

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

2

PRIMA PUNTATA:
CORSO DI TV
A COLORI



ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.15	GERMANIA	D. M. 2.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.80	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. S. 3.30	SUD - AFRICA	R. 6.80
CANADA	\$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 59.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	\$ 1.60
ETIOPIA	\$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Febbraio/Marzo 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO
ELETTRICHE * FIVRE



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
Polioidi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

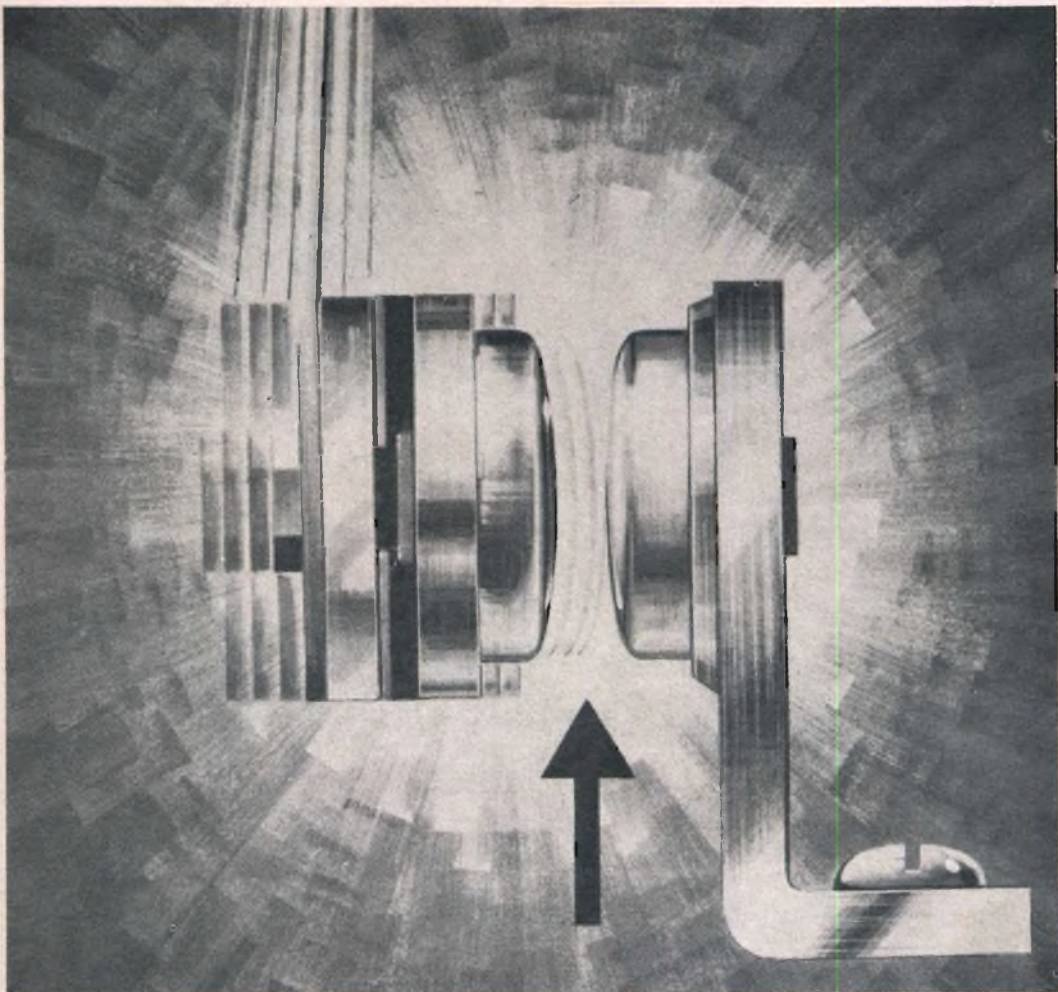
Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

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



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 ■

only
ELECTROLUBE*

ELECTROLUBE LTD OXFORD AVE SLOUGH BUCKS Tel: Slough 25574

P0104

*REGD. TRADE MARK

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

una vasta gamma di
tipi standard a strato
di carbone e a filo

modelli speciali per
ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettrico

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - 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

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

N. 2 - Febbraio 1967

S O M M A R I O

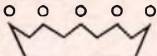
IN COPERTINA:			
Il triangolo del colore		Semplici circuiti a transistor per impieghi industriali - II parte	271
Televisione sperimentale a colori - II parte	203	Il rettificatore controllato - I parte	281
Amplificatore per B.F. con generatore di tremolo	213	La scrivania dello zio	292
Misura della temperatura dei dissipatori dei transistor	217	Le batterie refrigeranti sull'effetto Peltier	295
Amplificatore da 30 W per strumenti musicali	221	Il Mistor	313
Il trionfo della tecnologia	225	HI-FI Stereo Review STR	317
Collegamento di altoparlanti	231	La compensazione termica nei transistor al silicio	321
Modulo rivelatore per cellule fotovoltaiche	237	Determinazione pratica dell'orientamento di taglio nei diamanti industriali	327
Interruttore statico di alta potenza per carichi a corrente pulsante	241	Prova transistor	339
Oscillatore a ponte di Wien	245	Relè senza contatti a Tyristor	345
Capacimetro	249	Nuovissimo analizzatore Chinaglia mod. 660	357
Riduttore di tensione 220 ÷ 110 V	251	Panorama radiofonico	360
Alimentatore stabilizzato e filtrato	255	Le valvole termoioniche riceventi - XV parte	365
Microtrasmettitore FM per i 36,4 MHz	259	Rassegna delle riviste estere	375
Corso di televisione a colori	264	I lettori ci scrivono	385

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza Castello n. 22 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M.

S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 400. numero arretrato L. 800 - Abbonamento annuo L. 4.000, per

l'Estero L. 5.500. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

REX  **RIAM**



LA MIGLIORE GARANZIA

**oltre
20.000.000
di REX RIAM
venduti
nel mondo**



RIAM

RIAM SERVICE

11-13 rue de Bourg 1001 Lausanne

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI


 Parte II

Si descrive il progetto dell'amplificatore della frequenza intermedia con particolare riguardo ai circuiti di controllo del guadagno, che devono essere molto più accurati e devono « rispondere » con molta più precisione di quella richiesta in un normale televisore in bianco e nero.

Dopo aver descritto mediante lo schema a blocchi le funzioni dei vari circuiti, inizieremo, a partire da questo numero, l'esame dettagliato del funzionamento dei medesimi. Naturalmente, inizieremo dai circuiti d'ingresso del ricevitore i quali, in forza del **principio della compatibilità** presentano le stesse caratteristiche degli analoghi circuiti già usati nel televisore in bianco e nero.

I selettori di canali

Potranno essere impiegati dei normali selettori di canali per il bianco e nero. Per esempio, il classico selettore VHF Philips equipaggiato con le valvole PC 900 + PCF 801.

Per i segnali UHF (e quindi per il segnale del colore vero e proprio, dato che, com'è noto, il « colore » viene trasmesso nelle bande IV e V - « secondo canale »), si potrà impiegare il sintonizzatore equipaggiato con i transistor al germanio AF 139

rispettivamente nello stadio amplificatore R. F. ed in quello convertitore autooscillante.

L'amplificatore della frequenza intermedia

È a tre stadi, accoppiati con trasformatori passa-banda. Le valvole impiegate sono nell'ordine: la sezione pentodica della decal PCF 201, una EF 183 e la sezione pentodica di una seconda decal PCF 200. Quest'ultima è la valvola che precede il rivelatore video vero e proprio nonché il rivelatore del segnale audio e del disturbo (vedremo in seguito a che cosa servirà questo segnale-disturbo rivelato). Tutti i trasformatori sono accordati alla frequenza centrale della banda-passante F.I. e cioè alla frequenza di 36,5 MHz. Anziché avere un sfalsamento nell'accordo dei vari trasformatori abbiamo uno sfalsamento nello smorzamento dei medesimi (staggered damping).

L'accoppiamento tra primario e secondario di ciascuno dei tre filtri passabanda è **puramente capacitivo**. La frequenza della portante F.I. video è 38,9 MHz. Nel circuito di accoppiamento tra l'uscita dei selettori e l'ingresso dell'amplificatore F.I. si trovano tre circuiti « trappola » e precisamente quello che provvede ad eliminare il segnale delle portanti audio e video dei canali collaterali (rispettivamente, 40,4 MHz e 31,9 MHz) ed infine quello che provvede ad attenuare il segnale audio del canale che si vuole ricevere (33,4 MHz). Questi circuiti trappola vengono ad essere in parallelo: 1) al condensatore cosiddetto di « foot coupling » (68 pF) del 1° filtro passabanda (il cui primario si trova incorporato già nel selettore) e, 2) all'altro « foot coupling » (« link » tra il primario e il secondario di detto filtro).

Il circuito che « intrappola » la portante del suono del canale adiacente (L_4) viene accoppiato al secondario di questo filtro di banda d'ingresso dell'amplificatore F.I.

(L_3), sia per via induttiva che per via capacitiva. Il resistore di smorzamento (5,6 k Ω) del secondario di questo filtro di banda viene collegato sul « punto caldo » di questo circuito trappola. In questa maniera si riesce ad ottenere un « fattore di reiezione » della portante del suono del canale adiacente molto elevato, e nello stesso tempo non viene introdotta una notevole distorsione della **caratteristica del ritardo di gruppo**. Inoltre, collegando le altre trappole (L_1 e L_2) al condensatore da 68 pF (foot coupling), si migliora considerevolmente la curva di selettività di tutto il circuito d'ingresso. In questa maniera, il fattore di soppressione risulta elevato sia per le frequenze più elevate della frequenza della portante audio del canale adiacente (40,4 MHz), sia per quelle più basse di quelle della portante video del canale adiacente (31,9 MHz). Ciò è dovuto alla natura capacitiva o induttiva assunta dalle trappole nei confronti delle frequenze che si trovano al di sopra o al di sotto delle rispettive frequenze di accordo delle trap-

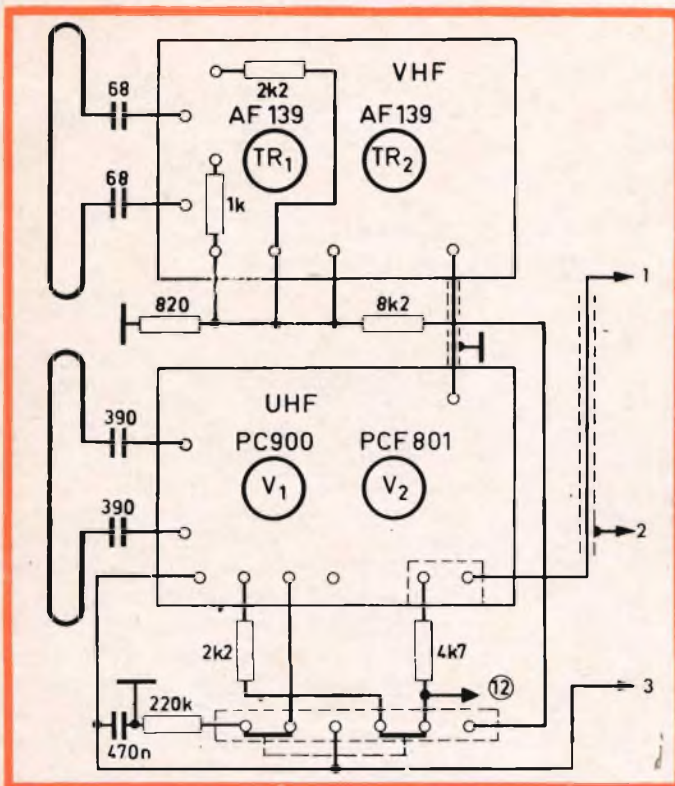


Fig. 3 - Schema a blocchi della sezione RF del ricevitore.

1-2 = Ingresso amplificatore F.I. (vedi fig. 4); 3 = Tensione C.A.G.

pole stesse. In qualsiasi caso quindi, la influenza delle summenzionate trappole sul condensatore « foot coupling » del filtro di banda è tale che l'accoppiamento fra primario e secondario del filtro stesso risulta fortemente indebolito per quelle frequenze che si trovano al di fuori della banda passante del circuito d'ingresso.

Il circuito anodico dell'ultimo stadio a F.I. è collegato a due circuiti rivelatori. Uno di questi circuiti a diodo provvede a rivelare i due segnali rispettivamente di luminanza e di crominanza. Questo circuito rivelatore (D_3) contiene un'altra trappola (L_{20}) che provvede ancora una volta a sopprimere la portante audio. Complessivamente, tale portante risulta soppressa nella misura di circa 45-50 dB. Nelle figg. 5, 6, 7 e 8 sono riportate le curve di risposta di ciascun stadio dell'amplificatore della F.I. mentre la fig. 8 riproduce la curva di risposta complessiva di tutto l'amplificatore F.I. misurata al rivelatore del segnale di luminanza (D_3).

Il secondo rivelatore, costituito dalla sezione triodica della decal PCF 200 (V_5) è del tipo a impedenza d'ingresso infinita (fig. 10), e viene usato per estrarre sia la portante audio a F.I. sia il segnale del rumore. Questo stadio è preceduto da un filtro passa-banda a doppio accordo ($f = 35$ MHz) che attenua considerevolmente la portante video a F.I. Tale portante non viene soppressa completamente allo scopo di poter effettuare con la portante a F.I. audio (33,4 MHz), il noto battimento a 5,5 MHz che diventa la nuova portante audio intercarrier modulata in frequenza. La soppressione della portante video assicura una rivelazione dei segnali di disturbo molto efficace anche nel caso in cui tali segnali posseggono una ampiezza inferiore a quella della stessa portante video. Il circuito anodico di questo triodo oltre che al successivo stadio amplificatore dell'audio intercarrier è collegato anche al separatore dei segnali di sincronismo e allo stadio « rivelatore » della tensione per il C.A.G.; e ciò allo scopo di immunizzare i suddetti circuiti dall'influenza dei segnali di disturbo.

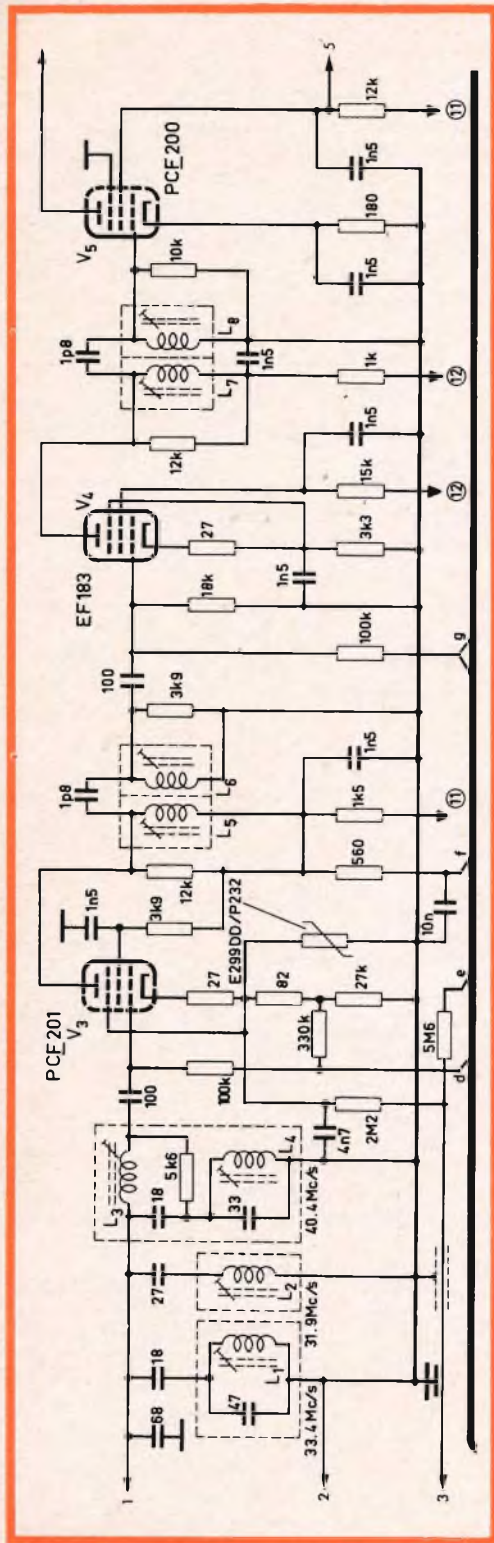
3.3 IL CIRCUITO DEL C.A.G.

Il guadagno dell'amplificatore della F.I. viene regolato nel primo stadio dell'amplificatore stesso **per segnali in antenna inferiori al livello di 3-10 mV**. Per segnali superiori a questo livello, il guadagno viene controllato principalmente nello stadio a R.F. del selettore di canali VHF oppure nello stadio mescolatore del medesimo quando questo stadio funziona da 1° stadio amplificatore F.I. nella ricezione dei canali U.H.F.

Un ricevitore a colori deve possedere delle **caratteristiche anti-modulazione incrociata e anti-rumore** molto più spiccate di quelle richieste in un ricevitore bianco e nero. Le caratteristiche anti-rumore devono essere molto più spiccate per il semplice fatto che il segnale di crominanza, ed in particolare, la componente (B-Y) di tale segnale ha un'ampiezza inferiore a quella del segnale di luminanza; tale confronto viene fatto naturalmente con un segnale a barre colorate sature. Per di più, questa componente (B-Y) del segnale di crominanza viene amplificata successivamente fino ad avere un livello doppio del picco del segnale di luminanza applicato al cinescopio.

Ciò significa che il segnale di crominanza in generale, e la componente (B-Y) in particolare, vengono amplificate molto di più del segnale di luminanza, e di conseguenza sono più soggetti ad essere « deteriorate » dai segnali di disturbo. Per questo motivo il circuito del C.A.G. dovrà incominciare a controllare il guadagno dello stadio amplificatore R.F. del selettore solo quando il rapporto segnale/disturbo è diventato accettabile, e cioè quando il livello del segnale d'ingresso è di circa 3 mV.

