con carichi inferiori a 10.000 ohm, la stabilizzazione dell'amplificazione di tensione è scadente a causa del guadagno ridotto a circuito aperto. Quando invece la resistenza di carico viene portata ad un valore superiore a 10.000 ohm, il guadagno a circuito aperto

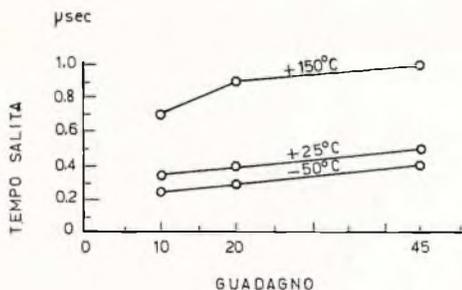


Fig. 4 - Grafico illustrante le variazioni del tempo di salita espresso in microsecondi, in rapporto all'amplificazione media nominale di tensione, rispetto alle temperature di - 50, + 25 e + 150 °C.

diventa maggiore, il che comporta un miglioramento della stabilità dell'amplificazione di tensione. Occorre però precisare che se alla resistenza di carico si attribuisce un valore di 100.000 ohm o maggiore, in tal caso la resistenza stessa si comporta come se il circuito fosse totalmente privo di carico, per cui non è possibile aumentare ulteriormente il guadagno.

Attribuendo ad R5 il valore di 100 ohm (il che corrisponde ad un fattore di amplificazione pari a 45), il fattore massimo di instabilità, verificantesi con tempera-

ture assai ridotte, è dell'ordine del 3% per impulsi della durata di 500 microsecondi. Riducendo tuttavia il guadagno, l'instabilità si riduce all'1,5%, attribuendo ad R5 il valore di 220 ohm, ed all'1% attribuendole il valore di 470 ohm.

Il tempo di salita di questo circuito varia a seconda delle caratteristiche del transistor che costituisce lo stadio di ingresso, e della temperatura di lavoro. La figura 4 illustra in forma schematica l'andamento del tempo di salita (riportato sull'asse verticale graduato da 0 ad 1,0) in funzione dell'amplificazione di tensione, riportata sulla scala orizzontale e compresa tra 0 e 45.

Dalla tabella abbinata alla figura 1 è possibile rilevare i valori dei vari componenti del circuito. Ad essi occorre aggiungere che il valore di C7 varia tra 4 e 30 picofarad, e deve essere scelto — come già si è accennato — dopo aver stabilito il valore della capacità di uscita.

Per quanto riguarda le caratteristiche effettive di funzionamento in occasione di impieghi pratici, esse sono riassunte nella tabella che segue, in funzione dei tre valori che è possibile attribuire alla resistenza R5.

Dopo questa nota introduttiva, mediante la quale abbiamo descritto il principio di funzionamento e le caratteristiche di impiego di un amplificatore ad impulsi funzionante a transistori, e adatto all'amplificazione di segnali di intensità assai ridotta, non ci resta che esaminare altri due circuiti studiati e sperimentati con i medesimi criteri, adatti però all'amplificazione di segnali rispettivamente a livello medio ed elevato. Di essi ci occuperemo a fondo sul prossimo numero della rivista.

CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO DI FIGURA 1

Valore di R5	100 Ω	220 Ω	470 Ω
Impedenza di ingresso	22 kΩ	27 kΩ	32 kΩ
Max. ampiezza ingresso	± 45 mV	± 100 mV	± 200 mV
Amplificazione nominale	45	20	10
Max. ampiezza uscita	± 2 V	± 2 V	± 2 V
Impedenza di uscita	250 Ω	210 Ω	180 Ω
Minima resistenza di carico	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
Alimentazione	25 Vcc	25 Vcc	25 Vcc

TUNER PER MODULAZIONE DI FREQUENZA PROTETTO CONTRO LA SOVRAMODULAZIONE

a cura di Adalberto Colombi

Per le autoradio ed i radioricevitori portatili sono necessari circuiti di ingresso per modulazione di frequenza dalle elevate prestazioni. Perciò è particolarmente importante evitare dissintonizzazioni dell'oscillatore, causa di udibili distorsioni, o lo spegnimento delle oscillazioni dello stesso a seguito di sovrarmodulazioni del Tuner.

Lo sviluppo del Tuner, qui di seguito descritto, è stato suggerito dall'aumento della sensibilità limite, una elevata stabilità dell'oscillatore alle variazioni della tensione di alimentazione senza ulteriori dispositivi di stabilizzazione e la soppressione di armoniche.

Con il mesa transistor AF 106 si realizzano, con circuiti tradizionali, Tuner di modulazione di frequenza, con una figura di rumore di $3 \div 4$, che sopportano, senza disturbi, tensioni di ingresso fino a 1 V su 60Ω senza che si renda necessaria una apposita regolazione.

Prestazioni richieste da un Tuner per modulazione di frequenza di elevata qualità

Da un buon ricevitore di modulazione di frequenza si pretende che il fruscio caratteristico dell'apparecchio non peggiori sensibilmente il rapporto segnale-disturbo fornito dall'antenna. Ciò comporta una figura di rumore 4 (corrispondente ad un fattore di rumore di 6 dB) e anche inferiore. A tale proposito venne impiegato nel prestatadio un mesa-transistor AF 106.

Nei circuiti usuali dei Tuner transistorizzati (prestatadio e mescolatore auto oscillante a base comune) l'oscillatore viene notevolmente disintonizzato non appena il segnale di ingresso supera alcuni mV. Quando la tensione di antenna oscilla ampiamente varia corrispondentemente la sintonia. L'effetto che ne risulta è una udibile distorsione. Se la tensione aumenta ulteriormente l'oscillatore viene influenzato immediatamente dalla modulazione a causa di una sovrarmodulazione di frequenza intermedia del mescolatore.

Tale effetto, ma solo questo, può es-

sere evitato con l'impiego di un diodo limitatore nel circuito di media frequenza. Se il segnale di ingresso aumenta ulteriormente l'oscillatore viene spento rendendo quindi impossibile la ricezione. Una regolazione non permette sempre di ottenere i risultati desiderati. Quindi se la tensione di regolazione viene prelevata all'uscita del Tuner (altre soluzioni non sono praticamente possibili) il miscelatore viene sovramodulato quando sintonizza un forte trasmettitore interferente, a causa della larga ampiezza di banda del circuito intermedio di alta frequenza, ancora prima che possa essere fornita una tensione di regolazione attraverso il filtro di banda di media frequenza selettivo. Inoltre il transistor pilota regolato verso il basso viene modulato anche in condizione regolata bassa, quando la tensione di antenna raggiunge alcune centinaia di mV, come spesso viene misurato nella vicinanza del trasmettitore.

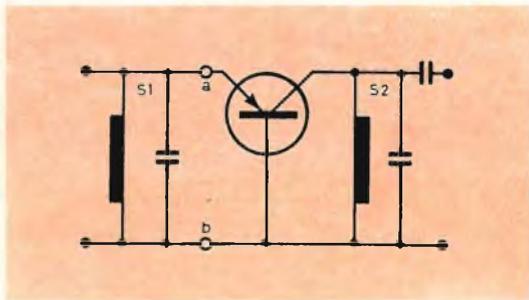


Fig. 1 - Circuito risonante parallelo all'ingresso del ricevitore.

Per queste ragioni è stata omessa una regolazione. Invece lo stadio miscelatore è stato realizzato in modo tale da poter sopportare grandi segnali. Un diodo limitatore nel circuito intermedio lo protegge sicuramente dalla sovramodulazione. Poiché anche nello stadio miscelatore è stato inserito un AF 106 si è ottenuta una buona stabilità dell'oscillatore.

Nel miscelatore si formano oltre al richiesto prodotto di miscelazione dell'onda fondamentale dell'oscillatore con il segnale utile anche prodotti di miscelazione delle armoniche delle quali la prima disturba in misura maggiore. Si produce praticamente l'effetto che, con sintonia fissa del Tuner viene ricevuto sia un tra-

smettitore utile della frequenza f_0 come pure un trasmettitore della frequenza $f_0 = f_0 \div 1/2 f_z$ con lunghezza doppia del trasmettitore utile. Un trasmettitore fortemente interferente sui 90 MHz si presenta nuovamente sulla scala del ricevitore a 95,35 MHz con doppia lunghezza.

La miscelazione di armoniche è determinata soprattutto dalle caratteristiche del transistor miscelatore. Essa non è praticamente influenzabile dall'ampiezza dell'oscillatore e molto poco dalla corrente di collettore del miscelatore. Anche un diodo mescolatore non permette di ottenere migliori risultati. Soltanto un collegamento in controfase annulla le terze armoniche ma richiede tuttavia una buona simmetria della costruzione. Potrebbe essere più semplice scegliere più elevata la media frequenza (per esempio 35 MHz) ma per ottenere la necessaria selettività dovrebbe essere previsto un secondo miscelatore che comporterebbe nuovamente altri svantaggi (resistenza alla sovramodulazione, problemi di schermatura). La ricezione di armoniche può essere anche attenuata con una elevata preselettività. Un trasmettitore la cui frequenza sia più elevata della metà della media frequenza del trasmettitore utile viene quindi sufficientemente attenuato.

Un circuito di antenna sintonizzato è poco consigliabile poiché consuma, con una più elevata selettività, una notevole quantità della potenza di ingresso. La sensibilità limite verrebbe quindi peggiorata. Per queste considerazioni è stato deciso l'impiego di un filtro di banda anziché di un singolo circuito intermedio, quando la ricezione di armoniche deve essere efficacemente attenuata.

Il circuito d'antenna

L'antenna ricevente deve essere adatta all'ingresso del transistor pilota in modo tale da ottenere la minima figura di rumore del prestativo. L'impedenza del generatore collegata all'ingresso del transistor tra i punti a e b **figura 1** deve essere, alla frequenza di ricezione, induttiva e in nessun caso capacitiva. Se però il circuito oscillante S_1 viene accordato alla frequenza di ricezione, la parte induttiva

dell'ammittenza di ingresso del transistor viene compensata e il generatore nei punti a e b diventa capacitivo e la figura di rumore sale da 3,5 a 6 oppure 7. Per ottenere una piccola figura di rumore, il circuito oscillante S₁ dovrebbe corrispondentemente essere dissintonizzato verso frequenze più elevate **figura 1** o verso frequenze più basse **figura 2**. Con emettitore

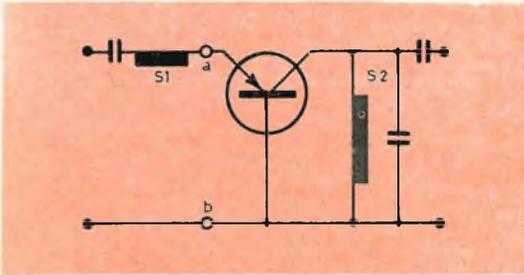


Fig. 2 - Circuito risonante serie all'ingresso del ricevitore.

comune la differenza fra sintonizzazione di potenza e di fruscio non è invero così grande ma essa viene impiegata malvolentieri a 100 MHz per motivi di stabilità. Poiché una sintonizzazione di fruscio è difficile da controllare, durante la produzione è opportuno realizzare il circuito di ingresso in modo tale che durante la taratura alla massima amplificazione (risonanza) venga raggiunto il minimo fruscio. La parte reale del generatore al minimo fruscio caratteristico non è molto critica. Il minimo si aggira circa sui 10 mS.

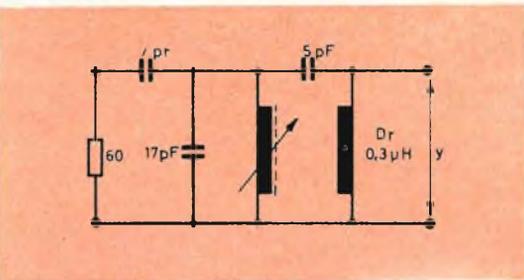


Fig. 3 - Circuito d'ingresso accordato.

In **figura 3** è rappresentato un circuito di ingresso sintonizzato. La resistenza di 60 Ω è la resistenza equivalente d'antenna. L'ammittenza Y viene data all'ingresso del transistor. La curva di questo circuito di trasformazione, senza impedenza

D, viene rappresentata nella **figura 4a**. Poiché l'ammittenza di ingresso del transistor è induttiva, viene fornito il massimo trasferimento di potenza con un'ammittenza capacitiva Y tra 88 e 90 MHz. L'andamento di fruscio è corrispondentemente cattivo. In **figura 4b** la curva del circuito di trasformazione viene spostata verso valori induttivi mediante l'impedenza D.

L'ammittenza Y rimane induttiva in tutto il campo interessante. La taratura al massimo trasferimento di potenza (massima amplificazione) si ha unitamente all'adattamento di fruscio. Naturalmente sono realizzabili anche altri circuiti di trasformazione come per esempio quelli per Tuner televisivi VHF che soddisfano le condizioni succitate. In generale si rende necessario collegare in parallelo all'ingresso del transistor una induttanza. Nello schema di **figura 5** il circuito di ingresso

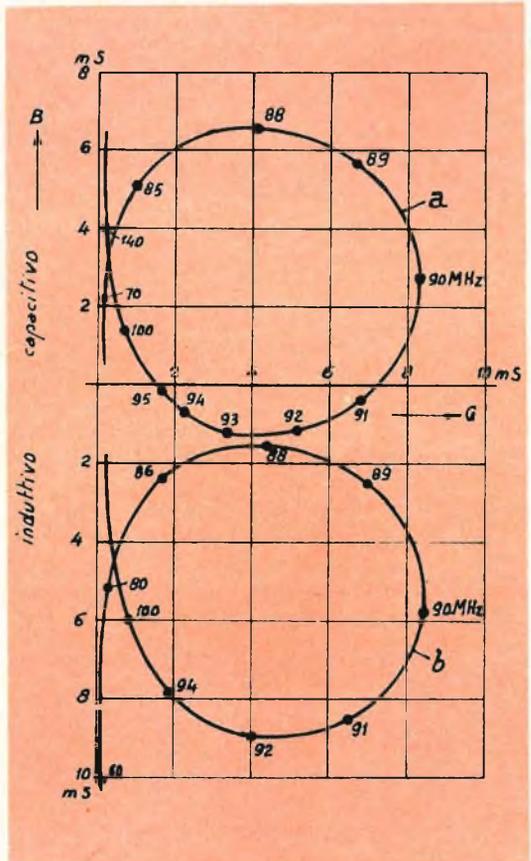


Fig. 4 - Curve del circuito di trasformazione secondo fig. 3.

a) senza impedenza D_r - b) con impedenza D_r.