Negli schemi elettrici riportati nelle figg. 3-4-10 si vede come il guadagno del selettore di canali venga controllato dalle variazioni della tensione di catodo del primo stadio amplificatore della F.I. (V_3F), supposto naturalmente che tale tensione sia sufficientemente bassa da permettere di far apparire una tensione negativa alla giunzione del partitore ($R_0 = 2,2$ M Ω ,



$R_{12} = 5,6 \text{ M}\Omega$) tra la tensione proveniente dal catodo e una tensione negativa **fissa** del valore di -36 V .

In questo circuito, la corrente di griglia dell'amplificatore R.F. del selettore (V_5) impedirà che la griglia diventi positiva nel caso in cui l'intensità del segnale risulti troppo bassa per fare entrare in funzione il circuito che controlla il guadagno del selettore.

Il valore giusto della corrente di catodo della valvola amplificatrice F.I. (PCF 201) ha un unico valore ($\approx 500 \mu\text{A}$) quando il segnale in antenna ha un'intensità di 3 mV . Per avere quindi un controllo del guadagno del selettore molto sensibile, bisognerà scegliere per il resistore di catodo un valore molto elevato ($27 \text{ k}\Omega$). È evidente però che un siffatto valore elevato non potrà consentire alla valvola di dare la massima amplificazione possibile quando il segnale d'ingresso ha un livello molto basso. È per questo motivo che a tale resistore viene posto in parallelo un varistore (VDR) che lascia passare una corrente catodica di 12 mA quando ai suoi estremi si forma una caduta di tensione di circa 40 V . L'inserimento di questo varistore non influisce sul funzionamento della valvola in corrispondenza di bassi valori della corrente catodica, dato che in questi casi la sua impedenza è molto più elevata del valore di $27 \text{ k}\Omega$.

Se non si prendono misure in questo senso, un'eventuale riduzione del contrasto produrrebbe automaticamente un aumento della tensione del C.A.G. e di conseguenza un peggioramento del rapporto segnale/disturbo. Per evitare questo inconveniente, anche nel secondo stadio F.I. viene montata una valvola **a pendenza**

Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore della frequenza intermedia. 1-2 = Al selettore di canali; 3 = Tensione C.A.G. al selettore di canali; 4 = al primario del filtro dello stadio rivelatore audio/disturbo $d = d$ di fig. 10; e = alla III griglia del Killer; f = f di fig. 10; g = g di fig. 10.

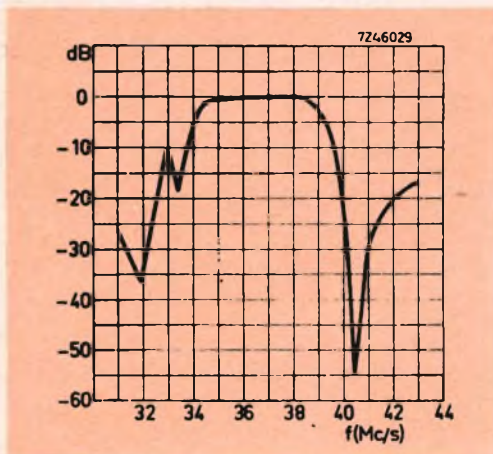


Fig. 5 - Curva di risposta del circuito di accoppiamento tra selettore e 1° stadio dell'amplificatore F.I.

variabile (V_d) la cui tensione negativa di griglia può essere variata dal potenziometro del contrasto. In questa maniera, una riduzione del contrasto implica solo una riduzione del guadagno del secondo stadio dell'amplificatore della F.I. mentre rimane invariata la tensione C.A.G. del selettore, e di conseguenza il rapporto segnale/disturbo.

3.3.1 Sovraccarico della griglia schermo dell'ultima valvola dell'amplificatore della F.I.

Per il funzionamento del circuito del C.A.G. si richiede un impulso di riga. Di conseguenza, durante il periodo di riscaldamento dei filamenti non avremo alcuna tensione C.A.G. Se l'impedenza del circuito di griglia schermo dell'ultima valvola dell'amplificatore della F.I. è troppo basso, la mancanza della tensione C.A.G. può produrre un pericoloso sovraccarico della griglia schermo medesima. Il sistema più semplice per evitare questo inconveniente è quello di inserire un resistore di griglia schermo di valore elevato; in questa maniera il valore massimo di dissipazione raggiunto dalla griglia schermo si manterrà entro limiti accettabili.

Questa precauzione però può introdurre una condizione di permanente sovrapi-

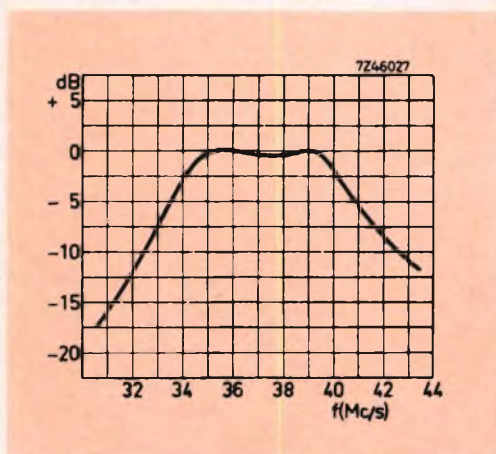


Fig. 6 - Curva di risposta del circuito di accoppiamento tra 1° e il 2° stadio amplificatore della F.I.

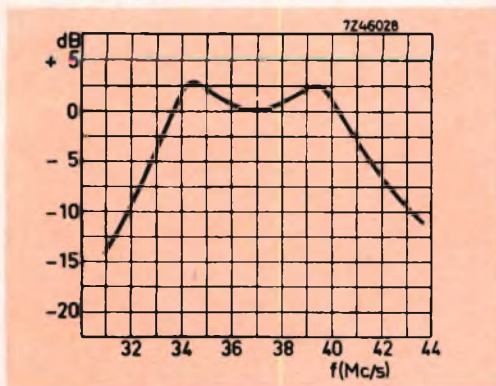


Fig. 7 - Curva di risposta del circuito di accoppiamento tra il 2° e il 3° stadio amplificatore della F.I.

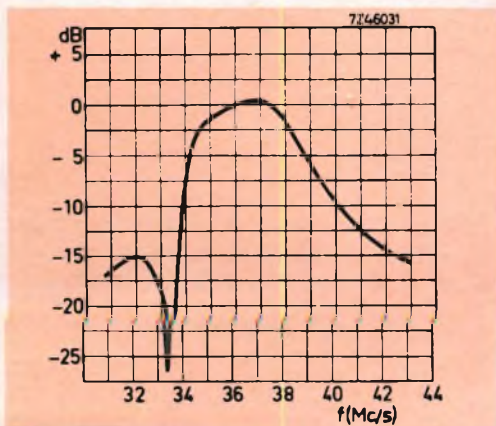


Fig. 8 - Curva di risposta del circuito di accoppiamento posto sull'anodo della 3° valvola F.I.

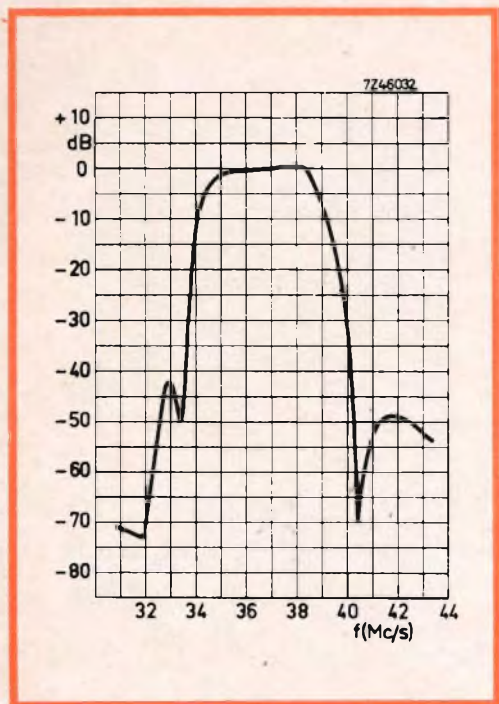


Fig. 9 - Curva di risposta complessiva dell'amplificatore F.I. misurata al rivelatore video (D_3).

lotaggio dell'ultima valvola F.I. durante il periodo in cui non entra in funzione il circuito del C.A.G.

Ciò può essere spiegato nella seguente maniera:

Nei primi istanti durante i quali i filamenti delle valvole raggiungono la temperatura di emissione (accensione del televisore) oppure quando si passa da un canale all'altro, non è presente sulle griglie delle valvole interessate **nessuna** tensione C.A.G. Se il segnale in antenna è forte, nell'ultima valvola F.I. (V5F) si avrà **corrente** di griglia e di conseguenza la corrente di griglia schermo sarà molto elevata. Siccome il resistore di griglia schermo ha un valore elevato, sarà pure elevata la caduta di tensione ai suoi estremi per cui alla griglia schermo della valvola risulterà applicata una tensione molto bassa (per es. 50 V), e di conseguenza anche il valore della corrente anodica scenderà al di sotto dei valori normali. In queste condizioni anche il segnale rivelato avrà un basso

livello, tale da non fare entrare in funzione la valvola del C.A.G. (V 11 F). Difatti, la « tensione di ritardo » presente sul catodo di questa ultima valvola consentirà una circolazione di corrente anodica di questa valvola **solo** nel caso in cui sul rivelatore il segnale abbia un livello superiore a circa 4 V; ora, fintantoché l'amplificatore F.I. risulterà sovrappilotato, questo livello di tensione, per quanto sopra detto, non potrà mai essere raggiunto.

Questo serio inconveniente potrà essere eliminato **accoppiando** il circuito di griglia schermo dell'ultima valvola F.I. con il circuito del catodo della valvola rivelatrice della tensione C.A.G. Pertanto, quando la tensione di griglia schermo dell'ultima valvola F.I. diminuisce, **diminuirà anche la tensione ritardatrice** presente sul catodo della valvola del C.A.G. In questa maniera si avrà formazione della tensione C.A.G., le condizioni di funzionamento ritorneranno normali in quanto il guadagno della 1ª valvola dell'amplificatore della F.I. verrà ridotto, e di conseguenza verrà rimossa la condizione di sovraccarico dell'ultima valvola dell'amplificatore della F.I.

3.3.2 Accoppiamento con la valvola rivelatrice del C.A.G.

Il rivelatore della tensione del C.A.G. è collegato al circuito anodico dell'amplificatore di luminanza. Nei ricevitori in bianco e nero, viene spesso usato l'**accoppiamento catodico**; in questo caso il lato « freddo » del rivelatore video viene collegato al catodo dell'amplificatore video. Una simile disposizione non consentirebbe un prelievo facile del **segnale di crominanza** dal rivelatore video. Questo segnale, infatti risulterebbe mescolato sul catodo con il segnale video il quale in generale è un segnale a banda stretta.

Per eliminare questo inconveniente il circuito rivelatore (D_3) viene collegato direttamente allo chassis e l'accoppiamento con il rivelatore del C.A.G. avviene attraverso l'anodo dell'amplificatore di luminanza. Per avere un circuito C.A.G. **molto**

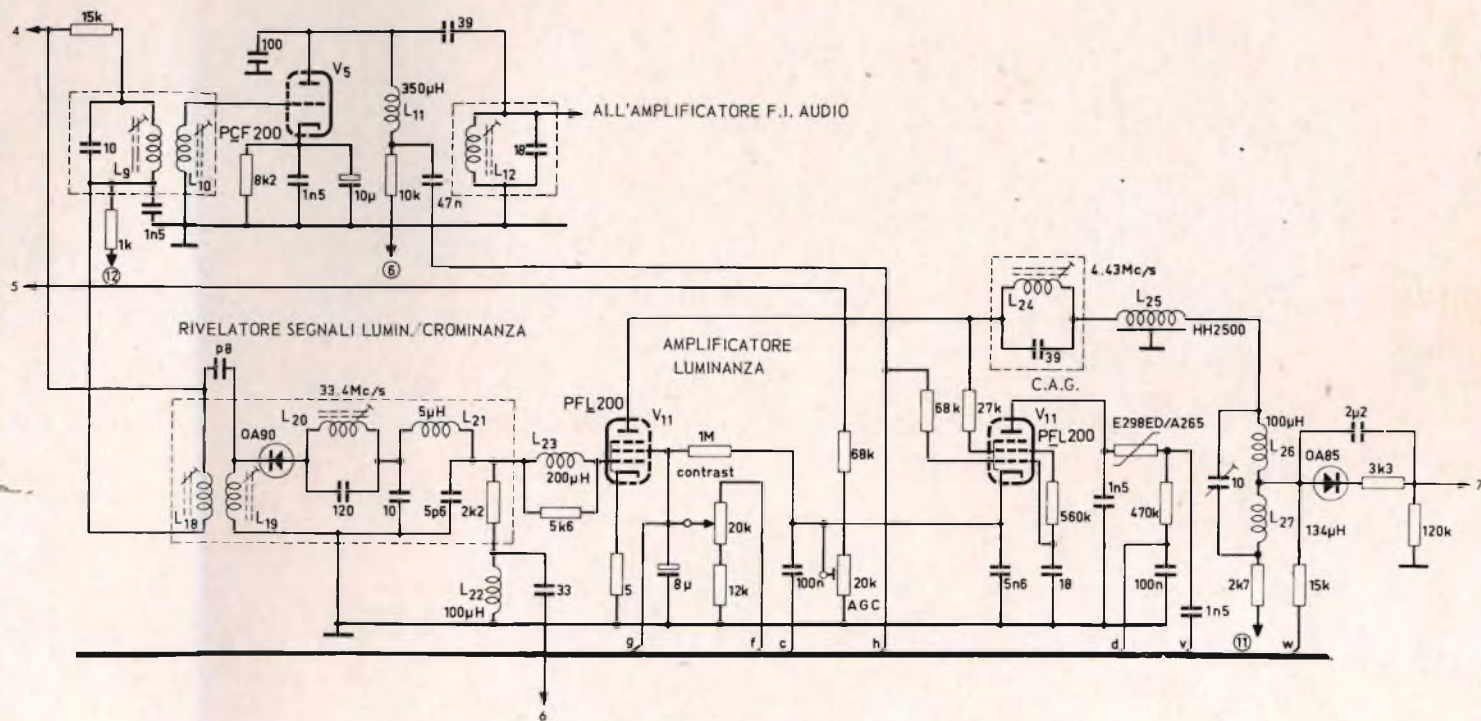


Fig. 10 - Schema elettrico del rivelatore del segnale audio intercarrier (5,5 MHz) e del segnale di disturbo (in alto); (in basso) amplificatore del segnale di luminanza e stadio formatore della tensione del C.A.G. 4-5 = vedi fig. 4; 6 = alla g₁ dell'amplificatore di crominanza; 7 = al cinescopio; c = al separatore di sincronismi; h = alla g₁ del separatore dei sincronismi; d = d di fig. 4; v = al trasformatore di riga; w = alla g₂ del separatore dei sincronismi.

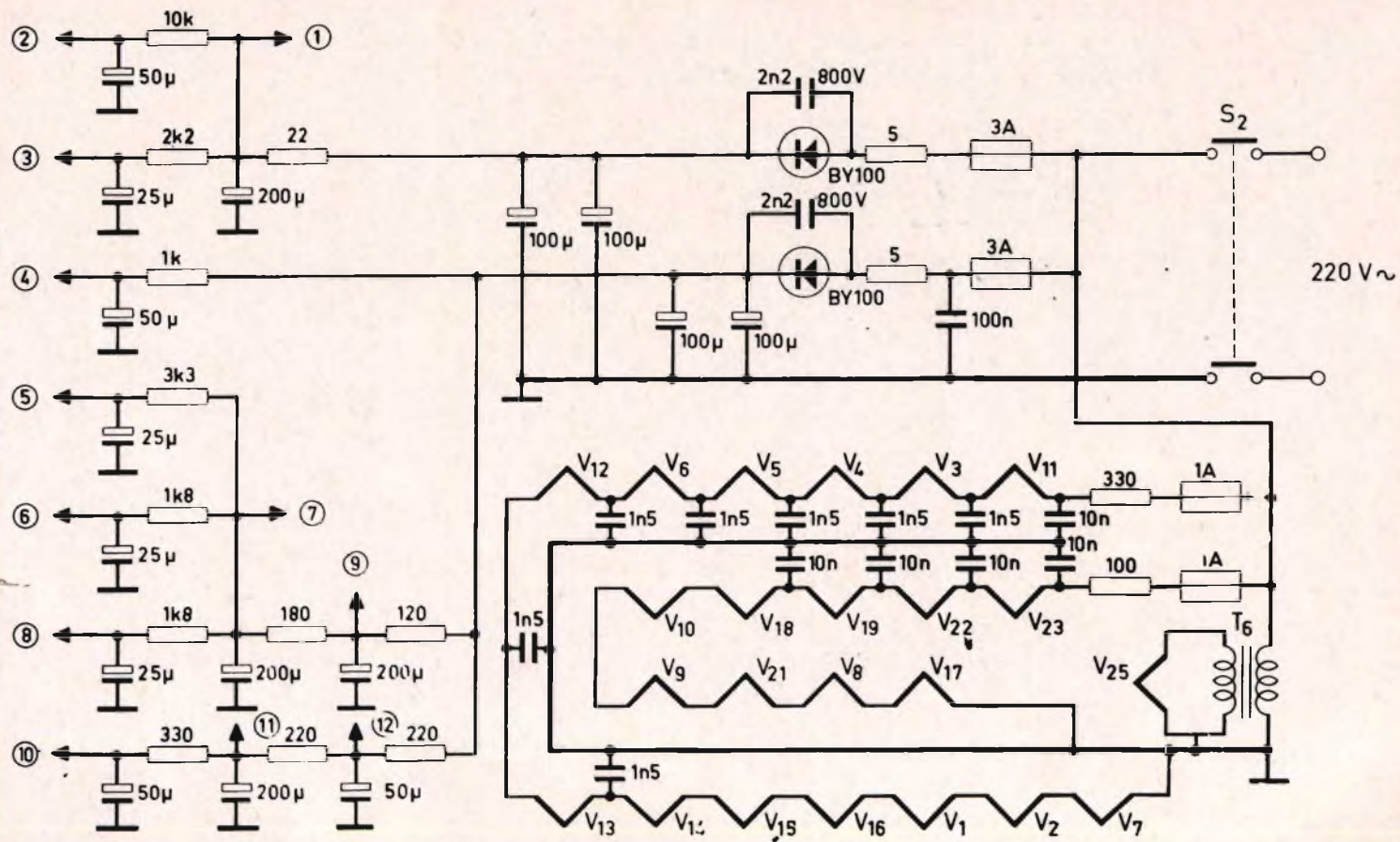


Fig. 11 - Schema elettrico dell'alimentatore del ricevitore.

Krundaal

TEST INSTRUMENTS (A TRANSISTORI)

NOVITA'



TRANSIGNAL AM

— Generatore modulato di segnali a radio frequenza (alta e media) con funzione di analizzatore elettronico per la taratura e la localizzazione del guasto negli apparecchi radio a transistori.

L. 12.800

TRANSIGNAL FM.

L. 18.500

CAPACIMETRO

AF. 101

L. 29.500

FET MULTITEST

Il primo tester elettronico con transistori ad effetto di campo.

- FUNZIONAMENTO ISTANTANEO
- TOTALE INDIPENDENZA DELLA RETE LUCE
- ASSOLUTA STABILITA' DELLO ZERO IN TUTTE LE PORTATE
- NESSUNA INFLUENZA SUL CIRCUITO IN ESAME (8 M Ω sul probe)
- AMPIA GAMMA DI MISURA: Volt CC - Volt CA - mA CC - Ω - pF (da 2 pF a 2000 pF).



ONDAMETRO DINAMICO AF 102 GRID-DIP-METER

L. 29.500

GENERATORE TV (VHF UHF)

L. 18.500

— Generatore di barre verticali ed orizzontali per il controllo della stabilità, linearità e sensibilità del televisore.



GRATIS LE CARATTERISTICHE E IL MANUALETTO PER LA RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI - Richiedetelo alla Radioelettromeccanica KRUNDAAL - PARMA - Via F. Lombardi, 6 - 8 - Tel. 24.244

sensibile, il segnale di luminanza viene applicato alla griglia schermo ed in parte anche alla griglia controllo della valvola del C.A.G. Alla prima griglia, viene inoltre applicato anche il segnale di disturbo proveniente dalla valvola rivelatrice del disturbo (V5C).

Per il rivelatore della tensione del C.A.G. si richiede una regolazione della polarizzazione del catodo; ciò allo scopo di assicurare che l'amplificatore di luminanza possa essere pilotato entro tutta la sua caratteristica. Questa regolazione può essere effettuata applicando al ricevitore un segnale di forte intensità e regolando il potenziometro del C.A.G. ($R_{62} = 20 \text{ k}\Omega$) in maniera che i picchi dei segnali di sincronismo sull'anodo dell'amplificatore di luminanza (V_{11L}) raggiungano, con il potenziometro del contrasto al massimo, un livello di circa 15 V al di sotto della tensione di alimentazione (punto + 11).

3.3.3 Costanza del livello del nero

Tra il catodo della valvola del C.A.G. e la griglia schermo dell'amplificatore di luminanza viene inserito un resistore da $1 \text{ M}\Omega$ (R_{58}). Questo resistore serve ad apportare una correzione della « tensione di ritardo » del C.A.G. in funzione della regolazione del contrasto. In questa maniera il livello del nero rimane pressoché costante quando si regola il contrasto.

Siccome tra la « tensione di ritardo » del C.A.G. e l'adatto pilotaggio dell'amplificatore di luminanza esiste una stretta interdipendenza, entrambi questi circuiti dovranno essere alimentati da una **comune** sorgente di alimentazione. Ciò significa che la 1ª valvola dell'amplificatore F.I., la griglia schermo dell'ultima valvola amplificatrice della F.I. e la valvola amplificatrice del segnale di luminanza dovranno essere alimentate dalla stessa sorgente (+ 11). La 1ª valvola F.I. è collegata a questa sorgente attraverso un resistore da 1500Ω (R_{20}). A questo resistore viene collegato anche il punto caldo del potenziometro del contrasto. Il motivo di ciò sarà spiegato più avanti (sezione 3.4).

Anche la griglia schermo dell'ultima valvola amplificatrice F.I. deve essere collegata a questa alimentazione (+ 11) dato che questo punto fornisce la « tensione di ritardo » del C.A.G. Avendo, quindi, la sorgente di alimentazione in comune, sarà molto difficile che si verifichino delle variazioni **indipendenti** dei punti di lavoro

dell'amplificatore di luminanza e del rivelatore del C.A.G. rispettivamente; in questa maniera quindi, l'amplificatore di luminanza verrà sempre pilotato in maniera corretta.

3.3.4 Correzione del C.A.G. durante gli impulsi di sincronismo verticale

In questo ricevitore, il rivelatore del C.A.G. è pilotato dagli impulsi di sincronismo posti, com'è noto, al di sopra del livello del segnale video. La corrente anodica del rivelatore sarà formata, quindi, da impulsi aventi un'ampiezza variabile a seconda se gli impulsi applicati sono quelli di riga o di quadro. Il valore medio di questa corrente anodica durante il tempo in cui sono presenti gli impulsi di sincronismo di quadro tende ad aumentare notevolmente e a produrre quindi un momentaneo aumento nella tensione del C.A.G. La costante di tempo del filtro del C.A.G. non può essere usata per **livellare** questi momentanei impulsi di corrente, in quanto ciò facendo si renderebbe **troppo lento** l'intervento del C.A.G. Il problema si risolve **riducendo la conduzione** del rivelatore del C.A.G. durante gli impulsi di sincronismo di quadro. Ciò si ottiene in pratica applicando al catodo del rivelatore del C.A.G. gli impulsi di sincronismo verticali ricavati dall'anodo della valvola amplificatrice dei sincronismi (V8C).

L. C.

(continua)

N. B. - Alla fine di questa serie di articoli pubblicheremo lo schema completo del ricevitore.

AMPLIFICATORE CON GENERAZIONE DI TREMOLLO

Si descrivono le caratteristiche di un amplificatore per bassa frequenza destinato all'impiego in strumenti musicali. Un particolare circuito, facente parte della sezione preamplificatrice, consente di modulare al 90% il segnale di bassa frequenza mantenendo al minimo il suo tasso di distorsione. La modulazione resta inoltre costante entro tutta la banda dell'amplificatore.

Il presente lavoro aveva lo scopo di studiare le eventuali possibilità di modulare un segnale di bassa frequenza con un oscillatore di piccola potenza e senza introdurre una distorsione addizionale nella nota musicale.

Il circuito è costituito da un preamplificatore a due stadi che pilota, a bassa impedenza, uno degli ingressi dell'amplificatore bilanciato. Il suo dimensionamento è stato calcolato in modo da presentare una impedenza sufficientemente elevata al fonorivelatore magnetico ed un guadagno tale da evitare il sovraccarico del modulatore, e la conseguente distorsione del segnale, in corrispondenza dei massimi valori istantanei che esso può raggiungere.

Il modulatore è costituito essenzialmente da due transistori accoppiati di emettitore e controllati in corrente dall'oscillatore che genera la nota bassa di modulazione la cui frequenza può variare nel nostro caso, tra 5 ed 8 cicli al secondo. Il punto di lavoro dei due transistor ($I_c = 130 \mu A$) viene scel-

to in modo tale da ottenere un guadagno di tensione tra base e collettore il più possibile proporzionale alla corrente di polarizzazione. La variazione di quest'ultima alla frequenza di $5 \div 8$ Hz provoca quindi una corrispondente variazione di guadagno e di conseguenza anche la modulazione del segnale all'entrata. Essendo proporzionale alla corrente il guadagno di tensione, ne deriva la necessità di pilotare il modulatore con una impedenza per quanto possibile bassa. Quest'ultima viene assicurata in ogni caso dai bassi valori scelti per il ramo inferiore del partitore di polarizzazione dell'amplificatore bilanciato. Le correnti di riposo dei due transistor accoppiati vengono uguagliate in assenza di modulazione agendo sul trimmer potenziometrico facente parte del secondo partitore. Portando alternativamente a zero ed al doppio del suo valore di riposo la corrente dei due transistor, il guadagno varia di circa il $\pm 100\%$ cui corrisponde quindi un identico valore del tasso di modulazione.

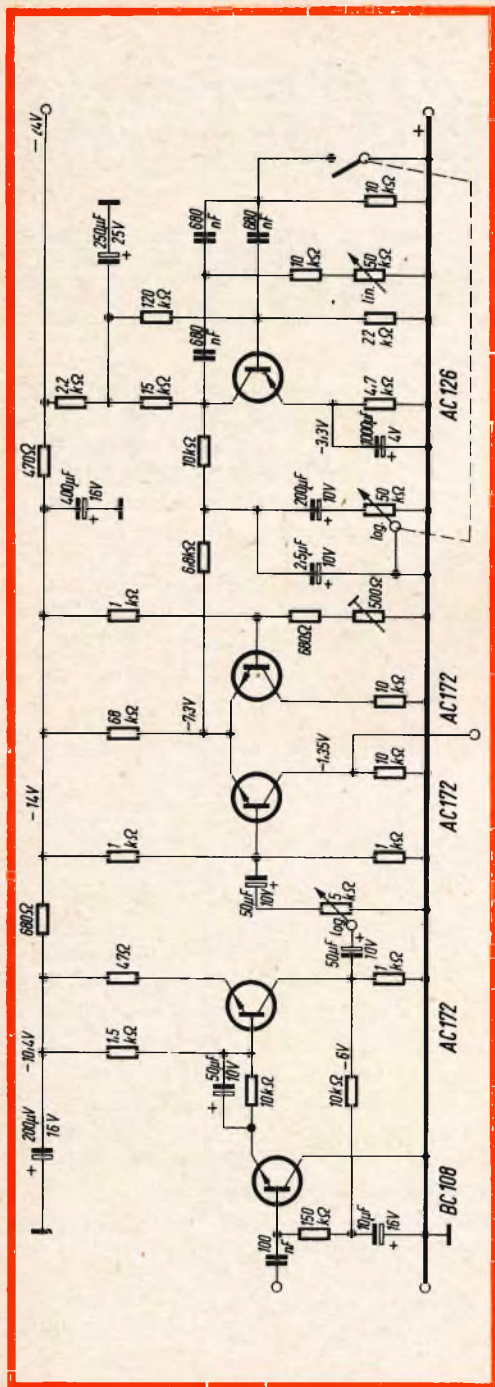


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di « tremolo ».

Al collettore da dove viene prelevato il segnale d'uscita risultano simultaneamente presenti il segnale relativo alla nota musicale modulata ed una oscillazione a bassa frequenza (5 ÷ 8 Hz) che viene ad aggiungersi, con le sue inevitabili armoniche, al segnale originario. Se si ha cura di uscire dall'oscillatore ad alta impedenza, le suddette armoniche della frequenza modulante si mantengono a livello molto basso e la loro eliminazione può essere facilmente ottenuta anche con un semplice filtro passa-alto realizzato con resistenze e condensatori. Volendo, un'ulteriore riduzione potrebbe essere conseguita prelevando il segnale dal collettore mediante un piccolo trasformatore la cui induttanza primaria dovrà essere scelta di valore tale da costituire, col carico trasferito, un secondo filtro passa alto.

La sezione di potenza dell'amplificatore, è realizzata con un circuito convenzionale con stadio finale single-ended pilotato da una coppia a simmetria complementare. L'impedenza d'entrata è dell'ordine dei 10 kΩ, pertanto la sezione modulatrice può essere usata per qualsiasi altro amplificatore a bassa frequenza avente una impedenza d'entrata non inferiore al valore sopra indicato.

Prestazioni

Sensibilità per 8 W di potenza d'uscita: 3 mV.

Impedenza d'entrata del preamplificatore: 90 kΩ.

Massimo segnale in entrata: 150 mV.

Distorsione armonica totale per 8 W di potenza d'uscita (senza modulazione): 2%.

Banda a — 3 dB: 140 ÷ 20.000 Hz.

Tensione di rumore riferita alla potenza massima: — 47 dB.

Profondità di modulazione: 90%.

Frequenza di modulazione: 5 ÷ 8 Hz.

TRANSISTOR PLANARI AL SILICIO PHILIPS



PER IMPIEGHI IN RADIO TELEVISIONE
BASSA FREQUENZA



TELEVISIONE

- Amplificatori F.I. video
BF 167 BF 173
- Amplificatori F.I. audio
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Circuiti a impulsi
BC 107 BC 108
- Amplificatori finali video
BF 177 BF 178

RADIO E AMPLIFICATORI BF

- Amplificatori RF e convertitori FM
BF 115 BF 185 BF 195
- Stadi d'ingresso AM
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Amplificatori F.I. di ricevitori AM/FM
BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Preamplificatori B.F. a basso rumore
BC 109
- Amplificatori pilota
BC 107 BC 108

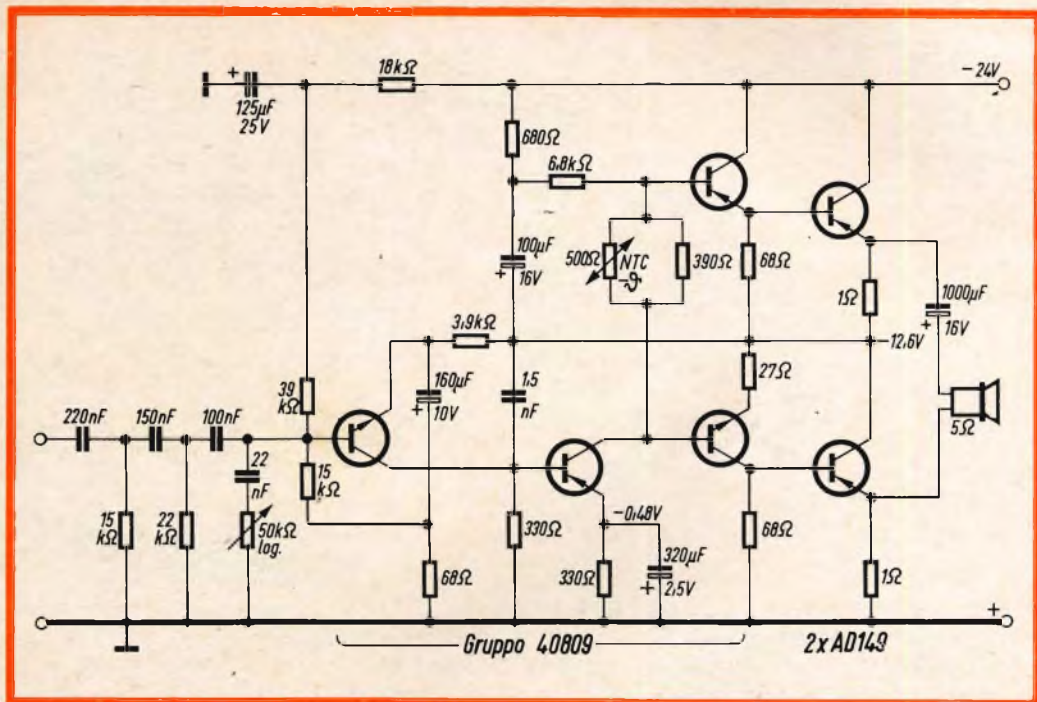


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza.

Residuo totale delle armoniche della frequenza di modulazione: — 35 dB a 8 Hz; — 65 dB a 5 Hz.

Impedenza d'entrata dell'amplificatore di potenza a valle del filtro passa alto: 10 kΩ.

(L.A.E. - Philips)

*

La Marina degli Stati Uniti ha recentemente adottato su una sua unità un giroscopio a tre assi a Laser, con lo scopo di studiarne la sensibilità al rollio, al beccheggio ed allo sbandamento, tutti fattori che influiscono sulla precisione di un rilevamento radar e di conseguenza sul puntamento di un cannone o di un missile. Poichè il giroscopio a Laser utilizza un principio totalmente nuovo — l'azione di due fasci di luce coerente ruotanti in direzioni opposte — per rilevare i movimenti rotazionali non sussiste alcun problema di derive causate da attrito come nei modelli convenzionali. L'apparecchio non usa fragili parti in vetro, come nei tipi da laboratorio, bensì blocchi di quarzo fuso che offrono maggiori garanzie di robustezza, durata e praticità di sostituzione.

Il principio di funzionamento, assai complicato, si può riassumere in breve: il fascio luminoso compie un percorso triangolare di estrema precisione riflettendosi attraverso le tre estremità laser disposte su tre assi diversi.

Il movimento di un asse varia il percorso apparente del fascio e causa una diversità nella frequenza di oscillazione di un singolo raggio; questa variazione viene rivelata da fotocellule e trasformata in segnale numerico utile per le correzioni dell'assetto della nave.

MISURA DELLA TEMPERATURA DEI DISSIPATORI

Si descrive un semplice termometro per la misura della temperatura di radiatori e di altre superfici nella gamma da 20 a 90°C. Esso è costituito da un termistore del tipo a perlina miniatura, una piccola pila, una resistenza variabile e un milliamperometro da 1 mA. La calibrazione è lineare e la precisione globale del dispositivo è superiore a $\pm 2^\circ\text{C}$.

Siccome gli strumenti aventi una deviazione a fondo scala di 1 mA sono poco costosi, la corrente massima che attraversa il circuito è stata regolata a un valore di 1 mA, quando la temperatura del termistore è di 90°C.