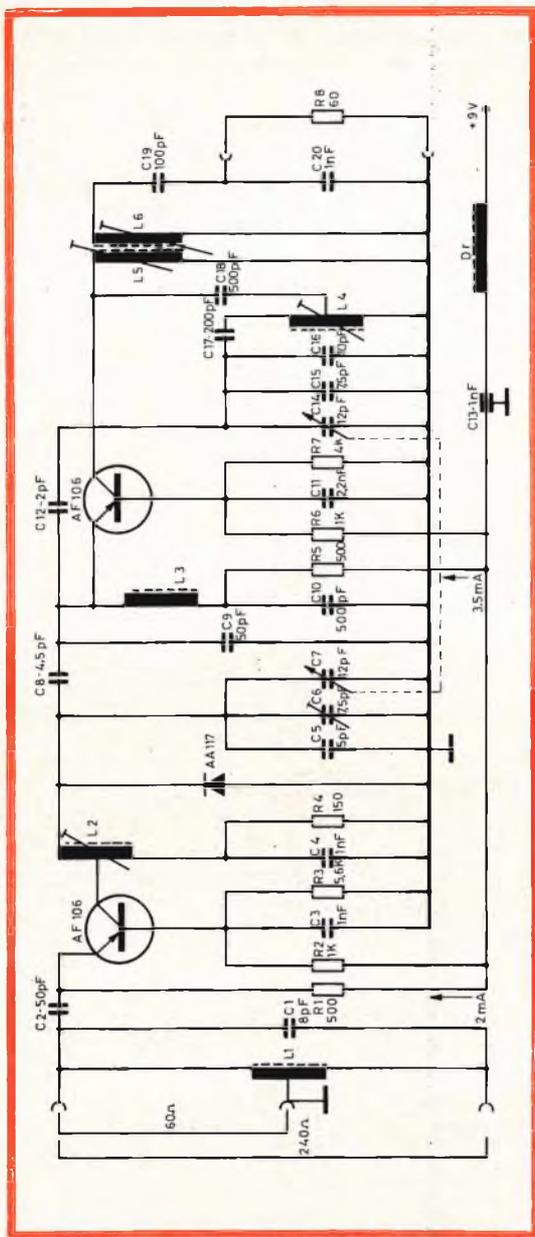


Fig. 5 - Schema del Tuner per modulazione di frequenza.

- L₁ : 6 spire Ø 0,6 mm - Rame stagnato
- L₂ : 4 spire Ø 0,8 mm - Rame argentato, presa centrale
- L₃ : 4 spire Ø 0,8 mm - Rame argentato, presa centrale dopo 1 spira dal polo freddo
- L₄, L₅ : 6 spire Ø 0,25 mm - Rame stagnato; Q = 85
- L₆ : 17 spire Ø 0,20 mm - Rame stagnato; Q = 95.

è stato realizzato a larga banda. Esso non necessita di essere accordato. Tale circuito di ingresso si presta al collegamento sia di cavo coassiale da 60 Ω, come di conduttore simmetrico da 240 Ω.

Il circuito intermedio

Nel circuito intermedio è collegato a 0,3 V nel senso di sbarramento un diodo al germanio AA 117 che non influenza quindi piccoli segnali. Tensioni di ingresso maggiori vengono limitate dal diodo cosicché il miscelatore non può essere sovra-modulato.

Distorsioni di bassa frequenza attraverso una modulazione di frequenza dell'oscillatore non sono state più tenute in considerazione in questo circuito anche in assenza del diodo AA 117, poiché il circuito di media frequenza a basso valore ohmico annulla nel collettore del miscelatore una sovramodulazione di tensione.

In figura 6 è rappresentato un filtro di banda intermedio sintonizzato corredato di diodo limitatore. Come tensione per tale diodo al germanio può essere utilizzata anche quella presente al tratto emettitore-base del prestadio.

Il circuito ha quindi il vantaggio che tale tensione (normalmente si aggira sui — 0,35 V) grazie all'effetto di raddrizzamento del tratto emettitore base, con pilotaggio crescente si sposta verso zero e può diventare anche positivo facendo lavorare il diodo in conduzione. La figura 7 mostra il collegamento del diodo per tale condizione di impiego. Sopra l'avvolgimento della bobina L₃ del circuito di collettore viene avvolto parallelamente un secondo avvolgimento L_{3a} collegato al diodo AA 117.

Tale accoppiamento del diodo si adatta particolarmente per Tuner con bassa tensione di alimentazione (per esempio 6 V). Qui l'effetto limitatore deve essere più efficace che con più elevate tensioni di esercizio poiché il miscelatore è sensibile alla sovramodulazione. D'altra parte si deve scegliere proporzionalmente piccola la resistenza di emettitore del transistor pilota AF 106. La corrente di collettore aumenta perciò rapidamente con forte sovramodulazione cosicché il diodo limitatore,

UN UOMO FATTO DA SE'



agenzia dolci 399

Un tempo il mio lavoro non mi offriva grandi soddisfazioni. Avevo molte aspirazioni e desideravo un avvenire migliore ma non sapevo quale strada scegliere. Era una decisione importante, dalla quale dipendeva l'esito della mia vita; eppure mi sentivo indeciso, talvolta sfiduciato e timoroso della responsabilità di diventare un uomo.

Poi un giorno... scelsi la strada giusta. Richiesi alla Scuola Radio Elettra, la più importante Organizzazione Europea di Studi Elettronici ed Elettrotecnici per Corrispondenza, l'opuscolo gratuito. Seppi così che, grazie ai suoi famosi corsi per corrispondenza, avrei potuto diventare un tecnico specializzato in:

RADIO STEREO - ELETTRONICA - TRANSISTORI

ELETTROTECNICA - TV A

Decisi di provare! È stato facile per me diventare un tecnico... e mi è occorso meno di un anno! Ho studiato a casa mia, nei momenti liberi — quasi sempre di sera — e stabilivo io stesso le date in cui volevo ricevere le lezioni e pagarne volta per volta il modico importo. Assieme alle lezioni, il postino mi recapitava i meravigliosi materiali gratuiti con i quali ho attrezzato un completo laboratorio. E quando ebbi terminato il Corso, immediatamente la mia vita cambiò! Oggi son veramente un uomo. Esercito una professione moderna, interessante, molto ben retribuita: anche i miei genitori sono orgogliosi dei risultati che ho saputo raggiungere.

E ATTENZIONE: la Scuola Radio Elettra organizza anche corsi per corrispondenza di:
LINGUE STRANIERE • FOTOGRAFIA • CORSI PROFESSIONALI.

RICHIEDETE SUBITO L'OPUSCOLO GRATUITO A COLORI ALLA



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/108
10126 Torino



Francatura a carico
del destinatario da
addebitarsi sul conto
credito n. 126 presso
l'Ufficio P.T. di Torino
A.D. - Aut. Dir. Prov.
P.T. di Torino n. 23616
1048 del 23-3-1955

108



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
SPEDITEMI GRATIS L'OPUSCOLO DEL CORSO:
(SEGNARE COSÌ IL CORSO CHE INTERESSA)

RADIO ELETTRONICA TV - LINGUE
FOTOGRAFIA CORSI PROFESSIONALI
ELETTROTECNICA

MITTENTE - NOME _____

COGNOME _____

VIA _____

COD. POST. _____ CITTÀ _____ PROV. _____



con tensioni di ingresso in aumento, necessita di una corrispondente maggiore tensione.

Un Tuner corredato di diodo limitatore e di miscelatore appositamente dimen-

siore di 3,5 mA. Si ha il vantaggio che il suo fruscio di miscelazione rimane sufficientemente piccolo a quei valori di amplificazione in alta frequenza generalmente inopportuni per il punto di lavoro scelto. Il suo piccolo valore di capacità e la

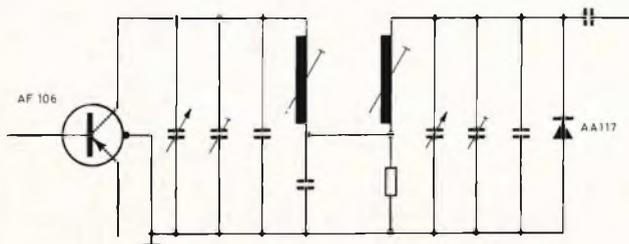


Fig. 6 - Filtro di banda intermedio sintonizzabile con diodo limitatore AA 117.

sionato come in figura 7, può sopportare, senza disturbi, tensioni di ingresso di alcuni V. Per il mesatransistor AF 106 non esiste alcuna preoccupazione per tensioni di alta frequenza fino a 1 V su 60 Ω , benché anche con tensioni più elevate non potrebbe essere determinato alcun disturbo.

sua elevata amplificazione permettono una elevata stabilità all'oscillatore. Con corrente relativamente grande l'amplificazione del miscelatore scende ad un valore ottimale di corrente di collettore di circa 2 mA. L'amplificazione del Tuner (circa 22 dB) è tuttavia sufficiente per tutti gli impieghi, soprattutto in ricevitori di alta

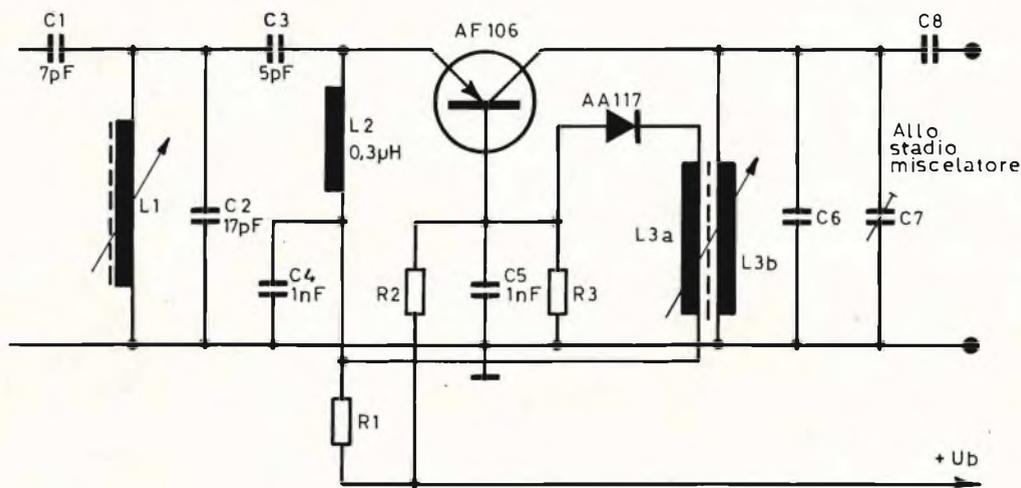


Fig. 7 - Collegamento del diodo AA 117 per la limitazione di ampiezza nel pre stadio di Tuner con bassa tensione di esercizio $U_e = 6$ V.

Lo stadio miscelatore

Anche per lo stadio miscelatore viene previsto un transistor AF 106 che viene fatto lavorare con una corrente di collet-

qualità, per i quali il Tuner è stato appositamente studiato, che impiegano al minimo tre e spesso quattro stadi di media frequenza. Con ciò l'amplificazione del miscelatore aumenta al diminuire della ten-

sione di alimentazione cosicché l'amplificazione complessiva del Tuner è continuamente indipendente da variazioni della tensione di batteria — vedi figura 8 —.

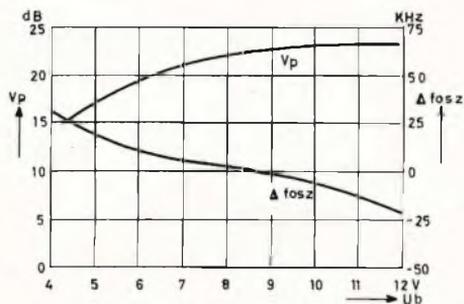


Fig. 8 - Andamento dell'amplificazione di potenza V_p e della deriva di frequenza Δf dell'oscillatore in funzione della tensione di esercizio U_b .

L'angolo di fase della pendenza φ_{21b} del transistor deve essere compensato mediante una corrispondente tensione di controreazione anticipata con la quale l'oscillatore oscilla stabilmente.

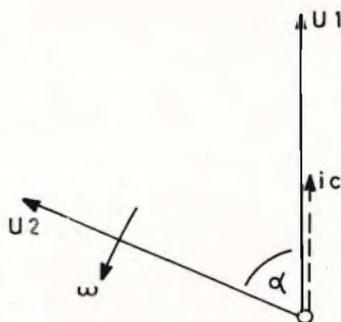
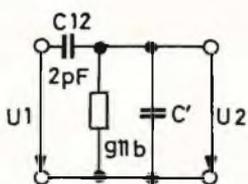


Fig. 9 - Circuito equivalente e diagramma vettoriale del controaccoppiamento dell'oscillatore.

Con le grandezze:

U_1 Tensione al circuito di oscillatore concordanza di fase con la tensione al collettore).

U_2 Tensione all'emettitore del miscelatore.

C_{12} Capacità di controreazione — vedi figura 5 —.

G_{11b} Parte dell'ammettenza di ingresso.

C' Somma di tutte le ammettenze reattive collegate in parallelo all'emettitore — vedi figura 9 —.

Si ha per la controreazione la seguente relazione:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{j C_{12}} + \frac{1}{j C' + g_{11b}} j C' + g_{11b} = \frac{C'}{C_{12}} + 1 - j \frac{g_{11b}}{C_{12}}$$

$$a = \arccos \frac{U_1}{U_2}$$

$$\tan a = \frac{\operatorname{Im} \frac{U_1}{U_2}}{\operatorname{Re} \frac{U_1}{U_2}} = \frac{-g_{11b}}{(C_{12} + C')}$$

Con esatta compensazione deve essere $a = \varphi_{21b}$ e rispettivamente $\tan a = \tan \varphi_{21b}$

100 MHz con i seguenti valori:

I_c (mA)	Y_{11b} (mS)	C_{11b} (pF *)	Y_{21b} (mS)	21b
1	35,5 — j7	— 11	— 26 + j20	— 38°
2	52 — j28	— 45	— 37 + j41	— 48°
3,5	57 — j52	— 83	— 39 + j60	— 57°

* Le ammettenze induttive vengono espresse, per facilitazione di calcolo, come capacità negative ($f = 100$ MHz).

Tabella 1 Ammettenza Y_{11b} e pendenza Y_{21b} del mesa transistor AF 106 con diverse correnti di collettore.