Con una corrente massima di 1 mA, che attraversa il termistore, l'effetto autoriscaldante è debole e, a causa del metodo di calibrazione, di poca importanza.

Le normali pile a secco sono da eliminare, perchè presentano una caduta di tensione notevole durante tutta la scarica. Le pile a mercurio sembrano essere una soluzione ideale in quanto esse forniscono una tensione nettamente costante durante la maggior parte della loro durata di vita. Questa scelta però limita la gamma di tensione delle pile a dei multipli di 1,35 V. Si è trovato che due pile al mercurio collegate in serie, per dare una f.e.m. di 2,7 V presentavano la curva di calibrazione più lineare.

Termistore

La scelta del termistore è determinata dalle condizioni seguenti:

- 1) Deve avere una piccola massa termica.
- 3) Deve avere una risposta rapida alle temperature esterne.

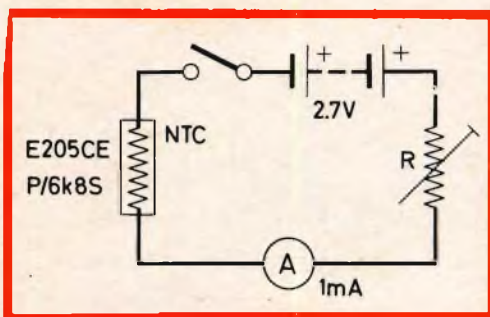


Fig. 1 - Circuito del termometro a termistore. R = resistenza di calibrazione.

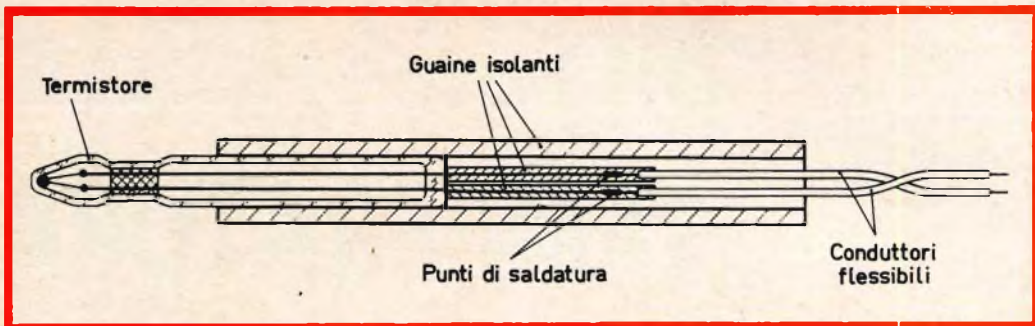


Fig. 2 - Montaggio del termistore.

3) Deve avere un coefficiente elevato di resistenza alla temperatura (fattore «B»).

4) La resistenza del termistore a 90 °C non deve superare 2,7 k Ω , di conseguenza con una tensione della pila di 2,7 V, non sarà piú possibile ottenere una corrente di 1 mA per una deviazione massima dello strumento di misura.

Si è scelto un termistore Philips tipo E205CEP/6K85, perchè la sua resistenza è di 6,8 k $\Omega \pm 20\%$ a 25 °C e circa 700 Ω a 90 °C. Il suo fattore «B» (3725) è il piú elevato nella gamma dei termistori che presentano dei valori di resistenza convenienti.

Essa è del tipo a perlina di vetro miniatura, progettata per una risposta rapida alle variazioni di temperatura. La fig. 2 rappresenta un modo semplice di montare il termistore e di isolare i suoi terminali. Quest'ultimo punto è importante, in quanto il cablaggio dei conduttori del termistore contribuiranno al sovraccarico dello strumento.

I due conduttori provenienti dal termistore sono saldati a dei fili isolati flessibili e i due conduttori nudi cosí che le giunzioni sono isolate l'una dall'altra grazie a una protezione di ciascun filo in una guaina in vinile. L'insieme di montaggio è allora introdotto nella lunghezza della guaina di vinile di un diametro maggiore, di modo che l'estremità del termistore fuoriesca di circa 1,5 cm da una delle estremità del manicotto.

Il diametro del manicotto protettore esterno si adatta rigidamente all'involucro in vetro del termistore.

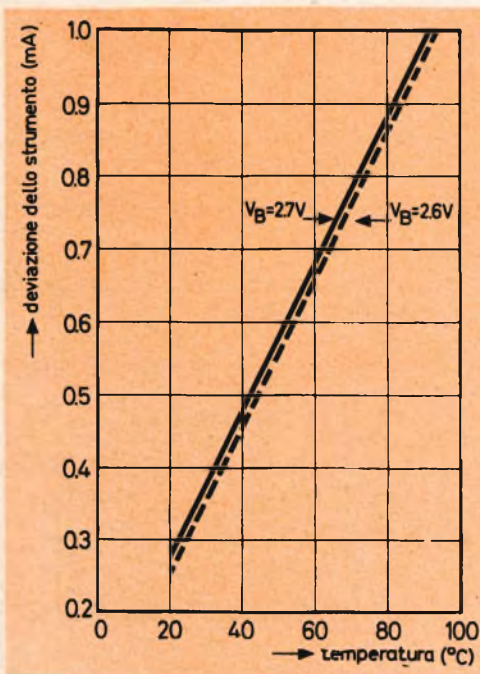


Fig. 3 - Curve di calibrazione ottenute con una temperatura campione.

Calibrazione

La resistenza variabile è regolata al massimo e il termistore è interamente immerso

MORGANITE INSULATED RESISTORS

Le resistenze isolate « Morganite » tipo « S » e « Y » sono costituite da un composto di carbone solido e di materiale isolante esterno completamente integrati. Si evitano così qualsiasi cavità tra nucleo ed isolamento in modo da consentire il più razionale passaggio del calore.

I terminali in rame sono ricoperti con uno speciale preparato che consente una saldatura rapida e sicura, anche se automatizzata.

Queste resistenze sono conformi allo standard contemplato nelle Norme RCSC e IEC e vengono prodotte nei valori da 10 Ω a 10 M Ω con le tolleranze normali: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ e $\pm 20\%$.

Tipo	Volt max	Watt nominali		Prove di durata a 70°C per 2000 ore
		a 40°C	a 70°C	
« S »	500	1/2	1/4	1/2 W
« Y »	750	1	1/2	3/4 W

Coefficiente di temperatura: meno di 0,12 % per grado C.

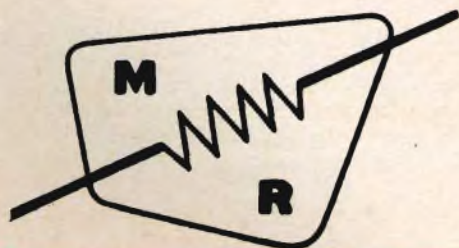
Coefficiente di tensione: valori inf. a 1 M Ω , non superiore a $\pm 0,25\%$ p. Vcc. Valori da 1 a 10 M Ω , non superiori a $\pm 0,025\%$ p. Vcc.

Tensione di prova: 1500 Vcc tra i terminali ed il corpo.

Isolamento: non meno di 1000 M Ω a 500 Vcc.

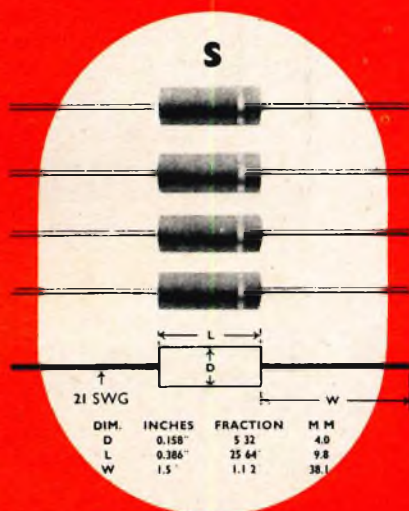
Rumorosità: inferiore a

$$2 + \log_{10} \frac{R}{1000} \mu V \text{ p. Vcc applicato.}$$

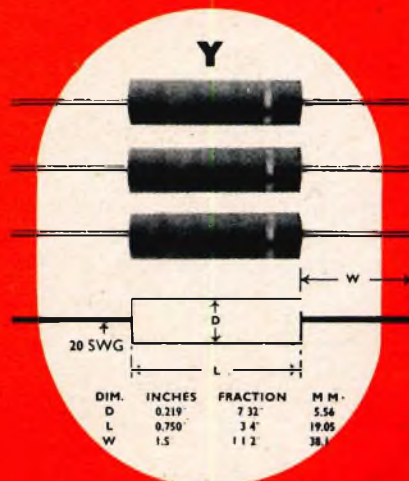
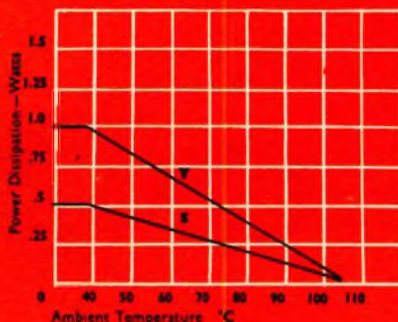


OMOLOGATE SECONDO LE NORME MILITARI AMERICANE MIL-R11F

TYPES S and Y



DERATING CURVES



in un bagno d'olio alla temperatura di 90 °C. La resistenza variabile è allora regolata fino a che lo strumento di misura indica la deviazione massima.

Le letture dello strumento di misura sono allora rilevate con una riduzione della temperatura dell'olio per gruppi di 5 °C, fino a 20 °C, le regolazioni della resistenza variabile restano invariate.

La curva di calibrazione ottenuta è rappresentata in fig. 3.

Errori

In pratica, le prove hanno mostrato che il circuito può essere calibrato in un modo (metodo per immersione semplice) e utilizzando in un altro (misura della temperatura della superficie) senza che questa differenza di condizioni porti un errore significativo

I singoli termistori non avranno caratteristiche assolutamente identiche: di conseguenza, ciascun circuito realizzato deve essere calibrato separatamente. Non è accettabile calibrare un circuito, poi utilizzare lo stesso valore della resistenza in serie, e la stessa curva di calibrazione per tutti gli altri circuiti.

La linea tratteggiata di fig. 3 è la curva di calibrazione ottenuta con una tensione della batteria di 2,6 V. Essa mostra che se la tensione della pila cade da 2,7 V, le temperature rivelate saranno da 1,0 °C a 1,5 °C al disopra della temperatura reale.

La corrente attraversa il termistore durante il funzionamento, di conseguenza, la temperatura del termistore aumenta e la sua resistenza cambia.

Questo non ha nessuna conseguenza se il dispositivo è alla stessa temperatura del suo mezzo durante la calibrazione e la misura. È, di conseguenza, essenziale che l'estremità del termistore sia in buon contatto termico con la superficie di cui si deve misurare la temperatura. Questo può essere ottenuto usando del grasso al silicone.

Al fine di minimizzare questo effetto autoriscaldante, la dissipazione nel termistore deve essere tenuta a un livello ridotto; con ogni temperatura nel campo della misura, essa è minore di 1,5 mW. La costante di dissipazione del tipo E205CEP/6K85 è di circa 1 mW/°C; di conseguenza l'errore causato da un contatto termico non perfetto non supererà i 2 °C.

Precisione globale

Quando l'apparecchio è utilizzato come indicato qui sopra, si può ottenere una precisione globale migliore di ± 2 °C.

La sorgente d'errore più probabile è una leggera diminuzione della tensione della pila.

(Da « Digested Concern Literature ») *

La rete di stazioni rice-trasmittenti terrestri atte a funzionare nei sistemi di comunicazioni via satellite si va continuamente estendendo; ora è la volta dell'Australia che ha deciso di costruire un'antenna da 18 metri sistemabile su una torre a cinque piani appositamente eretta. La gara per la realizzazione della parte elettrica è stata vinta da una società americana, la Collins Radio di Dallas, la quale è scesa con successo in lizza nella importante competizione commerciale - l'importo dell'ordine è di circa 2 miliardi di lire.

Per conto della Marina degli Stati Uniti è stato realizzato un nuovo tipo di generatore termoelettrico, atto ad operare con continuità e senza alcuna manutenzione sul fondo degli oceani, fino a profondità di 6000 metri, per una durata minima di cinque anni. L'apparecchio, della potenza di 5 W, è costituito da un certo numero di celle di materiale termoelettrico collegate in serie-parallelo; al centro vi è un generatore di radioisotopi come sorgente di calore che riscalda una estremità di ciascuna cella, mentre l'altra estremità è raffreddata dall'acqua del mare.

AMPLIFICATORE DA 30 W PER STRUMENTI MUSICALI

Si descrive un amplificatore di bassa frequenza nel quale sono utilizzati due pentodi di uscita tipo EL503 montati in circuito push-pull classe AB. Con questo circuito si può ottenere una potenza d'uscita fino a 32 W con una distorsione inferiore all'1%.

L'amplificatore che può erogare una potenza di 30 W, è equipaggiato con due pentodi di uscita audio tipo EL503. Il tubo EL503 è un pentodo di uscita a base « Magnoval » avente una impedenza di carico anodica (da placca a placca) straordinariamente bassa, dell'ordine di 2,4 k Ω solamente.

Questo permette l'utilizzazione di una sorgente di alimentazione relativamente poco costosa, in quanto anche più di 30 W possono essere sviluppati nel carico con una alimentazione di 275 V_{B+}. Tutti i tipi di tubi precedenti a questo tipo richiedevano una alimentazione minima di 350 V per ottenere le stesse potenze; ma con l'EL503 è sufficiente un semplice duplicatore di tensione, che lavori a partire dalla tensione di 105 V del secondario del trasformatore.

L'EL503 è destinato a succedere all'EL34, che anche se è stato introdotto nel lontano 1948, gode sempre di una grande popolarità come tubo finale in tutti i tipi di equipaggiamenti di amplificazione audio.

Il tubo EL503 può essere considerato come una dimostrazione delle tecniche più

avanzate del mondo in materia di fabbricazione di tubi. La sua concezione è veramente unica: questo tubo comporta una costruzione della griglia a quadro in nickel, con tre avvolgimenti paralleli, una griglia a quadro classica che è « protetta » dietro la griglia a quadro, e un anodo rivestito di uno strato di ossido di nickel, destinato a ridurre l'emissione secondaria.

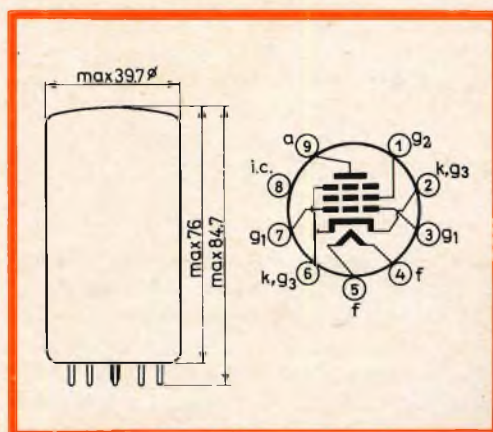


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro in mm e zoccolatura del tubo EL503 (base magnoval).

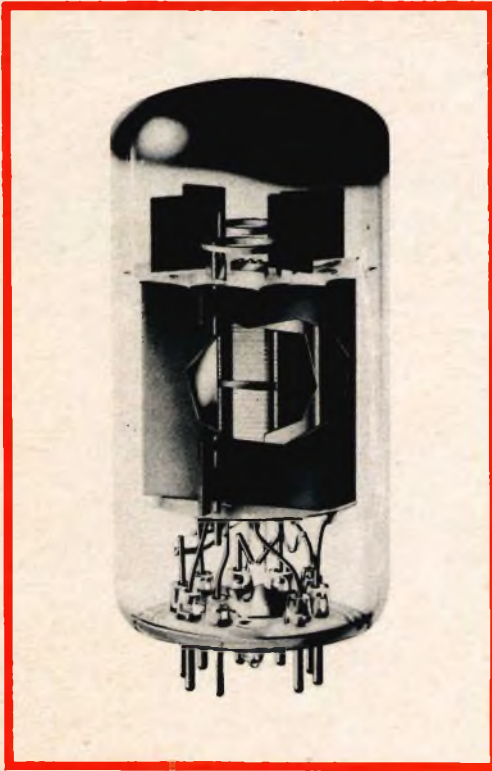


Fig. 2 - Spaccato del tubo EL503.

Questo tipo di costruzione dà luogo a una conduttanza di trasferimento maggiore di 23 mA/V e un rapporto I_a/I_{g2} di 12 a 1. La lunghezza del tubo è ridotta a 8,4 cm.

Descrizione del circuito di amplificazione

La fig. 2 mostra un circuito amplificatore di base con due pentodi EL503 in push-pull classe AB, adatto per strumenti musicali. Il circuito è riportato solamente come semplice esempio. In pratica, si dovrà disporre di uno stadio amplificatore supplementare, al di fuori dell'anello di reazione principale, per convenire ai circuiti di comando di tono.

Il pentodo d'ingresso tipo EF86 serve da

amplificatore di tensione. Questo è seguito da una ECC82, funzionante come tubo di eccitazione e tubo sfasatore; la distorsione armonica in uscita può essere ridotta con una regolazione, per mezzo del comando di equilibratura P_1 , della simmetria dei segnali eccitatori che arrivano ai tubi di uscita.

Facendo questo, sarà possibile compensare delle piccole differenze che sopravvivono nelle caratteristiche dei due pentodi di uscita.

Per evitare tutte le possibilità di oscillazioni parassite, delle piccole bobine RF preavvolte in ferrite (Philips 4312 020 36711) sono intercalate nei conduttori di griglia schermo dei tubi EL503, e delle resistenze d'arresto di 3,9 k Ω sono previste nei conduttori di griglia comando.

Un circuito di reazione generale va dal secondario del trasformatore di uscita verso il catodo dell'EF86; ne risulta una riduzione considerevole della distorsione. Per una reazione negativa di 10 dB, la sensibilità d'ingresso è di circa 70 mV a piena potenza.