Per $I_c = 3,5$ mA si ha:

$$\omega (C_{12} + C') = -57 \text{ mS} \frac{-39 \text{ mS}}{60 \text{ mS}} = 37 \text{ mS}$$

$$C_{12} + C' = 59 \text{ pF}$$

Se si tiene conto delle impedenze presenti all'emettitore del miscelatore e la parte induttiva dell'ammettenza di ingresso del transistor si ottiene $C'_9 \approx 130$ pF.

All'emettitore deve quindi essere collegata una capacità che abbia a 100 MHz, circa 130 pF oppure una reattanza di

$$jX_c = \frac{1}{jC_9} = -j 12 \Omega$$

Se i terminali di questa capacità hanno complessivamente una lunghezza $l = 2$ cm e un diametro $d = 0,7$ mm, la loro induttanza ammonta a:

$$L = 21/\text{cm} \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right) \text{ nH} \approx 12,2 \text{ nH}$$

$$jX_L = j \omega L \approx j 7,6 \Omega$$

La reattanza della capacità vera e propria deve quindi ammontare a:

$$jX_c = jX_c' - jX_L \approx j20 \Omega$$

Ciò corrisponde ad un valore nominale (capacità alla bassa frequenza) di:
 $C_9 \approx 80$ pF

La compensazione dell'angolo di fase non è critica entro ampi limiti, grazie all'elevata amplificazione del transistor di alta frequenza AF 106.

Se la capacità C_1 viene scelta ancora più piccola di quella calcolata, l'oscillatore raggiunge una elevata stabilità contro ondulazioni della tensione di alimentazione — vedi figura 8 —.

Per apparecchi con sintonia automatica potrebbe essere opportuno che la frequenza dell'oscillatore diminuisca con l'aumentare della tensione di batteria ottenendo un opportuno effetto concomitante con un diodo di sintonia (es.: BA 120).

L'andamento di frequenza dell'oscillatore in funzione della tensione di alimentazione è determinato inoltre dalla caduta di tensione alla resistenza di emettitore (con lo stesso punto di lavoro) ed è influenzato dal rapporto di trasformazione della tensione di oscillatore dal collettore all'emettitore.

La capacità C_{12} deve essere riportata al punto alto del circuito di oscillatore, onde evitare risonanze secondarie provocate dal circuito di oscillatore. L'induttanza L_3 non ha qui il compito di permettere una esatta rotazione di fase per l'accoppiamento di reazione dell'oscillatore, ma rappresenta con C_{10} un circuito risonante in serie per circa 10,7 MHz eliminando così una contoreazione della media frequenza.

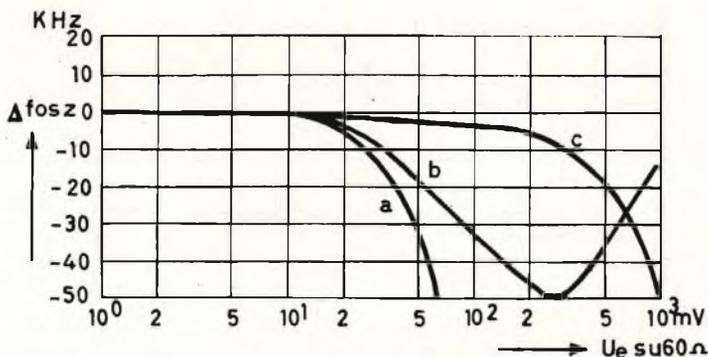
La figura 10 mostra come varia la frequenza di oscillatore f_{osz} con tensione di ricezione U_2 in aumento. Poiché nell'esatto dimensionamento del rivelatore, la variazione Δf_{osz} può arrivare fino a 50 kHz, la tensione di ingresso può aumentare fino ad 1 V su 60 Ω .

In **figura 11** è rappresentato come variano, per una frequenza di ricezione $f_r = 90$ MHz, l'amplificazione di potenza V_p con piccoli segnali e la figura di rumore F ,

di ricezione di armoniche vanno eseguiti i calcoli. La tensione di bassa frequenza venne misurata quale funzione delle frequenze modulate utili e di disturbo f_c e f_c' .

Fig. 10 - Andamento della deriva di frequenza Δf in funzione della tensione di ingresso U_e .

- a) senza diodo limitatore
- b) con diodo limitatore AA 117 collegato secondo fig. 7 ($U_s = 6$ V)
- c) con diodo limitatore AA 117 collegato secondo la fig. 5 ($U_s = 6$ V).



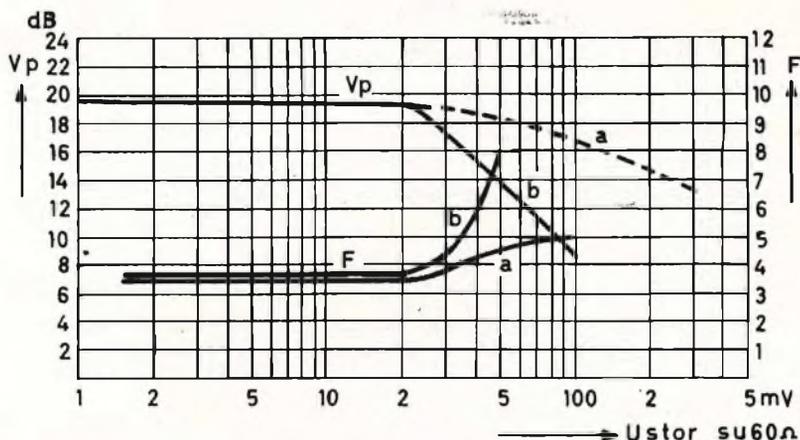
quando è presente una frequenza di disturbo ($f_{stor} = 94$ MHz) di ampiezza crescente. Come è rilevabile dal diagramma, il problema della sovrarmodulazione è stato risolto senza una regolazione che sarebbe stata giustamente impiegata qualora fosse stato necessario proteggere lo stadio miscelatore da tensioni troppo elevate.

A causa della frequenza doppia della prima armonica e dell'aumento esponenziale della curva di armonica con l'ampiezza, le curve f_c salgono più rapidamente di f_c' . Dalla figura è ricavabile che, con aumentata corrente di collettore nel miscelatore, la ricezione di armoniche viene smorzata di 5 dB. Con un filtro di banda intermedio, il Tuner descritto è superiore ad un Tuner a valvole per quanto concerne la ricezione di armoniche. La ricezione di armoniche viene attenuata, con un filtro di banda sintonizzabile, di circa 18 dB più forte-

In **figura 12** sono fornite l'amplificazione e la figura di rumore in funzione della frequenza di ricezione. Entrambi i valori rimangono ampiamente costanti nella gam-

Fig. 11 - Andamento dell'amplificazione di potenza V_p e dell'indice di rumore F in funzione di una tensione di disturbo. Frequenza di ricezione $f_r = 90$ MHz. Frequenza di disturbo $f_{stor} = 94$ MHz.

- a) senza diodo limitatore
- b) con diodo limitatore AA 117 (vedi fig. 5).



ma di ricezione da 87 a 104 MHz. Un confronto relativo per quanto concerne ricezione di armoniche è rappresentato in **figura 13**. Da ciò è visibile con quale livello

mente che con un circuito singolo (83 dB contro 65 dB). Con un Tuner a valvola la frequenza di disturbo delle armoniche dovrebbe essere più forte di 72 dB della

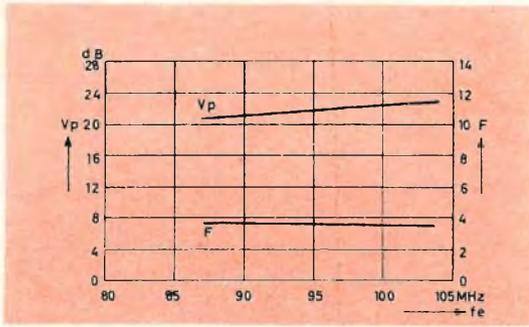


Fig. 12 - Andamento dell'amplificazione di potenza V_p e dell'indice di rumore F in funzione della frequenza di ricezione f_e .

tensione di ricezione U_e , riferita ad $U_e = 15 \mu V$ per lo stesso segnale di bassa frequenza. Dalle misure è rilevabile che il Tuner descritto, con due transistor AF 106, è leggermente inferiore ad un Tuner a valvole per quanto concerne la qualità di ricezione. Nei confronti dei Tuner a transistor generalmente impiegati si rende in sostanza necessario un diodo limitatore ed un secondo circuito intermedio sintonizzabile. L'assorbimento leggermente superiore di corrente nei confronti di altri Tuner a transistor gioca un ruolo poco importante nelle autoradio e nei radioricevitori portatili.

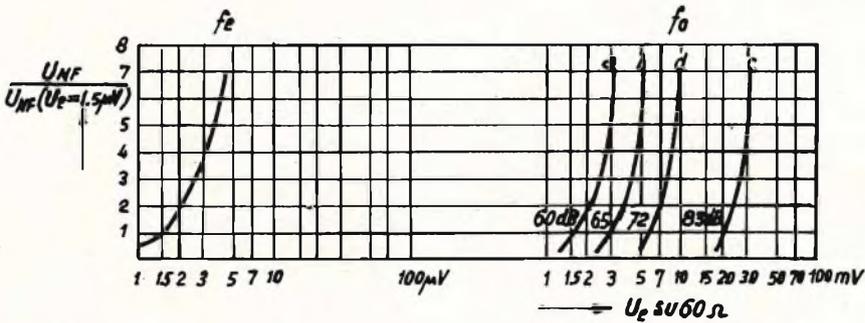


Fig. 13 - Attenuazione della ricezione di armoniche. Il Tuner è sintonizzato sulla frequenza di ricezione $f_e = 95 \text{ MHz}$. Frequenza di ricezione con miscelazione di armoniche: $f_s = f_e + 1/2 f_e = 100,35 \text{ MHz}$
 a) Tuner transistorizzato in tecnica usuale - b) Tuner transistorizzato secondo la fig. 5
 c) Tuner transistorizzato secondo la fig. 5 ma con filtro di banda intermedio (vedi fig. 6)
 d) Tuner a valvole in tecnica usuale.

DATI TECNICI DEL TUNER PER MODULAZIONE DI FREQUENZA - schema di figura 5

Amplificazione di potenza: $V_p = 22 \text{ dB}$

Figura di rumore: $F = 3 \div 4$ (fattore di rumore $4,8 \div 6 \text{ dB}$)

Irradiazioni di disturbo dell'oscillatore su 60Ω : $U_{oi} < 1 \text{ mV}$

Selezione di livello: 33 dB

Deriva di frequenza dell'oscillatore: $\Delta f / \Delta U_b = -5 \div -10 \text{ kHz/V}$

Ampiezza di banda: $B = 300 \div 350 \text{ kHz}$ (con accoppiamento critico del filtro di media frequenza)

Andamento lineare con tensioni di ingresso: $U_e < 20 \text{ mV}$ (su 60Ω)

La tensione di antenna può salire fino ad 1 V (su 60Ω) senza che si presentino distorsioni di bassa frequenza.

- L_1 : Bobina del circuito di ingresso 6 spire $\varnothing 0,6 \text{ mm}$ rame argentato presa centrale
 - L_2 : Bobina del circuito intermedio 4 spire $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ rame argentato presa centrale
 - L_3 : Bobina dell'oscillatore 4 spire $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ rame argentato presa dopo una spira dal polo freddo
 - L_4, L_5 : Bobine di media frequenza ($10,7 \text{ MHz}$) 6 spire $\varnothing 0,25 \text{ mm}$ rame stagnato $Q_s = 65$
 - L_4 : Bobina di media frequenza ($10,7 \text{ MHz}$) 17 spire $\varnothing 0,20 \text{ mm}$ rame stagnato $Q_s = 95$
- Tutti i rocchetti con $\varnothing = 5 \text{ mm}$ e nucleo filettato in ferrite B 63310 U 17A 12,3.
 L_3 ed L_4 sullo stesso rocchetto distanti circa 10 mm .

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo



MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura



LESA

Potenzimetri speciali per TV a colori

CAMBIADISCHI



GIRADISCHI



**Altri prodotti
per l'industria**

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

modelli a corrente alternata e a corrente continua,
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

Invio gratuito dei cataloghi

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO

Uffici Regionali:

TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

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 - scriveteci 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



VIDEO RISATE



— Sì, è da uno, ma guarda che « pollice »!



— Sì, ora ricordo: quest'antenna l'ho installata nel 1958!



— Fantastica! 15 memorie, motore controllato a transistor, ma io preferisco sempre la Maria, 18 anni di Gallarate!...



— Ma perchè non provare ancora con un Bobby Solo!
— E' inutile, mamma. E' da una settimana che non mi mangia più niente!

INVITO ALLA SSB

**RADIO
AMATORI**

a cura di G. W. Horn

Dopo l'invito alla RTTY, pubblicato nel numero 9-1967, eccoci ora a trattare, grazie alla collaborazione di un noto specialista, la SSB. L'articolo definisce la SSB, ne elenca i vantaggi, i metodi di trasmissione e ricezione.

Vi sono vari modi per trasmettere un'informazione telefonica via radio: AM, FM, PM, Pulse, SSB, DSB. Ciascuna di queste tecniche presenta vantaggi e svantaggi e la scelta è condizionata dal tipo di servizio che si intende espletare.

La AM è il sistema di modulazione probabilmente più diffuso: e ciò soprattutto per l'intrinseca semplicità dei ricevitori atti a riceverla e per la facilità con cui i segnali AM possono venir sintonizzati e « letti ». Lo stesso vale per la FM, sistema dotato di caratteristiche assai interessanti che gli OM non hanno mai sfruttato appieno.

Dal punto di vista del rendimento globale degli apparati trasmettenti e della buona utilizzazione dello spettro di frequenze riservato ai radioamatori, la AM non è però l'ideale. Nei suoi confronti la SSB presenta importanti e sostanziosi vantaggi.

La ricezione di un'emissione SSB richiede una certa dose di abilità: la più picco-

la disisintonizzazione trasforma un segnale chiaro e pulito in un orribile babilamme assolutamente incomprensibile. E così pure il sovraccarico del ricevitore da parte di un segnale intenso, anche se questo, apparentemente e auditivamente, intenso non è (dimenticare gli S9+40 dB della AM!), determina distorsioni tali da rendere praticamente illeggibile il segnale pur perfettamente sintonizzato.

Nonostante queste difficoltà, che però si riducono con l'impiego di ricevitori adatti, la pratica della SSB si è largamente diffusa ed il boom è ben lungi dall'esaurirsi. La SSB offre infatti dei vantaggi operativi che le altre tecniche di comunicazione telefonica non hanno. Anzitutto l'alta efficienza, per cui buona parte dell'energia spesa contribuisce effettivamente all'intelligibilità del segnale e la ristrettezza del canale entro cui l'intelligibilità stessa è condensata; con minori probabilità, quindi, di venir soffocata dal QRM. Secondariamente, la possibilità di lavorare naturalmente in break-in, per cui il QSO

non è più un monologo che il QRM costantemente minaccia di trasformare in un inutile soliloquio, bensì una vera e propria conversazione nella quale possono inserirsi due, tre o più stazioni alla volta: l'interminabile « QSO a catena » diviene così un « round-table », una conversazione viva, uno scambio immediato di parole e pensieri.

Di certo gli apparati adatti alle comunicazioni SSB sono complessi e sofisticati. È ben vero che emissioni SSB sono captabili con ricevitori del surplus (BC342, HQ120, Super-Pro, SX28, AR88, E52, ecc.), ma la loro sintonizzazione presuppone nell'operatore una notevole dose di abilità e perseveranza. Infatti, una disintonizzazione di $100 \div 200$ cicli/sec. è sufficiente a rendere il segnale distorto ed inintelligibile: ciò implica che il ricevitore abbia una stabilità di quest'ordine il che, soprattutto sui 14, 21 o 28 Mc/sec, è richiedere veramente troppo a degli apparati costruiti venti e più anni fa.

La SSB si è tanto diffusa, specie negli USA, perché l'industria elettronica ha realizzato, per il vasto pubblico degli OM, molti e pregevoli ricevitori e trasmettitori appositamente studiati e concepiti per il traffico SSB. Però, a nostro avviso, l'OM deve essere anzitutto e soprattutto un realizzatore: e ben lo sono stati quelli tra noi che negli « anni difficili » si sono arrangiati con materiali di fortuna, spesso inadatti, spesso difettosi, ed hanno messo insieme apparecchi, sia pure ferruginosi, ma — quale soddisfazione! — fondamentalmente funzionanti ed efficienti. Con ciò intendiamo dire che la SSB non è unicamente una « tecnica dorata » riservata a quelli, tra gli OM, che si possono permettere il lusso di acquistare il complesso SSB appena sfornato dalla grande industria. L'OM veramente appassionato può costruirsi il convertitore a cristallo, il filtro, o l'adattatore di rivelazione col quale trasformare e completare un ricevitore del surplus in base ai requisiti richiesti dalla tecnica SSB. Analogamente discorsi possono farsi per il trasmettitore. L'autocostruzione di un trasmettitore SSB multigramma con 50 e più dB di soppressione della portante, della banda laterale indesiderata e dei prodotti di intermodulazione, trascende probabilmente le possibilità

tecniche della maggior parte degli OM. Però la realizzazione di un semplice eccitatore, a filtro oppure a sfasamento, è pur sempre fattibile e la successiva aggiunta di convertitori di frequenza e di stadi amplificatori lineari rientra nelle possibilità tecniche ed economiche del radiante italiano medio.

Indispensabile è certo la chiara conoscenza dei circuiti, delle tecniche impiegate e dei fenomeni in gioco, anche e soprattutto per poter affrontare la messa a punto senza il corredo di una strumentazione di classe. Si potrà obiettare che tutto ciò non è richiesto dalla AM, che con la AM il radiante può ugualmente raggiungere la soddisfazione della autocostruzione e del QSO senza tanti sacrifici e tribolazioni. Ciò è indubbiamente vero, ma è altrettanto vero che l'obiettivo dell'OM deve essere non tanto il QSO per il QSO, quanto piuttosto il QSO come corollario della fatica spesa nel continuo miglioramento delle proprie capacità, al passo con la tecnica e le sue continue evoluzioni. E la SSB rappresenta certamente un'evoluzione della tecnica delle radiocomunicazioni: le sue applicazioni in campo professionale, terrestre, marittimo, aereo, civile e (purtroppo!) militare si vanno facendo ogni giorno più numerose.

D'altro canto i giovani OM possono oggi attingere a libri, riviste, pubblicazioni e schemari; oltre che all'esperienza degli old-timer che di tutto ciò, in passato, hanno avuto ben poco. È nostro fermo intendimento essere il più possibile vicino ai giovani OM e mettere a loro disposizione tutta la nostra ancorché modesta esperienza. Gradiscano ed accolgano perciò essi questo nostro caldo e cordiale « invito alla SSB ».

Che cos'è la SSB

È ben noto che il segnale RF, modulato in ampiezza (AM), è costituito da una « portante » e da un gruppo, rispetto a questa simmetrico, di « bande laterali ». Il segnale AM può venir rappresentato dal suo « spettro » (fig. 1), cioè da un diagramma che mette in evidenza l'entità delle sue singole costituenti. In prima approssimazione si può ritenere che alla

portante competa un'unica frequenza f_0 ; la porzione di spettro occupata dalle bande laterali dipende, invece, dal tipo e dall'entità della bassa frequenza trasmessa, cioè dell'informazione associata alla portante. Per maggior semplicità, si usa definire « banda laterale » tutto l'insieme di componenti, in effetti di frequenza singolarmente diversa, che si trovano da un lato della portante; da ciò, anzi, la denominazione di « banda laterale superiore » o « inferiore » per l'insieme di componenti spettrali del segnale a frequenza maggiore, rispettivamente inferiore di quella della portante.

Nel ricevere un segnale RF modulato in ampiezza, si ricorre in genere ad un ricevitore avente una banda passante tale da accogliere tutto il segnale trasmesso, sintonizzandolo sulla portante centrale (fig. 2).

Nelle comunicazioni radiofoniche, per migliorare l'intelligibilità del segnale ricevuto in presenza di interferenze o disturbi, si ricorre talvolta ad un filtro di media frequenza capace di accogliere, oltre alla portante f_0 , una sola delle bande laterali (fig. 3). Questo artificio è perfettamente legittimo e nulla toglie all'intelligibilità del segnale in quanto le due bande laterali contengono la stessa, identica, informazione: le due bande laterali, cioè « dicono la stessa cosa ».

Se si stringesse ulteriormente la banda passante del ricevitore, in modo da eliminare dalla sua banda passante, o meglio, in modo da attenuare fortemente, oltre ad una delle due bande laterali anche la portante, il segnale ricevuto risulterebbe fortemente distorto. Infatti, il rivelatore si troverebbe a dove elaborare un segnale stramodulato; sovr modulazione risultante dall'alterato rapporto ora esistente tra l'ampiezza della portante e l'ampiezza della sua modulazione.

In effetti non vi sarebbe alcun bisogno di trasmettere la componente RF relativa alla portante di un segnale modulato in ampiezza, dato che questa non contiene, di per sé, alcuna informazione (vedi fig.1).

Dato però che la portante è essenziale ai fini della rivelazione del segnale, occorre reinserirla prima che questa abbia luogo.

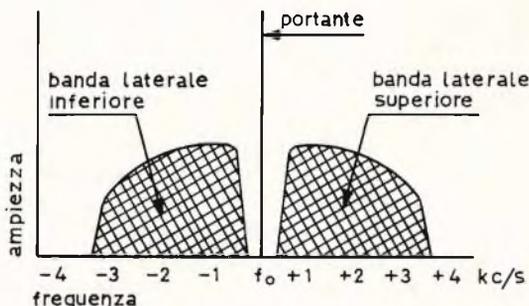


Fig. 1 - Spettro di frequenza di un segnale AM tipico.

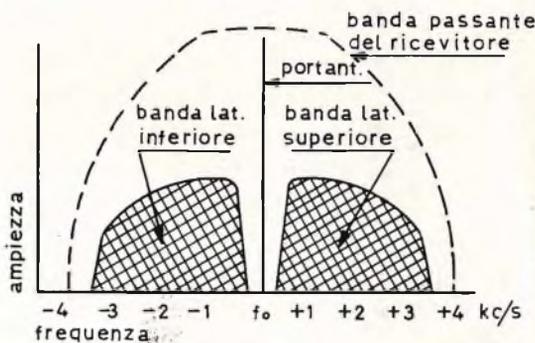


Fig. 2 - Spettro di frequenza di un segnale AM tipico, accomodato nella banda passante di un ricevitore.

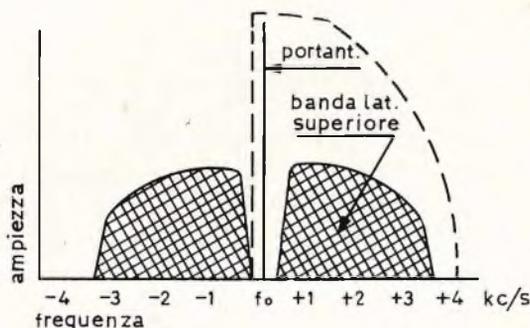


Fig. 3 - Per migliorare la ricezione del segnale AM, in presenza di interferenze e disturbi, la banda passante del ricevitore può venir ristretta alla sola portante più una banda laterale.

Del resto, sopprimere la portante non è tecnicamente difficile: basta ricorrere a speciali circuiti, detti modulatori bilanciati, per ottenere lo scopo. Modulatori bilanciati e modulatori ad anello consentono di attenuare la portante di $30 \div 50$ dB e forniscono, alla loro uscita, un segnale contenente, in pratica, solo le componenti relative alle due bande laterali.

Sfortunatamente un segnale siffatto (detto anche DBS-portante soppressa), contenente cioè le sole bande laterali ma non la portante, è inadatto ad essere ricevuto. Si può dimostrare, matematicamente, che per rivelare un segnale del genere occorre reinserirvi una portante avente la stessa frequenza e la stessa fase di quella che è stata soppressa all'atto della trasmissione.

Ora, generare nel ricevitore una portante isofrequenza ed isofase con quella soppressa nel trasmettitore è materialmente impossibile, a meno di non ricorrere a complessi e sofisticati artifici circuitali.

La situazione è invece sostanzialmente migliore quando il segnale ricevuto sia costituito da un'unica banda laterale. In tal caso, la portante reinserita può differire da quella soppressa nel trasmettitore anche di 20/50 cicli/sec. senza che ciò comporti sensibili distorsioni dell'informazione audio.

Vantaggi della SSB

Si è affermato nella premessa che la SSB offre sostanziosi vantaggi rispetto alla AM. Questi si possono così riassumere:

- dovendo ricevere un segnale ridotto ad un'unica banda laterale (che occupa cioè da 1,5 a 2,5 Kc/s di spettro), la banda passante del ricevitore basta sia la metà di quella richiesta per la ricezione AM: con ciò il rapporto segnale/disturbo migliora di 3 dB, dato che il dimezzamento della banda passante dimezza pure il noise proprio del ricevitore.
- A parità di segnale ricevuto, basta che il trasmettitore irradi una potenza inferiore, in teoria $1/3$ di quella irradiata dal corrispondente trasmettitore AM modulato al 100%. In effetti il risparmio di potenza spesa nel trasmettitore

è notevole, se si tiene conto che, nel TX AM, oltre agli stadi RF, bisogna alimentare il modulatore. Grosso modo si può considerare, per la generazione del segnale SSB, un'efficienza di conversione (potenza RF resa/potenza totale spesa) del 55%, laddove per il TX AM classico l'efficienza globale di conversione si aggira sul 40%.

- Il servizio duplex, che in AM o FM costituisce un grosso problema, è invece connaturato con la SSB: poichè, in assenza di modulazione, nessun segnale viene generato dal trasmettitore nè convogliato all'antenna, lo RX può ricevere indisturbato il corrispondente; anzi, ricorrendo a speciali relè elettronici, il duplex è possibile con una unica antenna.
- A parità di banda disponibile è possibile allocarvi un maggior numero di stazioni: infatti i singoli segnali occupano canali larghi la metà dei corrispondenti canali AM; non solo, ma anche le interferenze disturbano meno. Infatti il segnale interferente, essendo fuori sintonia, è inintelligibile per cui si presenta, in definitiva, come un disturbo smozzicato che, mancando di portante, non genera neppure fischi di interferenza.
- Anche i segnali molto deboli, difficilmente leggibili in AM, vengono ricevuti con maggior facilità. L'effetto del QSB-serettivo è meno marcato che in AM.

Purtroppo tutti questi interessanti vantaggi si ottengono solo a prezzo di una maggiore elaborazione degli apparati. Maggiore elaborazione che non va però considerata come svantaggio intrinseco alla SSB ma piuttosto come contributo al perfezionarsi della tecnica delle telecomunicazioni. Tale maggior elaborazione sta nella:

- Maggior complessità del trasmettitore che deve contenere i dispositivi atti alla generazione del segnale SSB ed alla amplificazione al livello di potenza desiderato. Necessità di raggiungere la frequenza finale esclusivamente con processi di conversione, con esclusione di tutte le moltiplicazioni che al-

terebbero il contenuto informativo del segnale generato.

caratterizzate da canali spesso molto stretti.

- Maggiore stabilità del pilota del trasmettitore, generalmente di tipo VFO; questo deve consentire ad un ricevitore presupposto perfettamente stabile di « copiare » il segnale trasmesso con costante e perfetta intelligibilità.

Per quanto concerne il trasmettitore, la maggiore complessità e delicatezza circuitale si riferisce, comunque, agli stadi funzionanti a basso livello di segnale, cioè a quelli in cui effettivamente avviene la generazione del segnale SSB. Il fatto che la

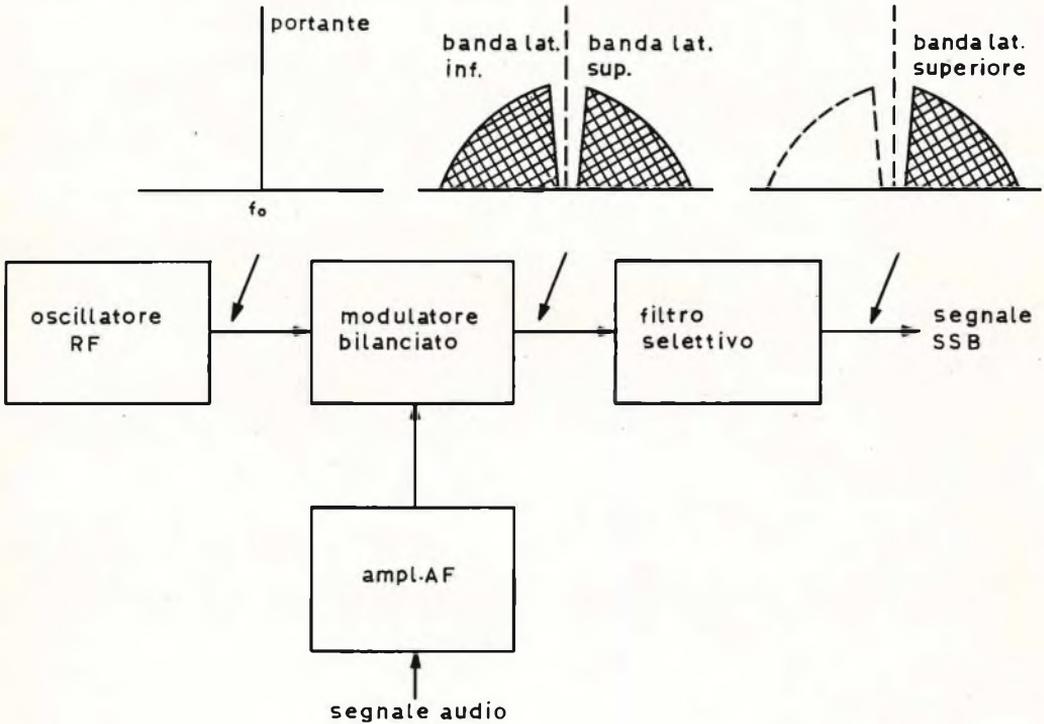


Fig. 4 - Generazione del segnale SSB con metodo a filtraggio: la portante viene eliminata dal modulatore bilanciato, mentre la banda laterale indesiderata viene eliminata dall'azione selettiva del filtro.