Per sopprimere tutte le tendenze all'instabilità alle alte frequenze, si devono incorporare tre circuiti di correzione.

Il condensatore di 820 pF nell'anello di reazione e la combinazione RC (2,7 k Ω e 5000 pF) sul primario del trasformatore, servono a eliminare l'influenza delle induttanze parassite nel trasformatore.

La combinazione RC (1,5 k Ω e 470 pF) in parallelo alla resistenza di carico anodico della EF86, contribuisce a ridurre il guadagno alle frequenze molto alte. Una verifica della curva di frequenza, per mezzo delle onde quadre, è preziosa per determinare i valori di questi elementi.

Risultati delle prove

I risultati ottenuti sono stati riportati in fig. 5. Una potenza di uscita fino a 32 W è possibile con una distorsione inferiore all'1%; al disopra di 32 W, la distorsione armonica aumenta in seguito agli effetti

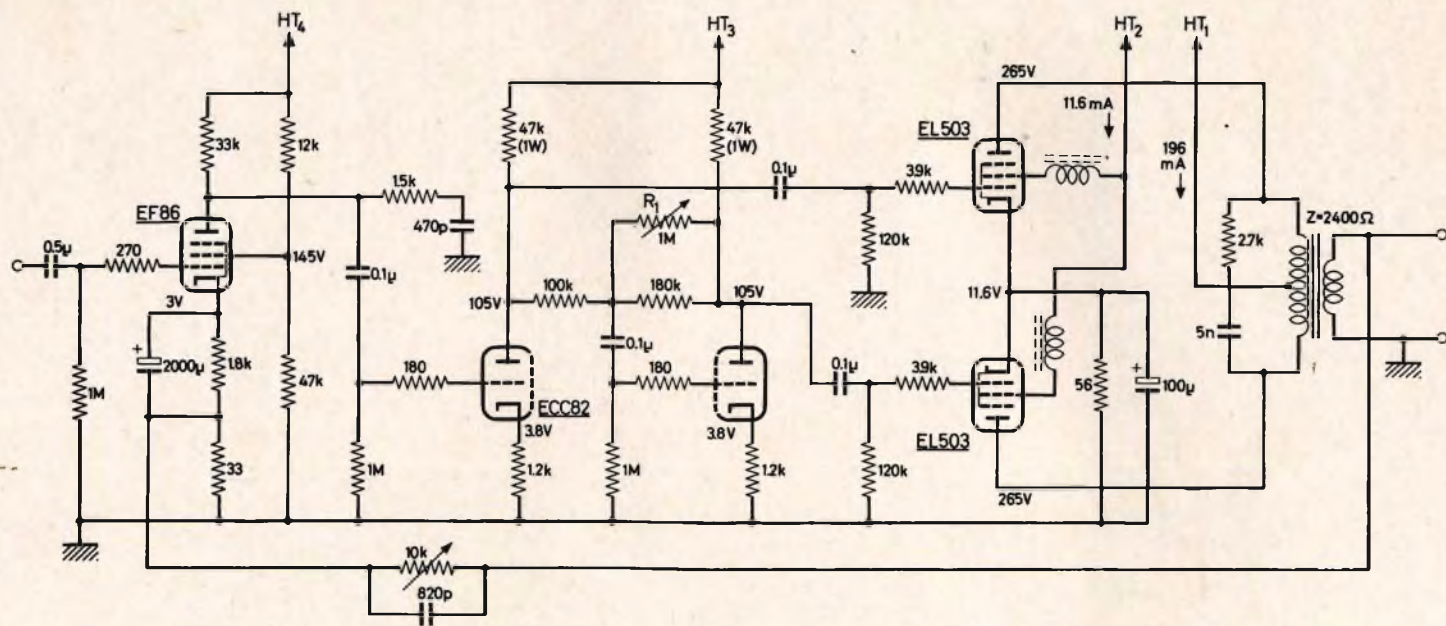


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore alimentato con 275 V_a, erogante una potenza di 30 W con una distorsione inferiore dello 0,5% con una tensione di ingresso di 0,2 V_{in}. Tutte le tensioni specificate sono misurate senza segnale.

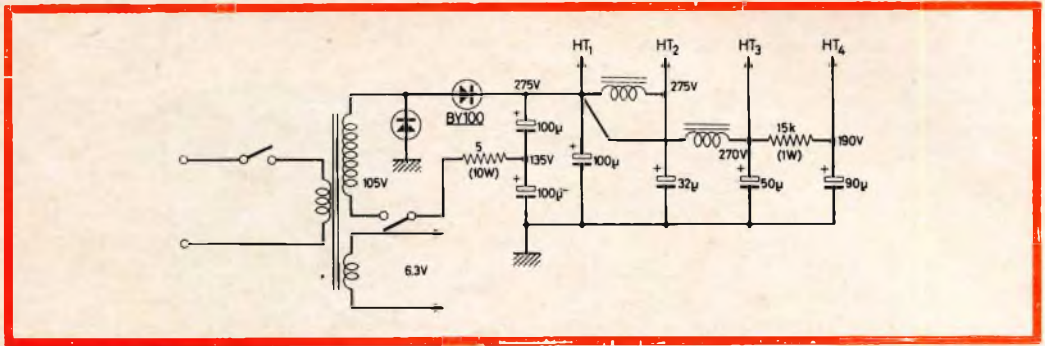


Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore adatto a fornire le tensioni di alimentazione all'amplificatore di potenza.

limitatori. La distorsione è costituita in gran parte dalla quarta e dalla quinta armonica.

La curva di risposta è lineare da 20 Hz fino a 20 kHz circa; i punti a -3 dB sono posti rispettivamente a 10 Hz e 50 kHz.

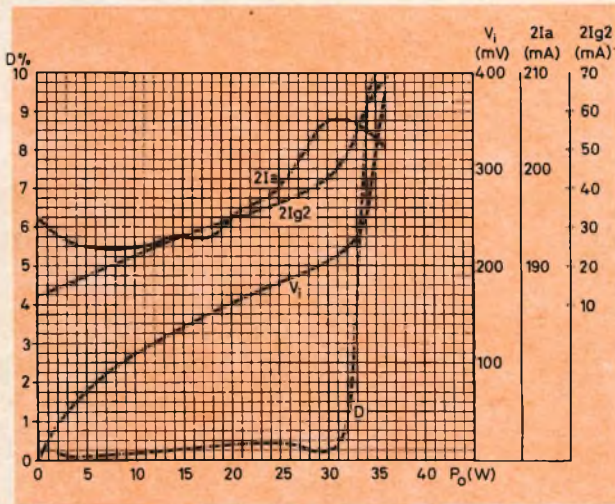


Fig. 5 - Tensione d'ingresso richiesta, correnti anodiche e di griglia schermo, e distorsione in funzione della potenza di uscita.

DATI TECNICI

Caratteristiche del tubo EL 503

Funzionamento push-pull classe AB

Alimentazione anodica:	265 V
Alimentazione della griglia 2:	265 V
Resistenza catodica:	56 Ω
Resistenza di carico da placca a placca:	2,4 k Ω
Tensione d'ingresso:	0 \div 11,5 V_{eff}
Corrente anodica:	2 x 100 - 2 x 118 mA
Corrente della griglia 2:	2 x 8,5 - 2 x 32,5 mA
Potenza di uscita:	40 W
Distorsione armonica totale:	5%

Valori limite massimi

Dissipazione anodica:	27 W
Dissipazione della griglia 2:	6 W
Dissipazione di cresta della griglia 2:	9 W
Resistenza del circuito della griglia 1 con polarizzazione automatica:	0,5 M Ω
Corrente catodica:	200 mA
Tensione fra catodo e filamento:	100 V

ALFA

(Da « Digested Concern Literature »)

IL TRIONFO DELLA TECNOLOGIA

Abbiamo voluto riprodurre questo articolo, per dare al lettore un breve panorama delle varie importanti scoperte scientifiche che si ebbero nel diciannovesimo secolo in seguito al trionfo della tecnologia nei numerosi campi legati alle suddette scoperte.

Nel 1891 molta gente cominciò a pensare per la prima volta all'anno 2000. Ciò fu dovuto alla pubblicazione di un racconto utopistico di Edward Bellamy, riguardante appunto questo particolare anno nel libro che sollevò il pubblico interesse e provocò dei vivaci dibattiti.

Molti credettero realmente nelle idee che Bellamy aveva supposto: e cioè in una società che fosse organizzata socialmente ed economicamente in modo equo e giusto in modo tale da non conoscere né la povertà né la guerra. Le teorie di Bellamy furono rapidamente contraddette e dichiarate pericolose da Leonard de Vries riguardo allo stato degli affari nel settore tecnico, nell'anno 1891. De Vries è un autore molto noto che ha viaggiato in tutto il mondo e i cui libri, la maggior parte di natura scientifica popolare, sono stati tradotti in numerose lingue.

Anche molto recentemente Bellamy, fu lodato in un articolo per la sua lungimi-



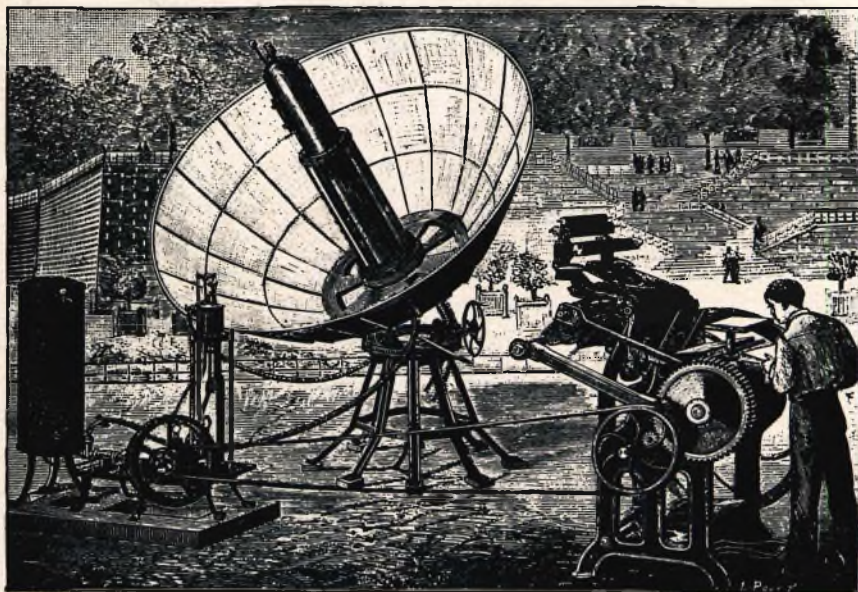
Orologio con incorporato un grammfono, il disco contiene 48 solchi.

ranza; uno degli esempi riportati fu che Bellamy descrisse un « telefono musicale » che avrebbe permesso alle persone, nell'anno 2000, di ascoltare un concerto senza lasciare la propria abitazione. « Errato » disse De Vries: molti anni prima che Bellamy scrivesse il suo libro, già esisteva a Parigi quella possibilità. L'autore afferma poi che verso la fine del secolo, i treni andavano a una velocità non superiore a poche decine di chilometri all'ora.

geri. Il cavallo e la carrozza era tuttavia il metodo di trasporto più popolare, ma Benz e Daimler costruirono l'automobile negli ultimi cinque anni.

Nel 1879 Siemens introdusse il suo tram elettrico. Fra il 1880 e il 1890 questo fu adottato in molte città come mezzo molto efficiente di trasporto urbano.

Il 1885 vide la nascita della bicicletta dovuta a Starley e tre anni dopo Dunlop produsse i pneumatici con la camera d'aria.



Nel 1882, il calore solare viene usato a Parigi come sorgente di potenza per azionare una macchina da stampa.

« Errato di nuovo » disse De Vries: prima del 1847, il treno fra Londra e Birmingham viaggiava a una velocità media di 85 km/ora raggiungendo in certi tratti i 122 km/ora. Il tempo dimostra che c'è una tendenza a svalutare le scoperte tecnologiche della fine del diciannovesimo secolo. Diamo ora uno sguardo a queste scoperte, che certamente sorprenderanno il lettore.

Dal 1891, il treno e il piroscafo aveva raggiunto un alto grado di sviluppo: 32 anni dopo la battaglia di Waterloo, c'era già sui treni un vasto traffico di passeg-

L'anno 1891 fu una pietra miliare nella storia dell'aviazione perché fu allora che Otto Lilienthal riuscì nell'esperimento di mantenere il suo veicolo staccato dal suolo.

I cavi transatlantici resero possibili, dal 1870, le comunicazioni telegrafiche intercontinentali. Nel 1891, per esempio, l'Olanda aveva una rete telegrafica di 5000 km servita da circa 900 scambiatori telegrafici.

Il telegrafo di Hughes, introdotto nel 1867, non richiedeva ancora la conoscenza del codice Morse.



Bambola parlante munita internamente di grammfono; essa era in grado di parlare e di cantare in diverse lingue, grazie alla intercambiabilità dei cilindri.

L'apparecchiatura in seguito sviluppata era così efficiente che alcune di esse rimasero in funzione ancora per diversi anni. Con l'applicazione dei nastri perforati, i telegrafi poterono, nel 1891, conquistare una velocità di un migliaio di caratteri al minuto.

La telefonia senza fili era ancora allo stadio sperimentale: distanze di pochi chilometri potevano essere superate da raggi di luce e cellule al selenio.

L'esposizione mondiale di Parigi rese note al pubblico molte novità. Una di queste era la lampadina elettrica che poteva essere accesa semplicemente girando un interruttore.

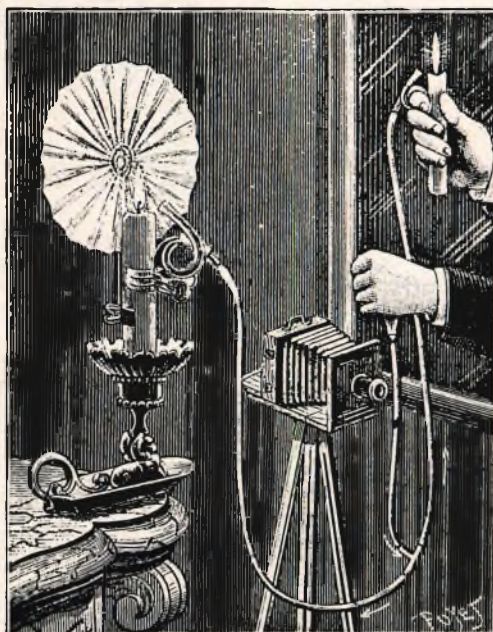
I microfoni resero possibile la trasmissione stereofonica di concerti per mezzo della disposizione speciale degli stessi: per esempio, ponendo undici microfoni, su entrambi i lati dell'abitacolo del suggeritore. Le lampade ad incandescenza avevano già fatto qualche progresso, ma incontra-

rono una certa difficoltà nell'affermarsi rispetto alle lampade a gas, che erano usate per l'illuminazione stradale.

Il primo passo verso l'illuminazione elettrica fu fatto da Humphry Davy nel 1800 con la sua batteria da 2000 V e due elettrodi di carbone, che producevano una luce più « intensa di quella solare ». Questa lampada ad arco viene tuttora usata nei proiettori cinematografici.

Il 21 ottobre 1879, Edison riuscì ad ottenere con un filo di cotone ricoperto di carbone, posto in una ampolla in cui era stato fatto il vuoto, una luce brillante per 45 ore; quel giorno può perciò essere considerato come il giorno della nascita della lampadina elettrica ad incandescenza.

E tutto questo accadde entro lo spazio di un secolo che, al suo inizio, aveva il cavallo e la barca come veloci mezzi di



Macchina fotografica con dispositivo per accensione simultanea di due flash; il magnesio polverizzato veniva soffiato sulle candele per mezzo di tubetti di gomma.

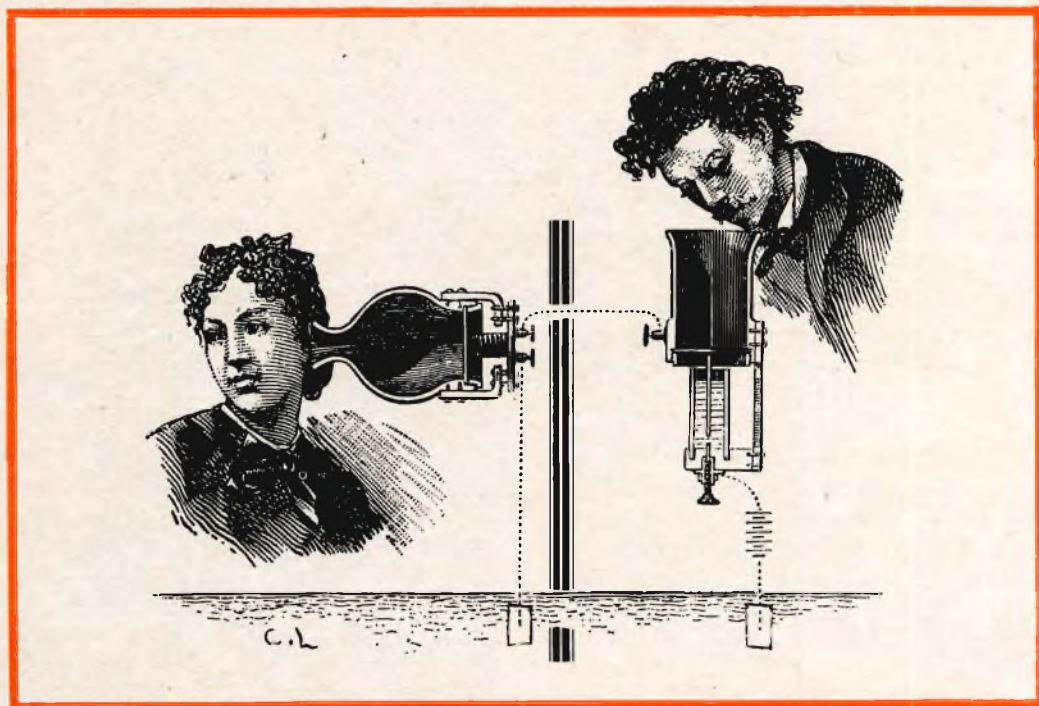
traffico, usava candele e lampade ad olio per l'illuminazione e nel quale l'acqua da bere veniva trasportata da chiatte nella città.

Prima della fine dello stesso secolo si costruirono acquedotti e fognature, una vasta rete di ferrovie e di servizi di barche a vapore, collegamenti telegrafici e illuminazioni stradali a gas ed elettriche.

Nel 1891, quando Philips iniziava la sua

della biologia, dell'astronomia e della medicina.

In cinque anni, dal 1875 al 1880, il mondo fu arricchito da importanti scoperte come il telefono, il fonografo e la lampada incandescente. Quando intorno al 1890 il fonografo veniva sviluppandosi si cercò di fare in modo che entrasse in migliaia di case; la nuova invenzione talvolta veniva fornita sotto forma di bam-



Esempio di impiego di uno dei primi telefoni.

attività, l'Olanda poteva contare su appena un migliaio di case fornite di elettricità. Nel 1800, praticamente tutti i lavori pesanti dipendevano dalla forza muscolare; dal 1900, le macchine presero il sopravvento e svolsero la maggior parte del lavoro fatto dall'uomo.

Si realizzarono grandiosi progetti come il canale di Suez, costruito nel 1889 e la torre Eiffel, alta 300 m, costruita nello stesso anno. Importanti progressi si ebbero anche nel campo della chimica, della fisica,

bola parlante, cioè una bambola con un fonografo posto nel suo interno.

Destò sensazione anche l'orologio parlante con incorporato il disco grammofonico di Berliner (1888); esisteva anche un orologio parlante con allarme che, ad una ora prestabilita, ripeteva la frase: « Sveglia, è ora d'alzarsi ».

La fotografia, cioè il risultato delle invenzioni di Niepoe e Daguerre fra il 1830 e il 1840 era già stata perfezionata in mo-

ACAPULCO

FV/85 STEREO



Complesso monostereofonico HI-FI costituito da un elegante mobile in legno pregiato e da 2 diffusori acustici A/494. Amplificatore con potenza d'uscita di 12 W (6 W per canale) con distorsione $< 2\%$. Regolazione fisiologica del volume. Controllo toni bassi - alti e bilanciamento. Prese per registratore e sintonizzatore. Commutazione delle funzioni con tastiera. Cambiadischi automatico ELAC a 4 velocità. Alimentazione universale 110 \div 220 V.

GBC
electronica

do tale che si potevano ottenere fotografie chiare anche di cavalli in corsa.

Nel 1888, George Eastman introdusse la pellicola a rullo e la macchina fotografica portatile a scatto che lanciò sul

gia di quei giorni non era ancora sufficientemente avanzata per mettere in pratica le ingegnose idee dei progettisti.

Le motociclette, le macchine da scrivere, le numerose applicazioni domestiche



Il gramofono e la macchina fonografica per dettatura a pedale e a tastiera.

mercato con lo slogan « Voi premete il bottone, noi faremo il resto ». Ora non era più necessario usare le lastre fotografiche di vetro; le pellicole di Eastman su celluloido portarono un grande impulso alla cinematografia grazie anche alla invenzione di Edison.

I suoni necessari venivano registrati con l'aiuto del fonografo, così che in quel secolo si ebbe anche il cinema sonoro.

Nel 1884, Paul Nipkow perfezionò il suo sistema di televisione, ma la tecnolo-

con piccole macchine a vapore o motori elettrici, giocattoli meccanici ed elettrici e numerosi altri utensili appartengono tutti alle scoperte effettuate alla fine del diciannovesimo secolo.

Quegli anni costituirono allo stesso tempo l'inizio dell'era nella quale l'elettricità era destinata a prendere un ruolo dominante. Si può affermare che la lampada ad incandescenza fu il simbolo luminoso di quella nuova era.

(Da « Announcer »)

F. T.

Le esigenze della miniaturizzazione si fanno sentire ormai per tutti i componenti elettronici. Negli USA sono stati costruiti condensatori ceramici miniaturizzati, aventi solo 5 mm di lunghezza per 1,8 mm di diametro. I valori di capacità ottenuti variano tra 100 e 2200 pF per una tensione max di 100 V, e tra 2700 e 4700 pF per una tensione max di 50 V. La gamma di temperature ammesse varia tra -55°C e $+125^{\circ}\text{C}$. Malgrado le piccole dimensioni l'uniformità degli strati di dielettrico è tale che la tensione di breakdown è 15 volte la tensione di lavoro.

COME COLLEGARE GLI ALTO PARLANTI

Il collegamento di diversi altoparlanti è un problema che può interessare moltissimi appassionati e crediamo di fare cosa gradita ai nostri lettori, spiegare i diversi metodi di collegamento attuabili.

Alcuni casi di collegamento sono impossibili da risolvere in modo razionale, specialmente quando si tratta di altoparlanti che presentano delle impedenze della bobina mobile diverse. Ma, in tutti gli altri casi, riflettendo un po', pensiamo che la maggior parte dei nostri lettori potrebbe essere in grado di farlo.

In un collegamento di altoparlanti, il punto più importante da tener presente è l'adattamento d'impedenza dovuto alla impedenza disponibile al secondario del trasformatore di uscita.

Un trasformatore d'uscita comporta diverse uscite secondarie corrispondenti a una o più impedenze di altoparlanti.

Così, su una uscita di **2,5 Ω** , si avranno le seguenti possibilità di collegamento: un solo altoparlante da 2,5 Ω , due altoparlanti da 5 Ω in parallelo, tre altoparlanti da 8 Ω in parallelo, quattro altoparlanti da 2,5 Ω in serie-parallelo, sei altoparlanti da 15 Ω in parallelo.

Su una uscita di **8 Ω** : un solo altoparlante da 8 Ω , due altoparlanti da 15 Ω in parallelo, tre altoparlanti da 2,5 Ω in serie, quattro altoparlanti da 8 Ω in serie-parallelo.

Infine su una uscita di **15 Ω** : un solo altoparlante da 15 Ω , due altoparlanti da 8 Ω in serie, quattro altoparlanti da 4 Ω in serie, quattro altoparlanti da 15 Ω in serie-parallelo.

Abbiamo riportato le uscite da 2,5 Ω , 8 Ω e 15 Ω perché sono le più comunemente usate. Illustriamo questi esempi con le figg. 1, 2 e 3 che mostrano rispettivamente il collegamento in parallelo di due altoparlanti, il collegamento in serie di due altoparlanti e il collegamento serie-parallelo di quattro altoparlanti.

Infatti, si tratta di problemi estremamente semplici ed elementari; l'impedenza di collegamento risultante, si calcola come se si trattasse di resistenze classiche collegate

in serie, in parallelo in serie-parallelo. I calcoli si trovano ancora semplificati dal fatto che si collegano altoparlanti che hanno l'impedenza della bobina mobile uguale.

Più avanti, vedremo il caso del collegamento di altoparlanti aventi delle impedenze diverse.

Quando si parla di impedenza della bobina mobile di un altoparlante, si intende l'impedenza nominale data per una certa frequenza. Ora, questa impedenza è lontana dall'essere costante a causa delle risonanze e della frequenza variabile della corrente di modulazione.

Ciò vuol dire:

1) che si può realizzare un collegamento in cui l'impedenza risultante sarà leggermente diversa dall'impedenza del secondario del trasformatore d'uscita per esempio 1 o 2 Ω su un'uscita a 15 Ω e 0,5 Ω su un'uscita di 2,5 Ω ;

2) che è sempre preferibile che l'impedenza risultante nominale di collegamento sia leggermente inferiore (e non superiore) all'impedenza di uscita del trasformatore.

Collegamento di altoparlanti di impedenze diverse

Finora, abbiamo parlato di altoparlanti che hanno la stessa impedenza, collegati in serie o in parallelo. In questi collegamenti, la potenza BF sviluppata dall'amplificatore si ripartisce in **modo uguale** fra ciascun altoparlante.

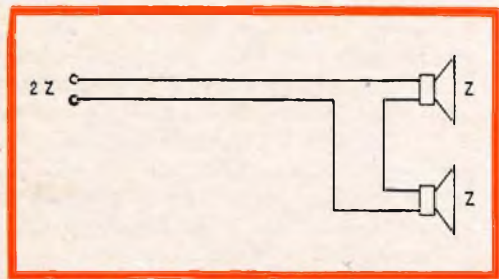


Fig. 1 - Collegamento in parallelo di due altoparlanti della stessa impedenza.

Si possono realizzare anche dei collegamenti con degli altoparlanti di impedenze diverse; riportiamo due esempi:

1) Si può collegare in serie un altoparlante da 5 Ω o da 2,5 Ω . Come nel caso di semplici resistenze, le impedenze si sommano. L'impedenza risultante è dunque di 7,5 Ω e potrà andare bene su un'uscita di 8 Ω .

2) Si può collegare in parallelo un altoparlante da 16 Ω e un altoparlante da 8 Ω . Si applica la formula delle resistenze in parallelo e si ha $1/16 + 1/8 = 1/5,3$. L'impedenza risultante è dunque di 5,3 Ω e andrà bene su un'uscita di 5 Ω .

Ripartizione della potenza modulata

Parliamo ora della potenza. Nel caso del nostro primo esempio, la tensione BF sarà evidentemente due volte più grande alle prese dell'altoparlante da 5 Ω che a quelle dell'altoparlante da 2,5 Ω ; quest'ultimo riceverà e diffonderà dunque due volte meno la potenza dell'altro (cioè 1/3 della potenza totale).

In modo più generale si ha:

$$P_1 = \frac{W \cdot Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

$$P_2 = \frac{W \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

dove:

W = potenza totale sviluppata dall'amplificatore;

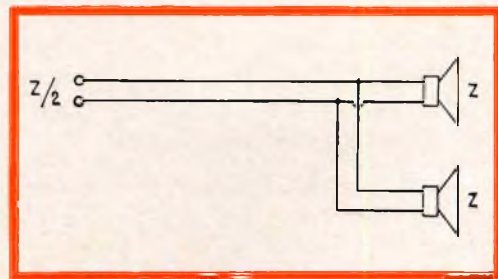


Fig. 2 - Collegamento in serie di due altoparlanti della stessa impedenza.

P_1 = potenza applicata all'altoparlante con impedenza Z_1 ;

P_2 = potenza applicata all'altoparlante con impedenza Z_2 .

Per quanto riguarda il nostro secondo esempio in cui gli altoparlanti da 16 o 8 Ω sono collegati in parallelo, la corrente BF nel secondo, sarà evidentemente due volte più grande che nel primo. L'altoparlante da 16 Ω riceverà e diffonderà due volte meno la potenza di quello da 8 Ω .

Si noterà che quando gli altoparlanti sono in serie, è quello che ha l'impedenza più elevata che diffonde la potenza maggiore. Il contrario succede quando gli altoparlanti sono in parallelo.

Messa in fase degli altoparlanti

Un altro problema è quello della messa in fase dei diversi altoparlanti di un collegamento. Questa messa in fase è importante ogni volta che si utilizzano degli altoparlanti collegati tra loro. In effetti, è importante che tutte le bobine mobili eseguano allo stesso tempo i loro movimenti nello stesso senso; perché se una membrana produce una compressione, e una membrana vicina una decompressione, gli effetti acustici di ciascun altoparlante si possono in parte annullare.

Questa messa in fase è importante sia in mono che in stereofonia.

Si può reperire su ciascun altoparlante il senso di collegamento della bobina mobile che produce uno spostamento della membrana nel senso dato. Con un elemento di pila di 1,5 V, si invia un breve impulso di corrente nella bobina mobile e si nota il senso di disposizione della membrana (sia avanti, che indietro). Prendiamo, per esempio, la disposizione della membrana nella posizione indietro. Tutti gli altoparlanti a nostra disposizione per il collegamento da realizzare, sono collegati alla pila, e per tutti, il senso di collegamento della pila dovrà determinare uno spostamento indietro della membrana. Le boccole di collegamento delle bobine mobili verranno contrassegnate da un punto colorato: per esempio un punto rosso per

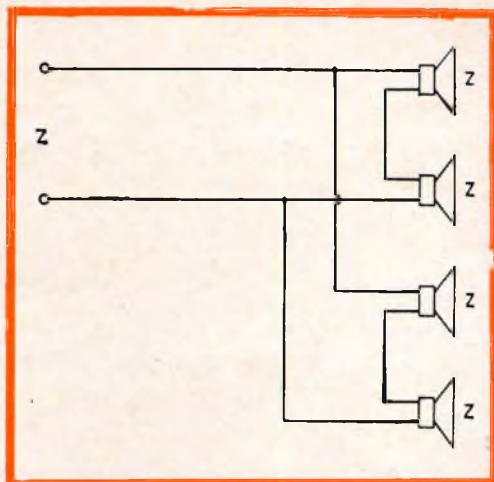


Fig. 3 - Collegamento serie-parallelo di quattro altoparlanti della stessa impedenza.

ciascuna presa corrispondente al polo positivo della pila e un punto blu per ciascuna presa corrispondente al polo negativo.

I collegamenti tra i vari altoparlanti sono allora facili da realizzare: nel caso di un collegamento in parallelo, tutti i fili rossi sono da collegare insieme, e tutti i fili blu fra loro.

Nel caso di un collegamento in serie il filo blu di un altoparlante è collegato al filo rosso dell'altoparlante seguente, ecc.

Distribuzione a tensione costante

Un altro procedimento di collegamento in parallelo di diversi altoparlanti è molto impiegato nella sonorizzazione. Questo è il procedimento detto di distribuzione a tensione costante. Noi lo rappresentiamo schematicamente sulle figure e vediamo che ciascun altoparlante è munito di un trasformatore adattatore appropriato: questi trasformatori sono tutti collegati in parallelo su una linea di distribuzione BF.

Supponiamo che l'uscita dell'amplificatore abbia una impedenza di 500 Ω e che la potenza sia di 20 W. A piena potenza e in regime sinusoidale, la tensione efficace della linea di distribuzione sarà di:

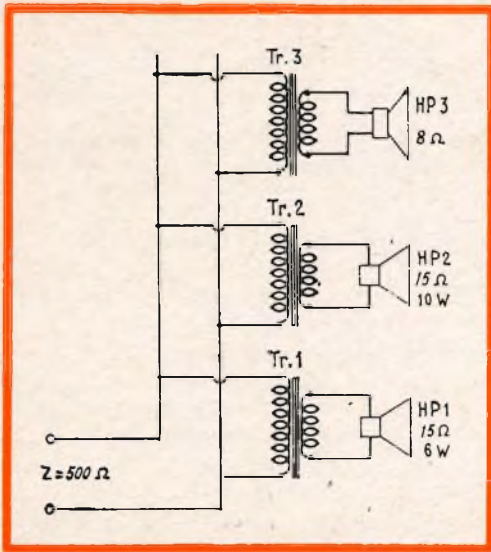


Fig. 4 - Metodo di collegamento di tre altoparlanti aventi impedenze diverse.

$$E_{\text{eff}} = \sqrt{W \times R} = \sqrt{20 \times 500} = 100 \text{ V}_{\text{eff}}$$

Una prima soluzione consiste evidentemente nell'utilizzare, per esempio, quattro altoparlanti da 15 Ω, 5 W muniti ciascuno di un trasformatore-adattatore da 15 Ω/2000 Ω (cioè con rapporto di 11,5) poiché questo rapporto è uguale a $\sqrt{Z_1/Z_2}$. Le quattro impedenze da 2000 Ω in parallelo danno 500 Ω (impedenza della linea) e i quattro altoparlanti da 5 W potranno assorbire i 20 W dell'amplificatore.

Ma l'interesse di questo metodo di distribuzione non è tutto qui. In effetti, esso permette di utilizzare degli altoparlanti di tipo diverso. Riferiamoci alla fig. 4. Supponiamo di avere un altoparlante HP1 da 15 Ω/6 W e un altoparlante HP2 da 15 Ω/10 W.

La tensione BF massima che potrà sopportare il primo altoparlante sarà:

$$V = \sqrt{W \times R} = \sqrt{6 \times 15} = 9,5 \text{ V}$$

Quella del secondo altoparlante sarà di:

$$V = \sqrt{10 \times 15} = 12,2 \text{ V}$$

La tensione massima BF della linea essendo di 100 V, si dovrà dunque munire il primo altoparlante di un trasformatore Tr_1 con un rapporto di riduzione di: $100/9,5 = 10,5$.

Il secondo altoparlante sarà munito di un trasformatore riduttore del rapporto: $100/12,2 = 8,2$.

Così saranno assorbiti $10 + 6 = 16 \text{ W}$. I 4 W restanti, potranno essere consumati da un terzo altoparlante suscettibile di sopportare almeno questa potenza.

Supponiamo dunque di disporre di un terzo altoparlante da 8 Ω. La tensione da applicare alle sue prese dovrà essere di:

$$V = \sqrt{4 \times 8} = 5,6 \text{ V}$$

Questo altoparlante dovrà essere munito di un trasformatore riduttore Tr_3 del rapporto: $100/5,6 = 18$.

Verifichiamo ora questo collegamento dal punto di vista della impedenza.

Il primo altoparlante, visto dal primario di Tr_1 , offre una impedenza di:

$$Z_1 = Z_2 \times k^2 = 15 \times (10,5)^2 = 1654 \Omega$$

Il secondo altoparlante, visto dal primario di Tr_2 , offre una impedenza di:

$$Z_2 = 15 \times (8,2)^2 = 1010 \Omega$$

Infine, il terzo altoparlante, visto dal primario di Tr_3 , offre una impedenza di:

$$Z_3 = 8 \times 18^2 = 2590 \Omega$$

Calcolo dell'impedenza risultante di questo collegamento di altoparlanti in parallelo:

$$\frac{1}{Z_r} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} = \frac{1}{1654} + \frac{1}{1010} + \frac{1}{2590} = \frac{1}{500}$$

L'impedenza risultante Z_r è dunque di 500 Ω, vale a dire uguale all'impedenza di uscita dell'amplificatore.