- Maggiore stabilità del ricevitore che deve essere in grado di « copiare » una trasmissione, presupposta perfettamente stabile con costante e perfetta intelligibilità.
- Migliore rapporto di forma dei filtri delimitanti la banda passante del ricevitore e migliore selettività in generale onde separare le varie emissioni SSB,

generazione del segnale avvenga a basso livello fa sì che la tecnica dei semiconduttori si presti in modo egregio alla realizzazione di eccitatori SSB. A questa maggiore complessità circuitale fa riscontro una notevole semplificazione degli stadi ad alto livello, cioè degli stadi di potenza. La mancanza di modulatore e la riduzione di potenza dell'alimentatore consentono di realizzare TX, anche potenti, in spazio

ridotto. Si possono dire davvero tramontati i tempi dei trasformatori giganteschi, dei rettificatori Hg, dei racks ad altezza d'uomo, ecc.

Per quanto concerne il ricevitore, i requisiti ad esso richiesti sono ormai di comune eccezione e non trascendono quelli oggi richiesti ad un buon ricevitore professionale per servizio AM o CW.

Generazione del segnale SSB

I procedimenti atti alla generazione del segnale SSB sono in sostanza due, anche se sussistono altre soluzioni teoriche del problema, dimostrate però in pratica eccessivamente complesse.

Il metodo classico è, si può dire, a « forza bruta ». Esso consiste nell'eliminare, da un segnale DSB a portante soppressa, ottenuto da un modulatore bilanciato, una delle due bande laterali a mezzo di un filtro selettivo. Tale procedimento è chiarito in fig. 4. Per l'eliminazione della banda laterale indesiderata si ricorre usualmente a filtri piezoelettrici a traliccio, oppure anche a filtri meccanici.

Un altro metodo consiste nel combinare, con fase opportuna, due segnali DSB a portante soppressa, ottenuti da due distinti modulatori bilanciati, essi pure pilotati con fase opportuna.

Il metodo è meglio illustrato in fig. 5: dal diagramma vettoriale riportato si ricava immediatamente la filosofia del sistema.

In effetti nessuno dei due sistemi è perfetto: infatti il filtro « attenua » fortemente la banda laterale indesiderata, ma non certo la « elimina » del tutto: la sua stabilità di funzionamento è però molto buona perchè dipendente dagli elementi intrinsecamente stabili del filtro passivo. Il sistema a sfasamento produce una buona attenuazione solo a certe frequenze della gamma audio, minore alle altre, la sua attenuazione solo a certe frequenze della stabilità di molteplici elementi circuitali attivi.

Non solo: l'attenuazione delle componenti indesiderate del segnale viene in genere degradata dalle successive manipolazioni che il segnale SSB subisce prima di arrivare all'antenna. Il mutamento di frequenza, necessario all'ottenimento della o delle frequenze finali di funzionamen-

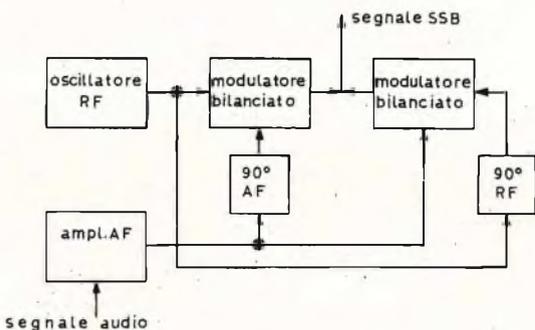


Fig. 5a - Generazione del segnale SSB con metodo a sfasamento: la portante viene eliminata dai modulatori bilanciati, mentre la banda laterale indesiderata viene eliminata grazie alla relazione di fase esistente all'uscita degli stessi (vedi fig. 5b).

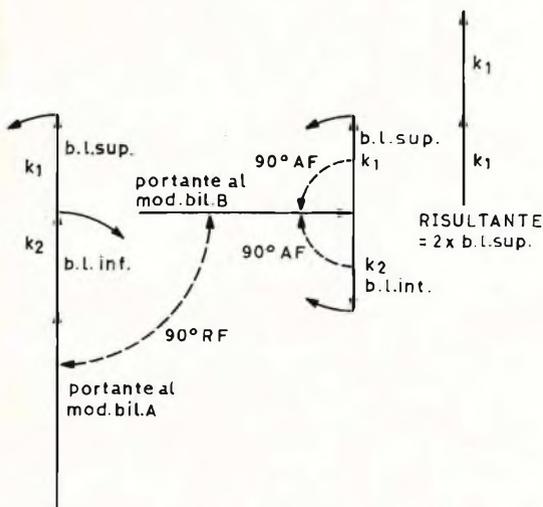


Fig. 5b - Generazione del segnale SSB con metodo a sfasamento: diagramma vettoriale. Si osservi come la banda laterale indesiderata (K2) si elimini, per opposizione di fase, all'uscita dei due modulatori bilanciati insieme collegati (vedi fig. 5a).

to, avviene per successivi « eterodinagi » e conversioni: in questi processi si generano prodotti indesiderati di intermodulazione difficilmente attenuabili per cui

SSB che si desidera ricevere. A differenza del solito « beat-oscillator » il generatore di portante dev'essere caratterizzato da grande stabilità di frequenza. Per tale mo-

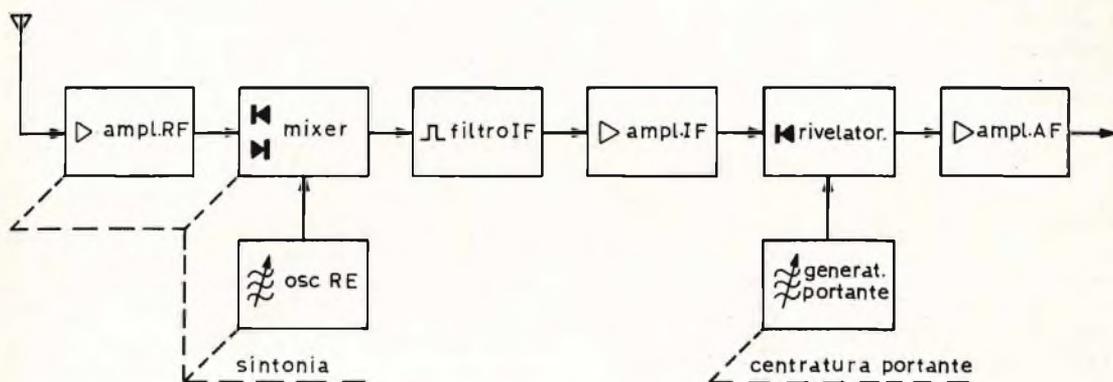


Fig. 6 - Ricezione del segnale SSB: lo schema a blocchi si riferisce ad una supereterodina classica ed è stato aggiunto un generatore locale per la reinserzione della portante.

una soppressione finale della portante di 50 dB e della banda laterale indesiderata di 40 dB deve ritenersi già molto buona.

Ricezione del segnale SSB

Come si è detto più sopra, per ricevere e « copiare » un segnale SSB, bisogna reinserirvi la portante prima di demodularlo: ciò è necessario al fine di ripristinare il corretto rapporto portante-modulazione al rivelatore, in assenza di che questo si troverebbe a dover rivelare un segnale stramodulato.

Infatti, mancando la reinserzione della portante, il segnale ricevuto si presenta come un insieme di « strappi » assolutamente illeggibili. Parimenti inintelligibile il segnale se la portante per così dire « artificiale », venisse reinserita dalla parte sbagliata o con una differenza di frequenza maggiore di 20./50 cicli/sec. rispetto alla portante originale. (fig. 6)

Il generatore di « portante artificiale » agisce come il « beat » normalmente usato nei ricevitori per CW. E, come questo, deve consentire una certa escursione di frequenza, onde « centrare » il segnale

tivo, in certi ricevitori, la reinserzione della portante è affidata ad un generatore piezoelettrico: in tal caso, la sintonia generale dev'essere perciò fortemente demoltiplicata ed assai precisa.

Un'altra peculiarità del ricevitore SSB sta nelle sue capacità di « sovraccarico », caratteristica spesso ignorata nelle applicazioni AM. Il segnale SSB, anche se intenso non deve assolutamente sovraccaricare il ricevitore perchè, altrimenti, in esso si generano ancora prodotti di intermodulazione distortenti che limitano o addirittura annullano la intelligibilità del segnale stesso. Spesse volte un radiorecettore classico viene definito inadatto al servizio SSB solo perchè usato in modo scorretto. Operando con un ricevitore classico, bisogna infatti disabilitare il controllo automatico di sensibilità (AGC), ridurre al massimo la sensibilità (compatibilmente, si intende, con il livello del segnale) ed aumentare, invece, l'amplificazione audio-frequenza.

I ricevitori particolarmente studiati per la SSB dispongono invece di controlli automatici AGC particolarmente progettati, atti a « seguire » il segnale SSB che, come

si è detto, in assenza di modulazione scompare. Si tratta di AGC ad « attacco rapido e decadimento lento ».

Un po' di storia

La tecnica SSB, impostatasi nell'ultimo decennio, è in effetti vecchia quanto la Radio! Già nel 1915 J. R. Carson e H. D. Arnold gettarono le basi teoriche delle telecomunicazioni SSB. Però solo negli anni tra il 1923 ed il 1926 furono sperimentati i primi trasmettitori SSB ad onde lunghe. Interesserà sapere che i primi esperimenti furono fatti disintonizzando il circuito d'antenna rispetto la portante: in tal modo si ottenne una certa attenuazione della banda laterale indesiderata. Solo più tardi, appunto negli anni tra il 1920 ed il 1930 si fece ricorso a modulatori bilanciati veri e propri. Anzi è dell'epoca la diatriba — per noi ora ingiustificabile — sull'esistenza fisica o meno delle bande laterali.

E ancora: i primi esperimenti avvennero con segnali DSB, a portante soppressa. Per sincronizzare il ricevitore si usava allora trasmettere una « portante-pilota » a frequenza diversa.

I primi tentativi di servizio SSB avvennero in onde lunghe e con grandi potenze: 150 KW a 55 Kc/s e ciò sia per la difficoltà di realizzare i filtri, sia per sfruttare l'onda di superficie a grande distanza.

Il passaggio a frequenze maggiori di 2 Mc/s si ebbe intorno al 1930 quando, grazie all'impiego di circuiti AFC, fu possibile superare i problemi relativi alla stabilità di frequenza dei ricevitori. Tra il 1933 ed il 1934 furono posti in servizio collegamenti SSB-onda corta bilaterali tra Gran Bretagna ed USA e tra Olanda e Indie Olandesi.

Solo negli anni successivi alla II guerra mondiale, grazie al progresso tecnico, la SSB incominciò a diffondersi realmente confermando i vantaggi teorici preconizzati più di ventanni prima. Sono del 1948 i primi articoli apparsi sui periodici tecnici USA. Da allora, la SSB si è imposta, soppiantando in pratica la AM, almeno nelle gamme radiantistiche HF.

Attualmente tutto il settore elettronico-professionale ed elettronico-militare è orientato al sempre più largo uso della SSB, sia nelle installazioni fisse che in quelle mobili, portatili, terrestri, marittime ed aeree. Per ovvie ragioni si cerca però sempre di mantenere la « compatibilità » tra gli apparati SSB e quelli AM; i primi vengono in genere realizzati in modo da poter funzionare, sia pure con prestazioni ridotte, in AM tradizionale.

Non si prevede, invece, che la SSB possa trovare impiego là dove un singolo trasmettitore debba servire moltissimi ricevitori, com'è il caso della radiodiffusione circolare: in tal caso, per migliorare le prestazioni del sistema, è preferibile aumentare la potenza del o dei trasmettitori e semplificare al massimo i ricevitori.

Del pari, considerate le difficoltà connesse con la stabilizzazione di frequenza, non si prevede prossimo il diffondersi della SSB in VHF o UHF, a parte certune applicazioni militari. Comunque, il diffondersi di questa tecnica di comunicazione ha automaticamente imposto e impone continui perfezionamenti ai circuiti elettrici degli apparati ed ai loro componenti. Si deve perciò proprio alle applicazioni della SSB il sempre maggior diffondersi dei « sintetizzatori di frequenza » e degli « standard » di frequenza, dei controlli automatici di fase e dei modulatori bilanciati, dei filtri, dei relè elettronici d'antenna, e così via. Il che dimostra, ancora una volta, come i vari settori di una stessa tecnologia mutualmente contribuiscono al progresso della Scienza e della Tecnica.

BIBLIOGRAFIA

1. Pappenfus, Bruene, Schoenike « Single Side Band Principles and Circuits » Mc Graw-Hill
2. Hooton « Single Side Band Communications Handbook » Howard W. Sams
3. ARLL « The Radio Amateur's Handbook »
4. Don Stoner « The New Side Band Handbook » Cowan Publ. Co.
5. SSB-issue of. P.I.R.E., Dec. 1956.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

GENERATORE RC AD ELEVATE PRESTAZIONI

(Da « *Toute l'électronique* » -
Ottobre 1967)

Da quando i transistori hanno praticamente soppiantato le valvole termoioniche, numerose sono state le versioni dei generatori RC proposte all'attenzione dei tecnici desiderosi di adottare i semiconduttori.

Sfortunatamente, poche tra le suddette versioni si sono rivelate veramente soddisfacenti, sia in quanto la gamma di frequenza era troppo compressa, sia in quanto la stabilità lasciava molto a desiderare, sia infine in quanto il tasso di distorsione dei segnali prodotti era troppo rilevante.

La spiegazione di tutto ciò è abbastanza semplice: la realizzazione di un generatore RC funzionante a transistori è ben

lungi dall'essere semplice quanto lo è nel caso di impiego delle valvole termoioniche. Di conseguenza, a meno che non si adottino particolari precauzioni, il problema è del pari ben lungi dall'essere risolto. Ciò nonostante, l'articolo presenta numerosi aspetti interessanti, in quanto propone un circuito per la produzione di segnali a Bassa Frequenza, nella gamma compresa tra 1,5 Hertz e 150 chilohertz, basato sullo sfruttamento del ben noto principio del ponte di Wein. Si tratta in sostanza di un generatore convenzionale, seguito da un amplificatore a bassissimo fattore di distorsione. L'Autore — dopo alcune considerazioni di carattere pratico — descrive il circuito oscillatore, considera la necessità di un circuito che provveda automaticamente alla stabilizzazione dell'ampiezza dei segnali pro-

dotti, e fornisce numerosi dettagli agli effetti della realizzazione pratica e della messa a punto del generatore.

COMANDI ELETTRONICI PER LA TRAZIONE ELETTRICA DI AUTOMOBILI

(Da « *Electronique* » - Agosto-
Settembre 1967)

L'aumento del rendimento del dispositivo motore, in funzione del costo dell'energia, costituisce un imperativo nel campo della trazione elettrica. Sotto questo aspetto, l'elettronica fornisce delle soluzioni accettabili, con un rendimento prossimo all'unità.

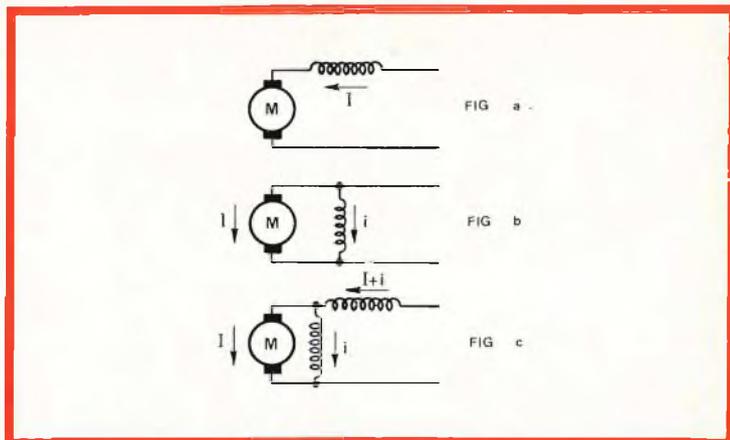
L'articolo entra nell'argomento con un quesito d'attualità assai importante: « Come sarà l'automobile di domani? ». Si tratta — come

il lettore avrà certamente constatato aggiornandosi in altre occasioni — di un quesito al quale sono già state formulate numerose risposte, la principale delle quali è appunto che l'automobile tende sempre più ad essere munita di un motore elettrico anziché di un motore a scoppio, almeno per quanto riguarda i modelli minori, destinati ad un impiego su brevi tragitti, esclusivamente nell'ambito di un'unica località.

Successivamente, l'Autore affronta la questione della scelta del tipo di motore più adatto, e sotto questo aspetto considera le diverse possibilità di collegamento dei motori, a seconda della categoria alla quale essi appartengono, come si può constatare osservando la prima delle figure che riportiamo. Essa rappresenta in « a » il metodo di eccitazione in serie, in « b » il metodo di eccitazione in parallelo, ed in « c » il metodo di eccitazione misto.

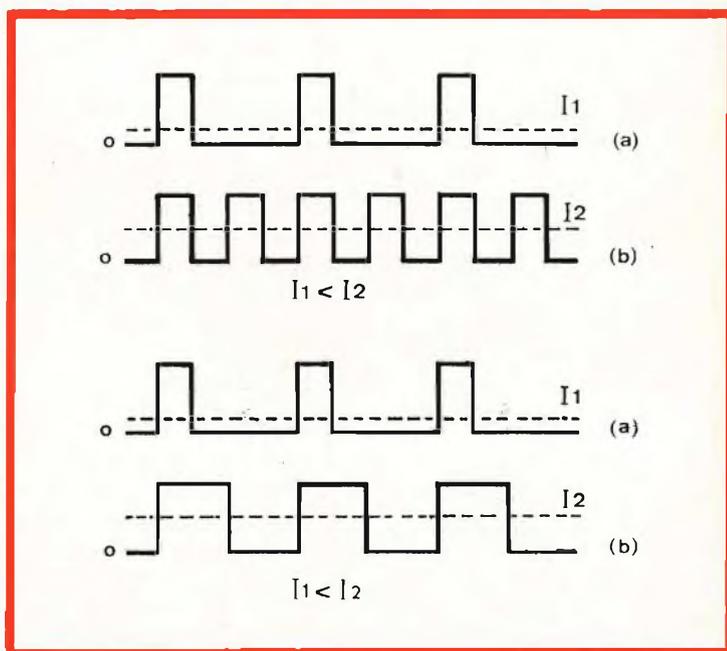
L'argomento successivo è riferito ai metodi per la messa in funzione e per il controllo dei suddetti motori, ossia ai due comandi principali: l'avviamento e la regolazione della velocità. Indipendentemente dal fatto che si tratti di motori funzionanti in serie, di motori funzionanti in parallelo, oppure di motori del tipo « compound », i comandi di velocità e di messa in moto sono ottenuti incorporando nei circuiti di alimentazione dell'indotto o dell'induttore un interruttore ed alcune resistenze di limitazione dell'intensità della corrente.

Da ciò risulta intuitivo che le perdite di energia dovute



alla presenza delle suddette resistenze nei circuiti non sono trascurabili, e vanno a danno indiscusso dell'autonomia, in funzione della capacità in ampèrora della batteria di accumulatori per l'alimentazione, soprattutto se si desidera ottenere velocità intermedie tra la minima e la massima. Ciò — infatti — comporta inevitabilmente la dissipazione in calore di una parte della energia erogata

dalle batterie, proprio ad opera delle resistenze di caduta. Per questo motivo, conviene prendere in considerazione i metodi di comando elettronico, basati sull'impiego di correnti di alimentazione ad impulsi, anziché continue. Infatti, come si può osservare nella seconda figura che qui riportiamo, nei due grafici superiori « a » e « b » rappresentano rispettivamente un metodo di co-



mando della velocità mediante variazione della frequenza degli impulsi che vengono forniti al motore in una data unità di tempo. In « a » gli impulsi sono maggiormente distanziati che non in « b », per cui nel primo caso si ha una velocità minore che non nel secondo.

Nei due grafici inferiori viene invece rappresentato in « a » ed in « b » un secondo

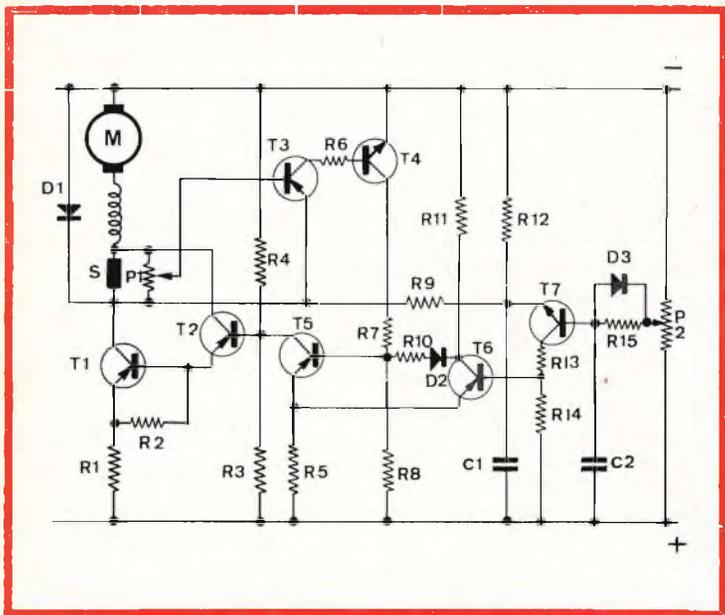
entrambi i sistemi non si ha alcuna dissipazione di energia sotto altra forma che quella di utilizzazione da parte del motore, a tutto vantaggio dell'automobile e dell'economia di esercizio.

L'articolo prosegue poi con alcune considerazioni relative all'impiego di transistori o di thyristori, per ottenere il comando elettronico secondo uno dei metodi precedenti.

La nota tecnica illustra infatti alcuni sistemi di comando mediante transistori, e descrive alcuni circuiti di potenza, di innesco, di limitazione dell'intensità della corrente, nonché per il comando dell'accelerazione e della decelerazione, e per ottenere l'integrazione del dispositivo di temporizzazione.

La terza figura che riportiamo dall'articolo recensito rappresenta lo schema generale del circuito elettronico di comando della variazione di velocità, funzionante appunto a transistori. In essa, M rappresenta il motore di trazione propriamente detto, l'intensità della cui corrente di alimentazione viene appunto regolata mediante i comandi che possono essere realizzati sia con leva a mano, sia con controllo a pedale, agenti a loro volta su appositi potenziometri di regolazione.

L'Autore conclude infine affermando che — in questo campo — è istintivo descrivere unicamente comandi di motori funzionanti a corrente continua. Ciò nonostante, non è meno vero che la variazione di velocità può essere ottenuta altrettanto bene usufruendo di motori del tipo asincrono. Tuttavia, indipendentemente dal fatto che si tratti di motori funzionanti a corrente alternata oppure a corrente continua, l'elettronica si addice ad entrambi i casi, ed i semiconduttori (in particolare) dovranno essere certamente gli agenti principali agli effetti della trazione, nell'automobile del futuro.



metodo: esso consiste nell'alimentare il motore elettrico usufruendo dell'energia elettrica fornita dalla batteria, ma con un metodo che permetta di variare la durata dei singoli impulsi, avvenuti in questo caso a frequenza di ripetizione costante. È assai facile intuire che in « a », dove gli impulsi sono più brevi, si ottiene una velocità di rotazione del motore inferiore che non in « b », dove gli impulsi presentano una durata maggiore. Ciò che conta, è che in

temente citati. Naturalmente, nel caso di impiego dei dispositivi semiconduttori in circuiti di questo tipo, funzionanti con notevoli intensità di corrente a causa della forte potenza occorrente per realizzare l'energia meccanica necessaria al tipo di impiego, si presenta l'opportunità di inserire dispositivi di protezione, onde evitare che i semiconduttori impiegati possano subire danni a causa di un eventuale surriscaldamento, o per altri motivi di diversa natura.

CONSIDERAZIONI SUI FILTRI DI MEDIA FREQUENZA DI TIPO PIEZOELETRICO

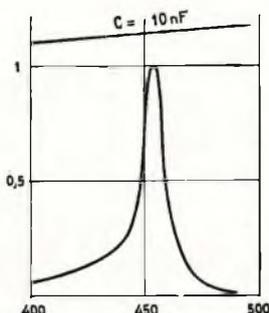
(Da « Le Haut Parleur » -
16 Novembre 1967)

La tecnica della piezoelettricità non è certo recente. Nel 1880, i fratelli Curie scoprirono che l'applicazione di una pressione su frammenti di certi cristalli determinava la produzione di scariche di energia elettrica.

I cristalli attualmente impiegati sono il quarzo, i sali di Rochelle, ed i sali di tormalina. Oltre ad essi, esistono determinate sostanze di tipo ceramico, il cui impiego presenta un notevole interesse sotto il medesimo aspetto. Un elemento ceramico funziona in modo del tutto analogo a quello di un cristallo: quando viene eccitato alla sua frequenza caratteristica di risonanza meccanica, esso produce delle vibrazioni di natura elettrica; in corrispondenza invece di frequenze di eccitazione meccanica diverse da quella di risonanza, si constata l'esistenza di forti perdite di « inserimento ».

Le sostanze ceramiche impiegate a tale scopo contengono degli ossidi di piombo, dello zirconio e del titanio, che presentano una forte costante dielettrica (pari a 1.000) di natura elettrostrittiva, alla quale si applica un effetto piezoelettrico orientando i dipoli elementari sotto l'influenza di un campo elettrico di 40 chilovolt per centimetro, mentre il materiale risulta immerso in un bagno d'olio portato ad una temperatura di 100 °C. Dopo la suddetta polarizzazione, che rappresenta l'equivalente elet-

trico della magnetizzazione di una barra di acciaio, l'effetto di elettrostrizione non è più ad andamento quadratico, bensì diventa lineare.



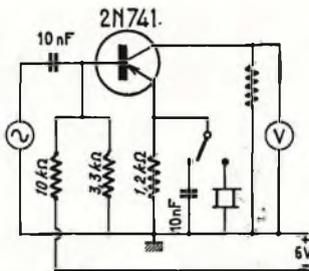
Un disco del suddetto materiale ceramico, esposto ad un campo elettrico alternato, presenta delle oscillazioni radiali e longitudinali: la frequenza di risonanza di un disco di questo genere è strettamente legata alle sue dimensioni fisiche. Per un filtro che funzioni sulla frequenza fondamentale, il diametro del disco può essere dell'ordine di 4 millimetri per una frequenza di 455 kHz.

Per i cristalli di quarzo disponibili in commercio per l'impiego agli effetti del controllo della frequenza di fun-

diventa talmente sottile che si passa ad un altro modo di vibrazione. In genere, fino alla frequenza massima di 20 MHz, il quarzo funziona sulla frequenza fondamentale, mentre da 12 a 61 MHz funziona sulla terza frequenza armonica meccanica, e da 50 ad 87 MHz, sulla quinta armonica.

Nel linguaggio dell'elettrotecnica impiegato nei Paesi anglosassoni, questi tipi di cristalli prendono il nome di « overtone ». La differenziazione tra le diverse categorie di cristalli viene infine ottenuta in base alle caratteristiche del taglio, secondo assi ben determinati.

Nel campo specifico al quale l'articolo che recensiamo è dedicato, i cristalli piezoelettrici di tipo ceramico vengono impiegati per la realizzazione di filtri funzionanti sulla Media Frequenza, nei quali è possibile ottenere curve di responso del tipo illustrato alla prima figura che riportiamo, illustrante appunto il picco di responso corrispondente ad una frequenza di poco superiore ai 450 kHz, con una capacità C dell'ordine di 10 nF. La suddetta curva può essere rilevata con l'aiuto del circuito di misura illustrato nella seconda figura, consistente in un generatore di segnali alla frequenza voluta, in un unico transistor, ed in un commutatore che permette di inserire alternativamente la capacità di 10 nF oppure il cristallo di controllo.