Abbiamo detto, che questo procedimento permette di utilizzare non importa quale tipo di altoparlante, in quanto la potenza

che esso sviluppa dipende dal rapporto del trasformatore di adattamento che si adopera. L'impedenza del gruppo è automaticamente corretta quando l'insieme degli altoparlanti è adattato per assorbire tutta la potenza che può erogare l'amplificatore. Questo non vuol dire che l'amplificatore deve funzionare a pieno regime. In effetti, con una potenza ridotta, la tensione sulla linea base e la potenza BF disponibile si ripartisce fra i diversi altoparlanti proporzionalmente alla loro potenza massima.

Accoppiamento con filtri BF

Ci resta ancora da esaminare il collegamento degli altoparlanti accoppiati con l'aiuto di filtri BF.

Un altoparlante dovendo riprodurre tutta la gamma delle frequenze udibili è estremamente delicato, perché si va contro a delle esigenze quasi contraddittorie.

Ora, si costruiscono degli altoparlanti in cui la riproduzione si estende su una banda di frequenze notevolmente estesa; la semplice adozione di uno o due tweeter di complemento, permette di migliorare il rendimento sonoro sulle frequenze più elevate della gamma udibile.

Negli altri casi quindi, si preferisce utilizzare tre o quattro altoparlanti ciascuno adatto alla riproduzione di una parte della gamma sonora, con l'aiuto di filtri BF appropriati.

La fig. 5 rappresenta un collegamento di questo genere utilizzando un filtro a im-

pedenza costante per gli altoparlanti HP1 (bassi) e HP2 (medi-acuti). La riproduzione degli acuti viene ancora migliorata utilizzando due tweeter (HP3 e HP4) in cui il filtro è semplicemente costituito dal condensatore C_3 .

I condensatori C_1 e C_2 sono da $8 \mu\text{F}$ a carta o elettrolitici non polarizzati; C_3 è da $2 \mu\text{F}$ a carta o elettrolitico non polarizzato; le induttanze L_1 e L_2 sono da 4 mH .

Dal punto di vista della realizzazione, la difficoltà sta nella costruzione delle bobine di filtro le cui caratteristiche dipendono in parte dalla frequenza di taglio scelta (secondo il tipo di altoparlante) e dalla impedenza d'uscita. Esistono delle formule che permettono di determinare il numero di giri per ottenere un coefficiente di auto-induttanza dato; ma tutte queste formule, più o meno empiriche, sono molto approssimative. La soluzione è la misura reale del coefficiente di autoinduzione, misura questa che l'amatore non può fare. Così, per evitare di arrivare a dei risultati sbagliati, non consigliamo la realizzazione di tutti i pezzi di tali filtri agli appassionati che non siano sufficientemente attrezzati; ci si può aiutare con i componenti commerciali fabbricati con tutta la precisione richiesta. Nondimeno, si tratta di un collegamento semplice, non comportando che l'aggiunta di uno o due tweeter, l'insieme diventa più facile poiché il « filtro » è ridotto a un condensatore (senza bobina) e un tale montaggio è alla portata di ogni amatore. Ben inteso, come abbiamo detto conviene scegliere un altoparlante principale di buona qualità avente da solo una curva di risposta molto estesa.

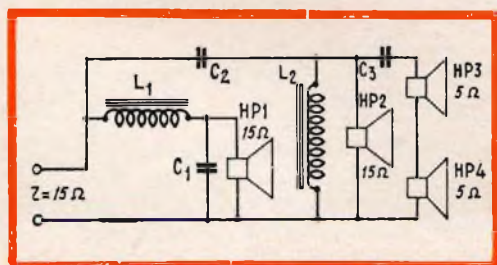


Fig. 5 - Esempio di collegamento di più altoparlanti mediante condensatori e bobine di filtro.

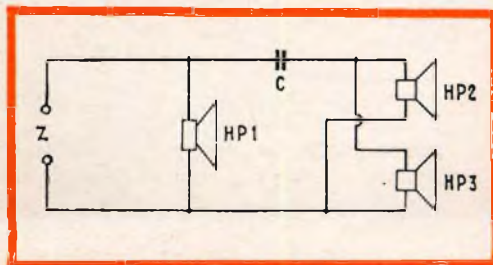


Fig. 6 - Esempio di collegamento di un altoparlante con due tweeter.

I tweeter, in generale in numero di due, montati su un supporto ad apertura orientabile, sono allora destinati a migliorare il rendimento acustico dell'insieme nella riproduzione degli acuti; essi rinforzano la diffusione degli acuti e degli estremi acuti a partire dal momento in cui l'altoparlante principale comincia a diventare insufficiente.

Questo semplice montaggio è rappresentato in fig. 6. Quando la frequenza dei segnali musicali aumenta, l'impedenza dell'altoparlante principale HP1 aumenta anch'essa; simultaneamente l'impedenza presentata dal condensatore C diminuisce e la corrente BF aumenta nei tweeter HP2 e HP3.

Generalmente, si vuole che i tweeter entrino in azione a partire da 5000 Hz e

più. Questo dipende dalla capacità del condensatore C, valore che è funzione della impedenza di uscita e di quella dei tweeter.

A titolo indicativo, nel caso di fig. 6, con due tweeter da 5Ω in parallelo e per una impedenza Z di 5Ω , si ha $C = 20 \mu\text{F}$ circa (con HP1 di 5Ω).

Per $Z = 2,5 \Omega$ (e $\text{HP1} = 2,5 \Omega$), $C = 30 - 40 \mu\text{F}$.

Per $Z = 15 \Omega$ (e $\text{HP1} = 15 \Omega$) si mette HP2 in serie con HP3 e $C = 6 \mu\text{F}$ circa.

È consigliabile impiegare dei condensatori a carta o elettrolitici non polarizzati (evidentemente, tipi a bassa tensione).

ALFA

(Da « Le Haut Parleur »)

La possibilità che un uomo sopravviva a scosse elettriche di tensione elevata è un evento abbastanza raro. Si è trovato comunque che anche negli eventi apparentemente più favorevoli, in realtà il soggetto non rimane mai perfettamente indenne; sembra che i danni maggiori vengano risentiti dalla struttura ossea del corpo umano. Una persona sopravvissuta ad una scossa di 2.500 V rivelò all'esame radiologico profonde deformazioni ossee, addirittura sensibili accorciamenti degli arti!

Il 6 novembre dello scorso anno è stato lanciato nello spazio, dalla base di Cape Kennedy, il secondo satellite tipo Lunar Orbiter.

Questo programma segue i progetti Ranger e Surveyor che già iniziarono l'esplorazione della superficie lunare, ed ha lo scopo di fotografare le zone adatte alla discesa di satelliti abitati, di definire con ulteriore precisione il campo gravitazionale della Luna e di rivelare l'intensità delle radiazioni nell'intorno del nostro satellite. Il sistema usato per scattare le fotografie è abbastanza particolare, dato che la capsula Lunar Orbiter si muove a 7.000 Km/ora e il tempo di esposizione è abbastanza lungo. Il sistema è essenzialmente basato sul movimento della pellicola durante l'esposizione, movimento che permette di compensare l'elevata velocità di spostamento del punto di ripresa.

Un occhio elettronico esplora l'immagine che compare sul piano totale dell'apparecchio fotografico e fornisce un segnale, dipendente dal rapporto altezza/velocità di trascinamento della pellicola durante l'esposizione.

Dopo l'esposizione la pellicola viene sviluppata e quindi inviata nella camera di riproduzione televisiva. Questa è costituita principalmente da un pennello luminoso che attraversa la pellicola e illumina un fotomoltiplicatore che fornisce un segnale proporzionale utile per la trasmissione video. La lettura di un intero fotogramma, delle dimensioni di circa 30 cm, richiede circa 43 minuti. La trasmittente dei segnali video ha una potenza di 10 W ed è dotata di una antenna parabolica direzionale di 90 cm di diametro. Altri dati telemetrici vengono invece trasmessi da una seconda emittente da 0,5 W; in entrambi i casi viene usata la banda S (onde centimetriche).

MODULO RIVELATORE PER CELLULE FOTOVOLTAICHE

Nell'articolo che segue presentiamo il modulo FVR dalle ottime caratteristiche di separazione ohmica e che consente di realizzare un rivelatore fotoelettrico dalle dimensioni ridottissime, dalla elevata velocità di risposta ed insensibile alle variazioni di temperatura.

Il modulo FVR per cellule fotovoltaiche BPY 10 sviluppato dal LACEP (Laboratorio Applicazioni Componenti Professionali della Philips S.p.A.) consente di realizzare un rivelatore fotoelettrico di minime dimensioni, ad alta velocità di risposta, insensibile alle variazioni di temperatura ed in grado di operare a temperatura ambiente relativamente elevata (+ 75 °C).

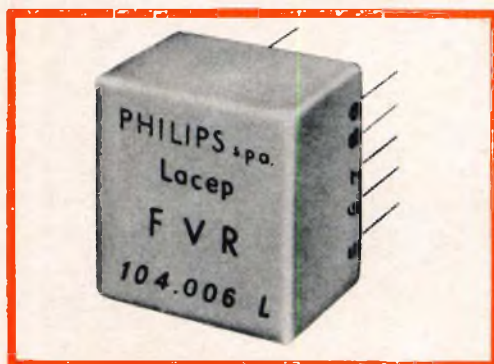
Caratteristica di notevole importanza negli impianti industriali è la separazione ohmica fra il circuito elettrico del fotorivelatore e l'impianto, realizzata tramite il microrelé incorporato nel modulo stesso.

Si vengono così ad eliminare gran parte dei disturbi captati dalle linee impiegate per il collegamento fra il fotorivelatore e le apparecchiature elettroniche, generalmente centralizzate.

In fig. 1 è riportato lo schema di principio e d'impiego del modulo che consiste essenzialmente di un amplificatore, di un circuito a soglia e di un microrelé.

Inviando luce al fotelemento il relé si eccita e chiude il contatto.

Per frequenze di ripetizione superiori a 1 kHz non è possibile utilizzare il microrelé che deve essere quindi escluso aprendo il ponticello P2 e collegando una resi-



Modulo rivelatore per cellule fotovoltaiche.

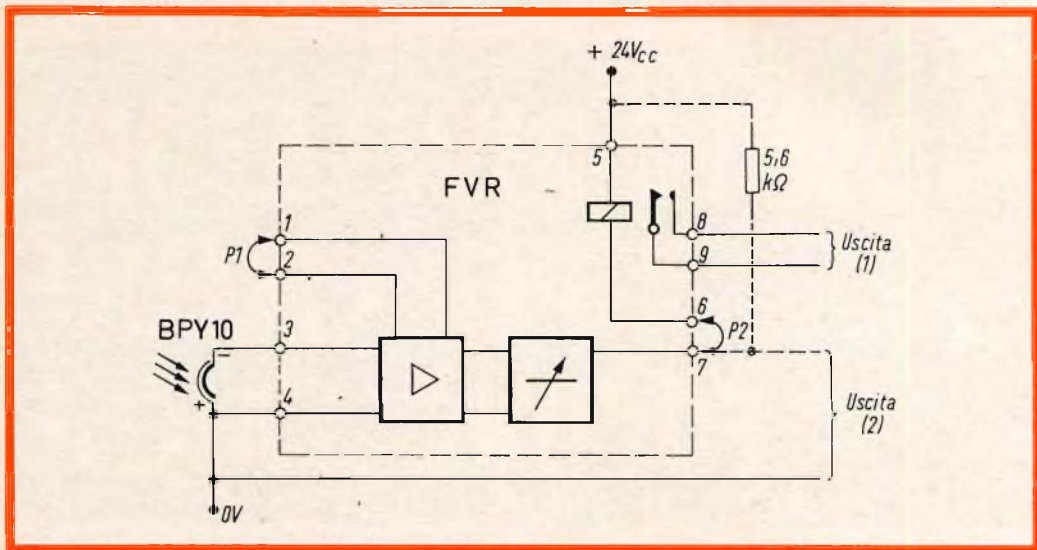


Fig. 1 - Schema del fotorelevatore FVR.

stenza da $5,6 \text{ k}\Omega$ tra i terminali 5 e 7 (fig. 1).

In queste condizioni l'uscita (2) viene a trovarsi tra i terminali 7 e 4 (fig. 2).

La massima corrente di uscita tra i terminali 7 e 4 (relé escluso) è di $4,3 \text{ mA}$ (carico verso lo zero).

È anche ammesso un carico R_e verso una tensione positiva; in fig. 3 è indicato lo schema d'inserzione con le relative limitazioni di tensione e di corrente.

In caso di necessità è possibile ottenere una maggiore stabilità termica con l'aq-

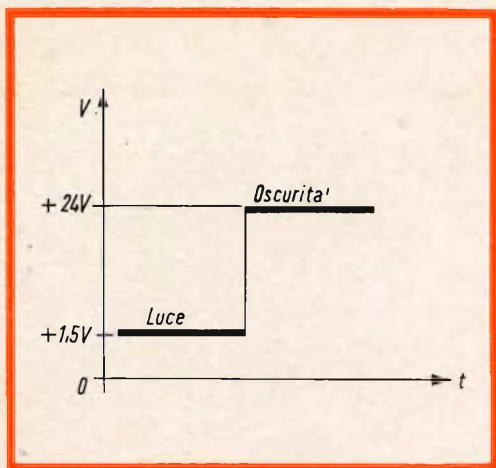


Fig. 2 - Segnale sull'uscita 2 con relé escluso.

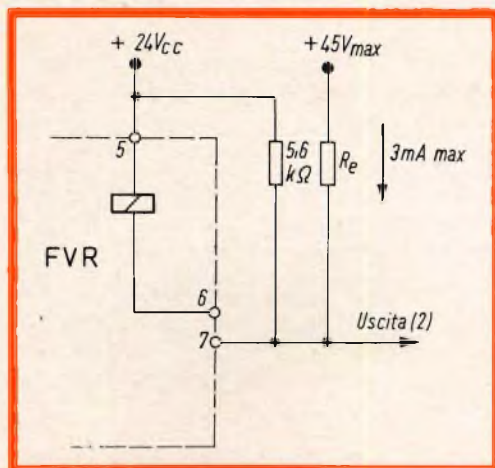


Fig. 3 - Carico esterno verso il positivo.

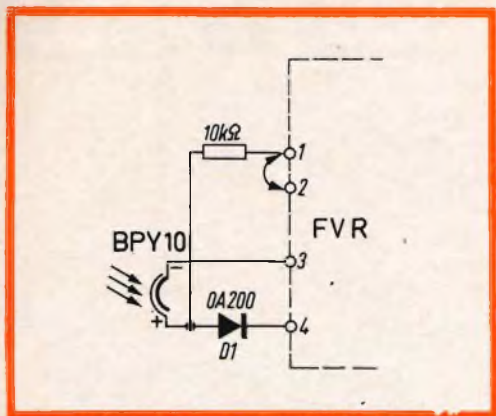


Fig. 4 - Correzione per alta stabilità termica.

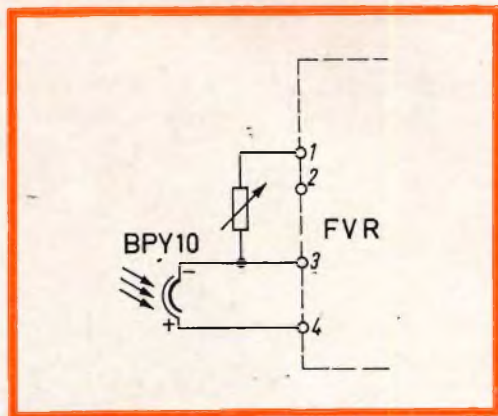


Fig. 5 - Variazione del punto di intervento del fotorivelatore.

giunta di un diodo al silicio (D_1) e di una resistenza (R_1) come indicato in fig. 4.

Nel caso fosse necessario variare la sensibilità e quindi il punto di intervento del modulo FVR, occorre aprire il ponticello P_1 e collegare una resistenza fra i terminali 1 e 3; la gamma dei valori ammissibili per questa resistenza va da un minimo di 68 k Ω a un massimo di 680 k Ω (fig. 5).

CARATTERISTICHE

Alimentazione: 24 Vcc \pm 15% con residuo 10%

Assorbimento: 12 mA \pm 10%

Portata massima del contatto in uscita:

4 W max 100 Vcc max 100 mA cc max

Temperatura ambiente: $-20^\circ\text{C} + 75^\circ\text{C}$

Dimensioni esterne: 33 x 24 x 33 mm ca.

*

Lelettronica viene in aiuto anche dei biologi e dei naturalisti.

Già sono stati compiuti studi sui movimenti quotidiani della selvaggina stanziale aiutandosi con la radio; il procedimento è semplice: lo scienziato attacca all'animale catturato provvisoriamente una piccola radio trasmittente, cosicché, dopo averlo liberato, ne può seguire i movimenti con uno o più ricevitori direzionali. Però finora il limitato raggio d'azione di queste trasmissioni impediva di usare lo stesso sistema per lo studio delle migrazioni dei grandi animali, per esempio il caribù.

Ora anche questo problema verrà risolto con l'aiuto nientemeno che di un satellite, il Nimbus 3. Infatti gli scienziati dell'Istituto Smithsonian intendono dotare alcuni esemplari di caribù con radio trasmissioni di discreta potenza e del peso di appena qualche chilogrammo. Le apposite apparecchiature riceventi installate sul satellite Nimbus 3 permetteranno di rilevare la posizione di ogni singolo animale, più volte al giorno, con la precisione di un miglio o due. Le ambizioni degli scienziati americani non si fermano qui, essi infatti intendono applicare un metodo simile per studiare la migrazione delle anguille dal Nord Atlantico al Mar dei Sargassi, basandosi sulla speranza che le anguille compiano buona parte del viaggio in superficie in modo da non rendere inutili le trasmissioni.