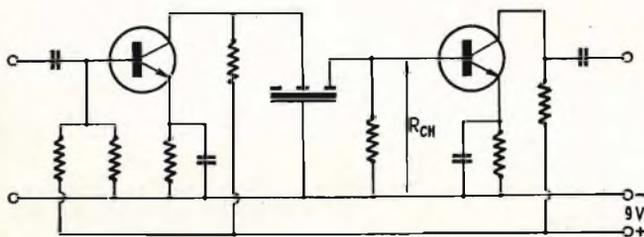
zionamento di oscillatori, si trovano due categorie principali: oltre una certa frequenza, lo spessore della lamella

L'articolo considera l'argomento sotto vari punti di vista: dopo una esauriente introduzione, l'Autore descrive dettagliatamente i risuonatori ad anello ed a punta: a titolo di esempio, la terza fi-

gura riportata illustra il metodo di collegamento di un filtro del tipo denominato « transfilter » dal fabbricante, tra due transistori. In questo circuito, il valore di R_{ch} ammonta a 300 ohm, e la frequenza di risonanza è pari a 455 kHz, con una larghezza di banda entro 3 dB pari a 15 kHz.

Dopo aver preso in considerazione anche la tecnica di presentazione e di realizzazione dei filtri a scala, l'articolo fornisce alcune informazioni su ciò che è stato fatto fino ad oggi in Europa in questo campo specifico, e conclude affermando che ci si può porre il seguente quesito: « Per

Può darsi che si verifichino delle differenze tra le caratteristiche di alcuni materiali, ma esiste tuttavia un'altra ragione, ed è precisamente quella relativa alla necessaria selettività. Perché sia possibile basarsi sui medesimi termini, occorre in primo luogo stabilire un punto comune per l'espressione della selettività: si parla infatti di attenuazione prodotta a +9 ed a -9 chilohertz, da un lato e dall'altro della frequenza di sintonia. Per dei ricevitori funzionanti a transistori, la selettività enunciata in America ammonta a 5 dB, mentre quella enunciata in Europa ammonta a 35 dB.



quale motivo non è possibile fare in Europa ciò che è stato già fatto negli Stati Uniti, e soprattutto in Francia, dove non è possibile procurarsi dei risuonatori ceramici, in quanto questi componenti sono ancora allo stato di impiego riservato al solo laboratorio di ricerche?».

Dati i risultati finora raggiunti, peraltro insufficienti, ed a causa anche del prezzo elevato di questi componenti, si può pensare che occorra attendere ancora ulteriori perfezionamenti, ed altre formule, prima che i cristalli ceramici siano in grado di sostituire il normale circuito di accoppiamento risonante, ad induttanza e capacità.

In certi ricevitori funzionanti a valvole, è stato possibile misurare con bobine di media qualità una selettività pari a 34 dB, ed a 48 dB con bobine di qualità elevata. Le suddette cifre vengono enunciate unicamente per chiarire le idee. Risulta perciò evidente che le esigenze riferite al punto di vista della selettività sono assai diverse tra un continente e l'altro, per cui — abbinate alla questione prezzo — esse rappresentano probabilmente il motivo per il quale i filtri a Media Frequenza di tipo ceramico non sono ancora di vasto impiego in Europa.

NUOVE APPLICAZIONI IN ALTA FREQUENZA DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

(Da « Electronique » - Novembre 1967)

Le valvole termoioniche di piccola potenza, tuttora impiegate in alcune applicazioni, ed in particolare nel campo dell'elaborazione di segnali ad Alta Frequenza ed in VHF, hanno trovato nel transistoro ad effetto di campo un concorrente degno del massimo rispetto, in quanto le sue prestazioni sono tali da far prevedere anche il prossimo tramonto anche di questo tipo di valvola, che era riuscito in un certo senso a sopravvivere in alcuni campi specifici.

Per un periodo di tempo abbastanza lungo, le applicazioni dei transistori ad effetto di campo (FET) furono limitate ai soli circuiti funzionanti a frequenza relativamente bassa, a causa dell'impossibilità da parte dei fabbricanti di fornire degli elementi che potessero funzionare al di sotto dei 100 Megahertz. Tuttavia — al giorno d'oggi — grazie agli sforzi compiuti dai tecnici che effettuano ricerche in questo ramo particolare dell'elettronica, siamo giunti alla possibilità di impiegare questi elementi anche nei circuiti funzionanti con segnali ad Alta e ad Altissima Frequenza, e precisamente in realizzazioni nelle quali le caratteristiche delle valvole amplificatrici a vuoto, come ad esempio la debole transmodulazione, le prestazioni in funzione dei circuiti di controllo automatico del guadagno, i fattori di rumore accettabili entro una vasta gamma di frequenze, ecc., erano elementi

preponderanti. A causa della grande similitudine tra le valvole ed intransistori ad effetto di campo, un triodo può essere oggi sostituito in numerosi casi con un transistoro ad effetto di campo, anche nelle applicazioni funzionanti con frequenze assai elevate, semplicemente modificando la tensione di alimentazione, ed apportando alcune varianti nei confronti degli elementi che provvedono a stabilire la sintonia.

La prima figura che qui riportiamo rappresenta in alto il circuito equivalente semplificato di un transistoro ad effetto di campo, utile nei confronti di una gamma di frequenze relativamente bas-

sistori nel campo delle applicazioni in Alta ed Altissima Frequenza, l'articolo considera i metodi empirici per la misura delle caratteristiche: con l'aiuto di numerosi grafici, che esprimono ad esempio la variazione del fattore di conduttanza espresso in micromho in funzione della frequenza espressa in Megahertz, l'Autore considera tutte le possibilità immaginarie ed effettive riferite ai fenomeni che possono prodursi internamente ai transistori di quel tipo. Successivamente, vengono presi in considerazione alcuni esemplari di circuiti tipici, tra i quali quelli che qui riproduciamo, e che riportiamo sulla pagina a lato per esigenze di impaginazio-

di un transistoro ad effetto di campo in un mescolatore-convertitore di frequenza.

Per concludere, grazie ai transistori ad effetto di campo per Alta Frequenza, è possibile prevedere una vasta gamma di applicazioni, con i seguenti vantaggi: debole fattore di transmodulazione, basso fattore di rumore, basso fattore di intermodulazione ed eliminazione degli effetti parassiti nelle applicazioni dei mescolatori, ed infine possibilità di una notevole dinamica agli effetti del segnale elaborato.

IL PROBLEMA DEL FUNZIONAMENTO A TRANSISTORI DELLA BASE DEI TEMPI, NEI TVC A MASCHERA

(Da «Télévision» - Dicembre 1967)

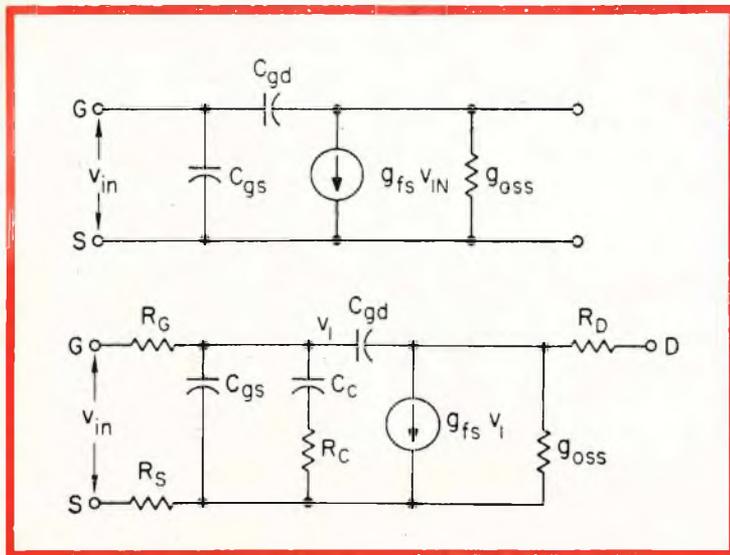
La tecnica di funzionamento a transistori di un ricevitore completo per televisione a colori, munito di un cinescopio a maschera forata di tipo convenzionale, non presenta soltanto una certa attrattiva sul piano tecnico nei confronti dello specialista, ma costituisce probabilmente la formula dell'avvenire.

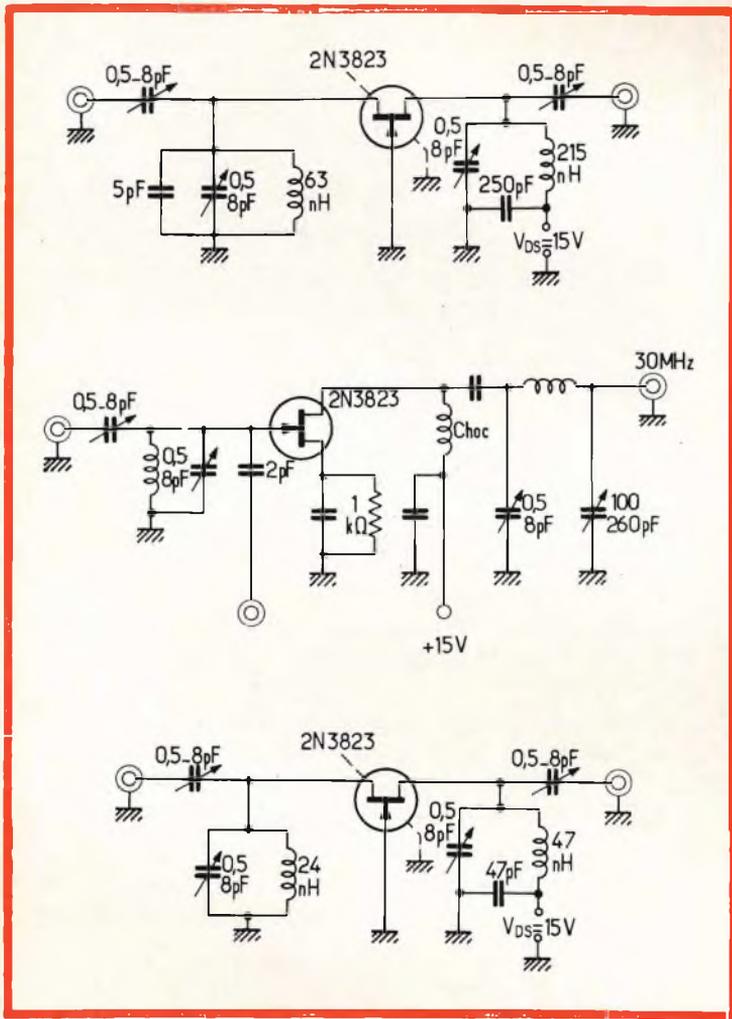
In pratica, l'assieme dei circuiti di un ricevitore a valvole termoioniche consuma una quantità di energia corrispondente ad una potenza dell'ordine di 400 watt. Da ciò deriva il primo inconveniente per l'utente, costituito dal consumo che raggiunge approssimativamente ben 400 Kwh all'anno, sulla base di tre ore di funzionamento quotidiano; energia che — in base alle tariffe praticate

se, ed inferiormente il circuito equivalente più completo di un transistoro ad effetto di campo, utile per valutare le prestazioni del transistoro nei confronti di frequenze elevate.

Agli effetti delle possibilità di impiego dei suddetti tran-

ne: in alto, si osserva in primo luogo un amplificatore funzionante sulla frequenza di 105 MHz, del tipo denominato a «griglia comune»; il circuito centrale rappresenta invece un amplificatore funzionante sui 200 MHz, ed il circuito in basso rappresenta infine un esempio di impiego





dall'Ente che distribuisce l'energia elettrica — rappresenta una spesa non trascurabile.

D'altra parte, dal momento che buona parte di questa energia viene trasformata in calore assai difficile da dissipare, proprio a causa del suo valore elevato, i componenti del ricevitore risultano sottoposti a condizioni di funzionamento assai sfavorevoli ad una loro lunga durata, e ciò indipendentemente dalla qualità e dalla classe commerciale o professionale cui essi appartengono.

Da tutto ciò deriva l'interesse che questo articolo presenta, articolo nel quale i problemi che risultano apparentemente i più ardui per la realizzazione di televisori a colori funzionanti a transistori vengono considerati dal punto di vista della base dei tempi, e — in particolare — per l'esplorazione orizzontale dello schermo, nonché per la produzione della tensione dell'anodo finale.

Grazie al fatto che — per quanto riguarda la televisione a colori — lo standard adottato in Francia è basato sul funzionamento a 625 ri-

ghe, come lo sarà il sistema in vigore in Italia, la nota può essere interessante anche per i nostri tecnici.

UN « TRIAC » DI GRANDISSIMA POTENZA

(Da « *Electronique Professionnelle* » - Novembre 1967)

Prima di abordare il principio di funzionamento del triac, è bene rammentare che questo elemento consiste semplicemente in due thyristori collegati tra loro in opposizione di fase.

Un thyristore presenta la proprietà di essere unidirezionale, per cui la tensione alternata viene bloccata in un senso, mentre è suscettibile di controllo nell'altro. In numerose applicazioni, in cui si desidera controllare entrambe le alternanze di una tensione, questa caratteristica costituisce pertanto un inconveniente. Il problema è stato comunque risolto nei circuiti funzionanti a grande potenza, impiegando due thyristori collegati in opposizione di fase, e — più semplicemente — impiegando un « triac ».

L'articolo inizia considerando il funzionamento di questo dispositivo su base teorica, e — dopo alcune considerazioni a carattere pratico — conclude affermando che il tempo di estinzione è dell'ordine di 15 microsecondi per il tipo alla quale si fa riferimento, mentre il tempo di conduzione è compreso tra 2,5 e 4,5 microsecondi. La caratteristica più importante del dispositivo semiconduttore descritto risiede comunque nel fatto che il suo funzionamento è limitato da una frequenza massima di 2 kHz.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



RICOSTRUZIONE DEL TEMPO

I romanzi di fantascienza, come è noto, hanno un antenato nell'opera di H. G. Wells « La macchina del tempo » pubblicata nel secolo scorso. Innegabilmente il cammino a ritroso nel tempo è una ipotesi assai suggestiva, e la fantasia degli autori fantascientifici ne è stata più volte esaltata.