La questione è assai ardua, ma vale la pena di fare il tentativo poiché questa migrazione costituisce tuttora uno dei più grossi « rebus » scientifici.

INTERRUTTORE STATICO DI ALTA POTENZA PER CARICHI A CORRENTE PULSANTE

Descriviamo in questo articolo degli interruttori statici realizzati mediante diodi controllati che consentono di operare vantaggiosamente nel campo delle alte potenze e particolarmente nei comandi a distanza.

L'interruzione ripetitiva dell'alimentazione di un carico di alcuni kVA con i tradizionali interruttori elettromeccanici crea notevoli problemi di manutenzione, di durata e di sicurezza del funzionamento ed eventualmente di silenziosità.

Tutte queste difficoltà sono decisamente risolte dagli interruttori statici realizzati mediante diodi controllati. Questi componenti, di dimensioni molto ridotte, possono interrompere correnti di molte decine di amperes con tempi di chiusura ed apertura del-

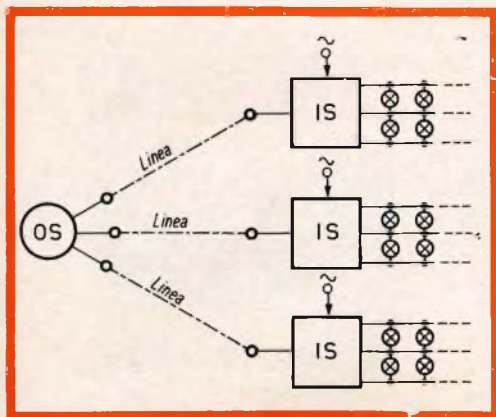


Fig. 1 - Sistema di lampeggiatori LL-CA.

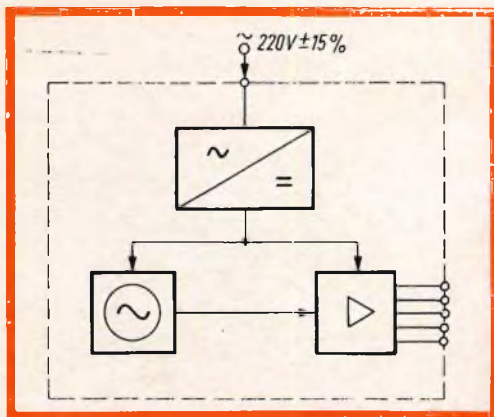


Fig. 2 - Schema a blocchi dell'oscillatore pilota.

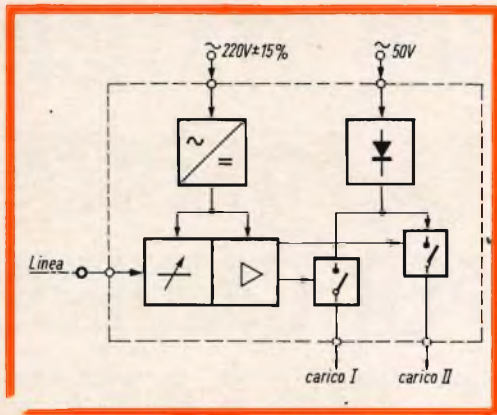


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'interruttore statico IS.

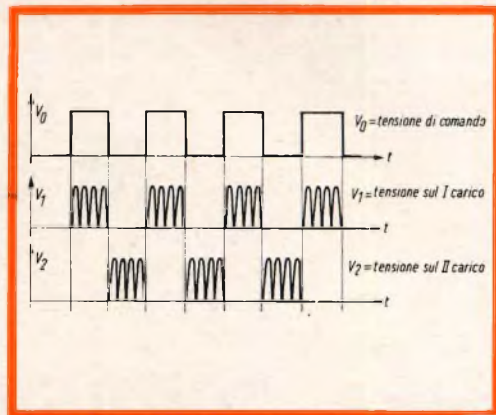


Fig. 4 - Tensione di comando e tensioni sui carichi.

l'ordine delle decine di μsec e con elevatissime frequenze di ripetizione.

Poiché la potenza di comando necessaria per innescare un diodo controllato è di qualche Watt ed è indipendente dalla potenza controllata ne risultano grandi vantaggi per il comando degli interruttori, particolarmente nel caso di comandi a distanza.

Sistema di lampeggiatori LL-CA

Secondo i concetti su esposti, il **Lacep** (Laboratorio Applicazioni Componenti Professionali della Philips S.p.A.) ha realizzato un sistema mediante il quale vengono comandati a distanza, da un punto centrale, più interruttori statici che alimentano lampade di segnalazione (fig. 1).

Il sistema LL-CA consiste di un oscillatore pilota OS, che fornisce la cadenza di accensione, e degli interruttori statici IS.

Ogni interruttore statico è essenzialmente costituito da due diodi controllati, che sostituiscono i contatti, e dai circuiti di comando degli stessi, pilotati dal segnale di cadenza ricevuto dall'OS.

Oscillatore pilota

La frequenza dell'oscillatore pilota è generata da un multivibratore, il cui segnale viene amplificato da uno stadio ad uscita d'emettitore e ripartito quindi su cinque uscite, fra di loro disaccoppiate in modo da garantire la protezione contro i corti circuiti.

Ogni uscita può comandare, tramite una linea, due interruttori.

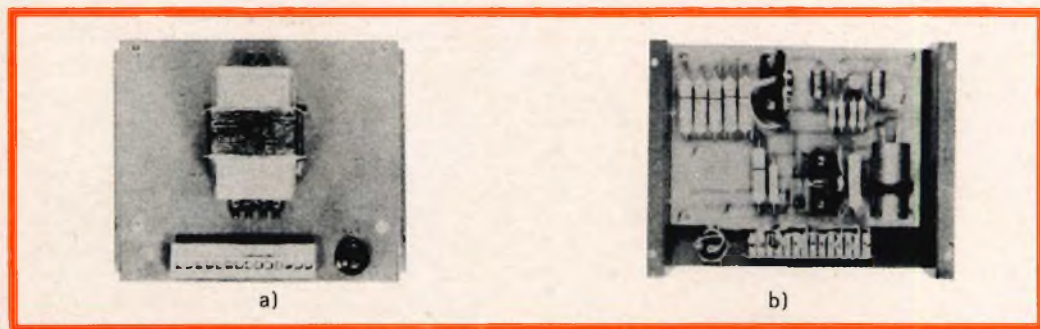


Fig. 5 - Oscillatore OS; in a) visto dal di sopra; in b) visto dal di sotto

ACQUISTATE
ACQUISTATE
ACQUISTATE
ACQUISTATE
ACQUISTATE
ACQUISTATE

An orange circle containing the text "IL NUMERO DUE DI".

IL
NUMERO
DUE
DI

Sperimentare

AVRETE LA POSSIBILITÀ DI RICEVERE GRATUITAMENTE
UN TRANSISTOR PHILIPS AF/117

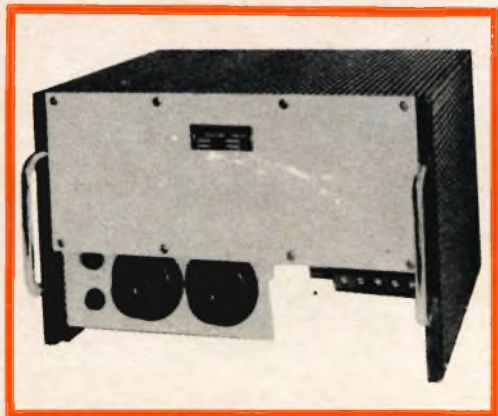


Fig. 6 - Interruttore statico IS.

Il corto circuito su un'uscita non compromette il funzionamento degli interruttori inseriti sulle altre linee. L'oscillatore è provvisto di alimentatore autonomo per rete monofase 220 V.

Interruttore statico

Il segnale di cadenza, proveniente dall'oscillatore pilota attraverso la linea, entra in un circuito a soglia che ne rigenera il livello. Il segnale viene quindi sdoppiato in due segnali controfase per il comando alternativo dei due diodi controllati costituenti gli interruttori.

Questi circuiti elettronici sono alimentati da un alimentatore stabilizzato da rete monofase 220 V. La potenza per le lampade viene ricavata dalla rete tramite un trasformatore seguito da un ponte raddrizzatore; all'uscita di questo si trovano i due inter-

ruttori statici (fig. 3) che alimentano alternativamente i due carichi-lampade.

Le lampade risultano quindi alimentate da una tensione raddrizzata pulsante (figura 4).

L'apparecchiatura descritta consente una notevole flessibilità di prestazioni. La tensione d'uscita può variare da un minimo di pochi volt fino ad un massimo di 380 V; la corrente può raggiungere il valore massimo di 75 A efficaci; la frequenza di commutazione dei carichi può essere variabile comunque, permettendo, ad esempio, segnalazioni luminose in codice. Il sistema descritto, adottato dalla Soc. **Autostrade**, viene normalmente impiegato per la delimitazione delle piste di svincolo e simili ed è particolarmente adatto a zone nebbiose.

Caratteristiche elettriche

Interruttore statico IS: alimentazione circuiti elettronici: 220 V \pm 15%, 50 Hz; alimentazione circuito di potenza (secondario trasformatore): fino a 380 V, 50 Hz; massima corrente per carico: 75 A_{eff}; massima tensione per carico: 380 V_{eff}; tensione di comando cadenza, livello 1: 6 V \pm 20% - livello 0: 0 \div 2 V; corrente di comando: 25 mA; temperatura di funzionamento: -10 °C + 50 °C.

Oscillatore pilota OS: alimentazione: 220 V \pm 15%, 50 Hz; frequenza segnale di cadenza: 1 Hz (per lampada); uscite: 5 indipendenti; caricabilità: 2 IS per uscita; temperatura di funzionamento: -10 °C + 50 °C.

L. C.

Iuristi che visiteranno Londra, troveranno, oltre alla Torre storicamente famosa, un'altra torre proprio nel cuore della città. Si tratta di un nuovo edificio, alto circa 200 m, destinato all'uso per telecomunicazioni; da esso si potranno trasmettere o ricevere simultaneamente ben 150.000 conversazioni telefoniche oppure 100 programmi televisivi sui diversi canali. Gli amanti del panorama saranno soddisfatti dall'immane ristorante... d'alta quota, posto in cima alla torre.

OSCILLATORE A PONTE DI WIEN

Si descrive un circuito pratico di oscillatore a ponte di Wien. L'uscita stabilizzata è di circa 1 V e la distorsione totale a 1 kHz è minore dello 0,5%. I valori della componente alternata sono dati per un funzionamento a quattro diverse frequenze comprese nella gamma da 20 Hz a 300 kHz. Le frequenze misurate sono entro $\pm 3\%$ dei valori teorici.

Il circuito a ponte di Wien (fig. 1) viene comunemente usato come oscillatore R-C, perché, in confronto con altri circuiti, la attenuazione del circuito con la sua frequenza di fase zero è bassa ($= 3$ per un circuito « simmetrico », cioè un circuito in cui $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$); il circuito ha un numero di componenti limitato nella sezione per la regolazione di frequenza.

La bassa attenuazione permette di impiegare una maggiore aliquota di reazione negativa; questo dà una caratteristica di amplificazione lineare, e quindi, bassa distorsione nella forma d'onda d'uscita.

Lo svantaggio è che si deve usare un amplificatore a due stadi, poiché il circuito dà uno spostamento di fase zero con la sua frequenza caratteristica; una condizione per l'oscillazione è che la deriva totale deve essere un multiplo di 360° .

Questo articolo descrive i problemi che sorgono nel progettare un circuito soddisfacente di un oscillatore a transistori a

ponte di Wien. Questi problemi includono l'effetto sulla frequenza di funzionamento di un amplificatore non ideale e la stabilizzazione dell'ampiezza dell'oscillazione. La frequenza di funzionamento può essere selezionata nella gamma da 20 Hz a 300 kHz. La tensione d'uscita è stabilizzata a circa $1 V_{eff}$.

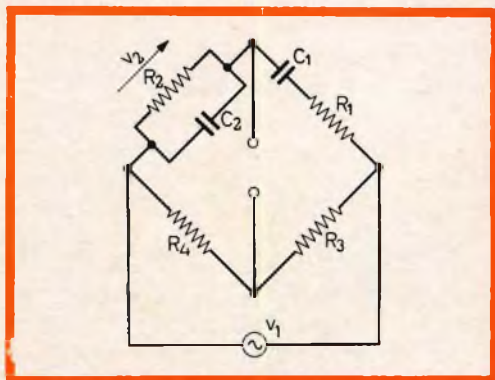


Fig. 1 - Schema base di un ponte di Wien.

Il ponte di Wien

Il circuito di fig. 1 può essere usato direttamente con un amplificatore di tensione come mostrato in fig. 2. Questo circuito può anche essere considerato come un amplificatore il cui guadagno è controllato da una reazione negativa attraverso R_3 e R_4 e con una reazione positiva applicata attraverso un circuito sensibile di frequenza $R_1 C_1$ $R_2 C_2$. In pratica, i circuiti sono progettati in modo che la resistenza d'ingresso e quella d'uscita abbiano un effetto trascurabile sulla frequenza di funzionamento.

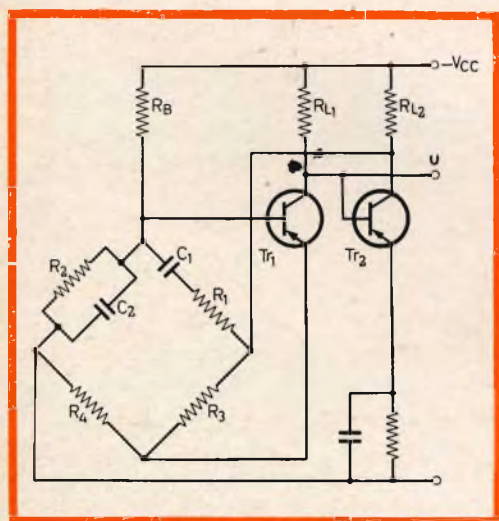


Fig. 2 - Schema base di un oscillatore a ponte di Wien. u = uscita.

Progetto dell'amplificatore

L'amplificatore deve avere una deriva di fase molto bassa sulla gamma di frequenza richiesta. Quindi è particolarmente adatto un amplificatore a due stadi ad accoppiamento diretto, poiché esso elimina una costante di tempo a bassa frequenza e riduce il numero di condensatori elettrolitici di capacità elevata richiesti.

L'amplificatore riportato in fig. 2 non è sempre soddisfacente, perché il sistema di polarizzazione di Tr_1 modifica la frequenza

di oscillazione in quanto R_B è effettivamente in parallelo a R_2 . È consigliabile collegare la polarizzazione al punto di bassa impedenza, così che la resistenza effettiva di polarizzazione possa essere abbastanza bassa per una buona stabilità termica delle condizioni in continua senza portare importanti modifiche all'impedenza del segnale in quel punto. Per questa ragione è preferibile la forma di corrente di un circuito con amplificatore di corrente ad accoppiamento diretto. Un circuito di questo tipo è riportato in fig. 3.

La polarizzazione del primo stadio è derivata da un resistore bypassato nel circuito di emettitore di Tr_2 attraverso il resistore da 10 k Ω . Questo provvede alla reazione negativa c.c. che aumenta la stabilità delle condizioni in c.c. e permette il funzionamento con temperatura ambiente da 0° a 55°C non portando alcuna significativa variazione dei punti di funzionamento. Il circuito di Wien è formato da R_1 C_1 R_2 C_2 e R_1 diventa la resistenza di carico per Tr_2 .

La resistenza di uscita dell'amplificatore sarà leggermente maggiore di $1/h_{oe}$ e quella d'ingresso sarà circa $R_F/(1 + A_v)$ dove A_v è il guadagno di tensione, senza reazione, dalla base di Tr_1 all'emettitore di Tr_2 . In questo caso particolare, $R_F \approx 700 \Omega$ e la resistenza d'ingresso è minore di 3 Ω .

È necessario che R_1 ($= R_2$) sia scelto in modo che sia maggiore di 3 Ω ma minore di $1/h_{oe}$ (che è dell'ordine di 20-30 k Ω).

Comunque R_1 può essere minore di 1 k Ω senza nessuna difficoltà.

Stabilizzazione dell'ampiezza

L'ampiezza dell'oscillazione è autoregolata grazie all'uso di un termistore (S.T.C. tipo R 53) come R_F . Questo è il metodo più semplice e ha solo uno svantaggio: è sensibile alla temperatura ambiente. La resistenza del termistore dipende dalla sua temperatura, essa è una funzione sia della potenza generata in essa dal segnale e

sia dalla potenza dissipata nell'aria. Se la temperatura ambiente aumenta, è necessaria una potenza minore per mantenere il termistore a una certa temperatura, quindi il livello del segnale è ridotto. Se la temperatura ambiente diminuisce, è richiesta una potenza maggiore per mantenere costante la temperatura del termistore e il livello del segnale aumenta.

Questo non è un grande svantaggio nella maggior parte delle applicazioni, poiché la temperatura ambiente varia lentamente. Il transistor è scelto per dare circa 1 V di uscita con la base del transistor Tr_2 a una temperatura ambiente di 20 °C.

L'uscita è prelevata dalla base di Tr_2 (collettore di Tr_1) poiché questo è il solo punto del circuito in quale un carico modesto ha un effetto irrilevante sulla forma d'onda del segnale.

Se l'uscita è presa dal collettore di Tr_2 , l'impedenza del circuito di carico è in parallelo con R_1 ed altera così la frequenza di oscillazione. Se