Scientificamente abbiamo la nozione della misura del tempo, non del tempo in sé stesso il quale, concettualmente, appartiene alla filosofia. Perciò, allo stato attuale dello scibile, l'inversione di marcia del tempo non può che restare nel mondo fiabesco. Soltanto degli esseri a quattro dimensioni, invece delle tre in cui siamo limitati, potrebbero muoversi avanti e indietro nel tempo come nello spazio.

In mancanza di ciò, il nostro intelletto « ricostruisce » in forme simboliche ciò che non può sperimentare direttamente. Da quando esistono i calcolatori elettronici, è possibile almeno « simulare » i fenomeni.

Un progetto dello State Geological Survey del Kansas, cui è interessata congiuntamente la Stanford University, prevede di simulare alcuni processi geologici come depositi fluviali, scogliere d'alghe e altri tipi di sedimentazioni con sviluppo progressivo e deformazioni strutturali pari alla realtà. In tal modo, i risultati di alcuni milioni di anni di storia geologica possono essere esaminati dal calcolatore elettronico in un quarto d'ora.

PIEZOELETTRICITÀ IN NATURA

Come tutti sappiamo, la piezoelettricità è la proprietà di alcuni cristalli di trasformare una forza meccanica in forza elettrica: per esempio, se vengono colpiti o sottoposti ad una variazione di pressione.

Ebbene, la Natura applica la piezoelettricità da centinaia di milioni di anni, da molto prima, cioè, che apparisse sulla terra l'Uomo, il quale si illude di creare cose nuove per mezzo della propria intelligenza, ma poi si accorge, immancabilmente, di avere « inventato l'ombrello » come suol dirsi.

Si è scoperto recentemente, infatti, che gli otoliti, cioè delle pietruzze costituite da concrezione di calcio, esistenti nell'apparato auricolare dei pesci, producono un notevole effetto piezoelettrico e consentono, ai pesci naturalmente, di percepire a che

livello di profondità stanno nuotando, di « intendere » le frequenze delle onde sonore, nonchè di avere il senso della posizione e dell'equilibrio.

GIRO D'ITALIA

E' raro che io scriva di sport, ma ogni tanto ci vuole. L'ultima — e finora unica volta — ciò è avvenuto nel febbraio di quest'anno per le olimpiadi invernali.

Questo mese dirò del ciclismo. Chi avesse la fortuna di possedere vecchissime copie di un giornale satirico-umoristico dal titolo « Guerin Meschino », ora totalmente dimenticato salvo dagli anziani, troverebbe in un numero del 1909 la caricatura dell'arrivo del primo Giro d'Italia, dovuta al disegno del grande artista Aldo Mazza, anch'egli dimenticato.

Vi si scorgono i corridori affaticatissimi avviarsi al traguardo con varie fasce e cerotti, nonchè le fasce sulle ruote e sui manubri messe alla maniera di chi soffre il mal di denti, coi due lembi uscenti dal nodo a orecchie di coniglio.

Il caricaturista è colui che « ridentio castigat mores » ma ciò non va inteso nel senso che la gara sportiva fosse cosa riprovevole, tutt'altro. L'artista aveva capito l'interesse nascente del pubblico e, diciamo pure, intuito l'utilità per il progresso tecnico e civile di quella manifestazione. La sua acuta analisi poneva in risalto ciò che bisognava modificare per avviarsi al perfezionamento: le strade, a quel tempo petrose e polverose, e i mezzi meccanici, a quell'epoca macchinosi e pesanti.

Si dice che gli artisti spingano lo sguardo al futuro, e senza dubbio la caricatura del Mazza auspicò più o meno coscientemente le strade asfaltate e i mezzi snelli e leggeri che a noi sembrano più che normali. Vale la pena, per apprezzare le conquiste raggiunte e goderne compiutamente, sia pure dal punto di vista di spettatori o tifosi, riandare ai tempi eroici e ripensare il lungo faticoso cammino dei tecnici e degli sportivi.

In questo 1968, sfreccerà per le strade del Giro d'Italia, fra le altre, la Squadra G.B.C., il cui capitano è Cribiori. Non lo dico perchè facciate il tifo per loro, in quanto ognuno ha i suoi beniamini. E' una notizia di cronaca, di cui gli interessati troveranno i dettagli nei giornali sportivi e nelle cronache radiofoniche e televisive. Anzi, come telecronisti del ciclismo, in Italia abbiamo degli autentici assi.

CAPITA A TUTTI

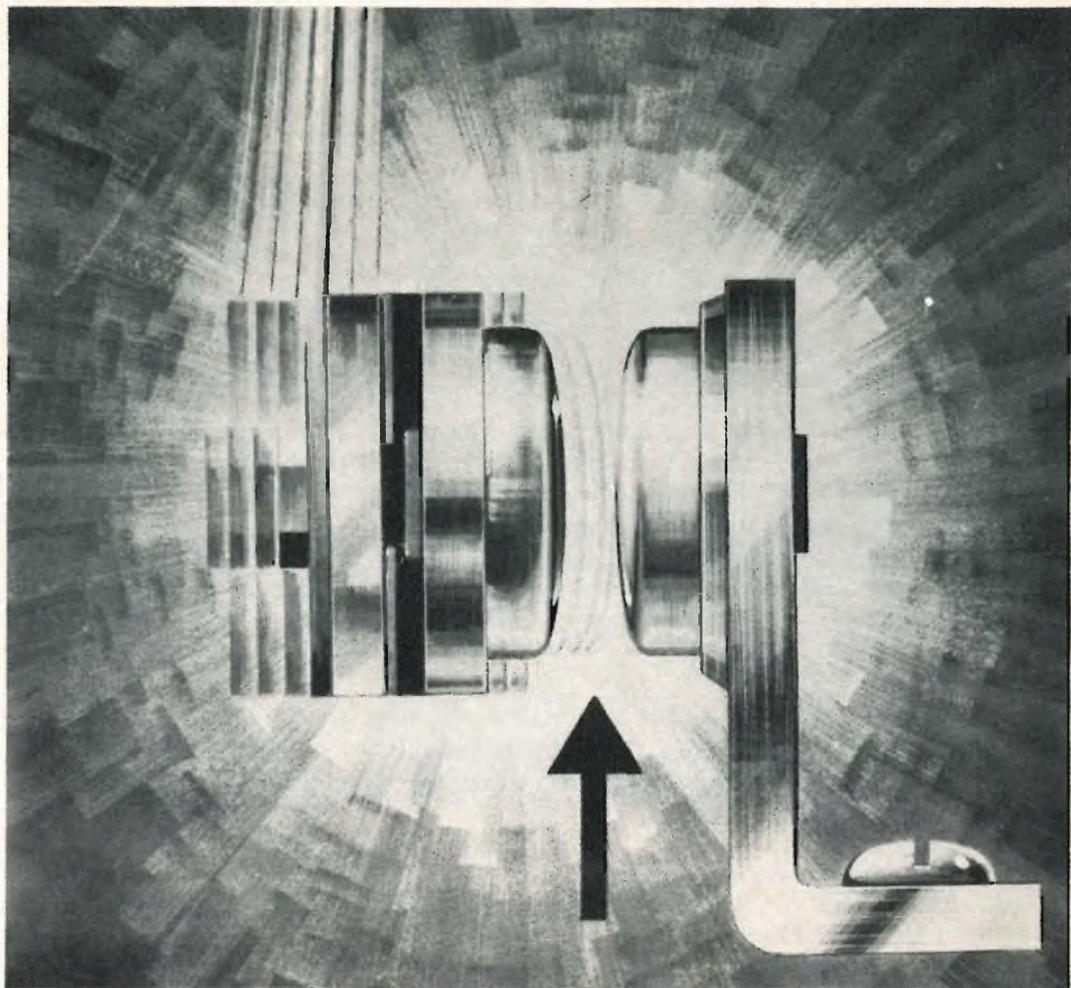
Capita a tutti di prendere abbagli, anche agli scienziati. Questa storia, tuttavia, non è vera ma bene inventata da uno scienziato, Arturo Eddington, vissuto dal 1882 al 1944, astronomo, fisico e scrittore. Solo un uomo di scienza può avere sufficiente spirito per sorridere delle limitazioni umane che non risparmiano nessuno.

Dunque: un naturalista, pescando in mare con la rete, si accorse che i pesci erano lunghi da cinque centimetri in più.

Avendo provato e riprovato, secondo il metodo sperimentale, formulò la legge: — In natura, nessun pesce ha lunghezza inferiore a cinque centimetri.

A questo punto sopraggiunse un pescatore il quale, intesa la sentenza del naturalista, si rivolse a quest'ultimo e gli disse: — Professore, guardi la larghezza delle maglie della rete che sta usando: per forza non trova pesci più piccoli di cinque centimetri, scappano tutti fuori.

Zio Ruben



Only Electrolube* applied here, will remove tarnish ■
protect surfaces ■ prevent pitting and metal transfer
■ reduce arcing ■ prevent contact bounce ■ and only
Electrolube* will improve conductivity and give extra
reliability and longer life to all electrical contacts ■

*RFGD. TRADE MARK

only
ELECTROLUBE*

ELECTROLUBE LTD OXFORD AVE SLOUGH BUCKS Tel: Slough 25574

PO104

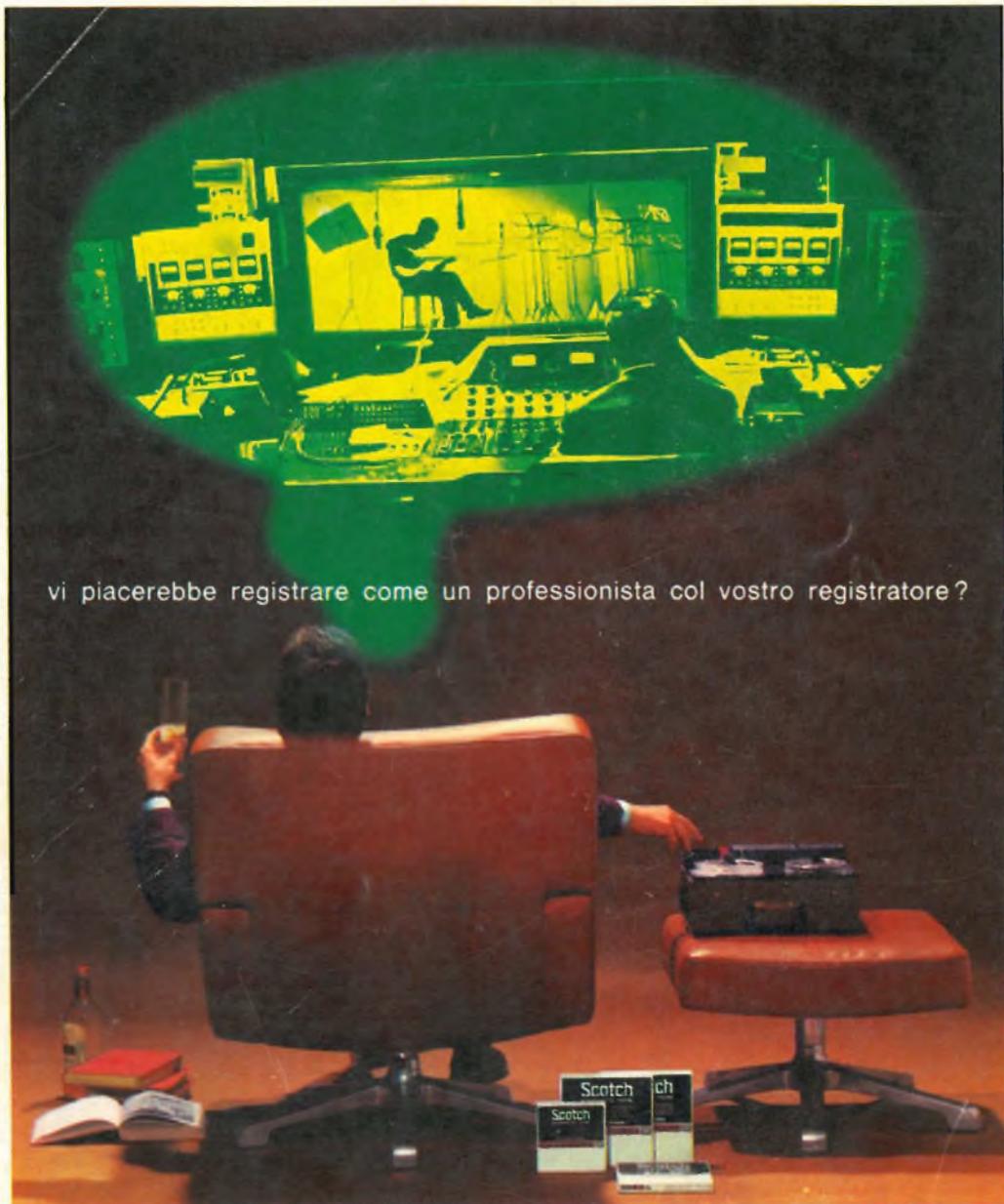


BEOLAB 5000

Amplificatore stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Ingressi per registratore, pick-up magnetico e piezo, microfono sintonizzatore e ausiliario con regolazione di sensibilità. Comandi volume, bilanciamento toni alti e bassi a scala lineare. Controllo automatico contro i cortocircuiti. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato. Potenza d'uscita musicale per canale: 75 W; risposta di frequenza: $20 \div 20.000$ Hz $\pm 1,5$ dB; sensibilità pick-up magnetico: 4 mV; sensibilità altri ingressi: 250 mV; distorsione armonica: 0,2%; rapporto segnale/disturbo: 60 dB; controllo di tono: ± 17 dB a 50 Hz, ± 14 dB a 10 kHz; impedenza: 4 Ω ; alimentazione: 110 \div 220 V; dimensioni: 470 x 96 x 250.

BEOMASTER 5000

Sintonizzatore FM stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Regolazione del livello di uscita. Comando per silenziamento (muting). Decoder stereo incorporato con funzionamento automatico. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato. Entrata d'antenna: 75 e 300 Ω ; gamma di sintonia: $87 \div 108$ MHz; risposta di frequenza: $20 \div 15.000$ Hz ± 2 dB; distorsione armonica: 0,4%; rapporto segnale/disturbo: 75 dB; sensibilità: 1,5 μ V; separazione decoder: 40 dB; livello d'uscita: 1 V; alimentazione: 110 \div 240 V - 50 Hz; dimensioni: 470 x 96 x 250.



vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore?

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico **Scotch** DYNARANGE

- **minimo rumore di fondo**
- **maggior fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.

Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni. **Maggior fedeltà di registrazione:** SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.

Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,76 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; Infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore la capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA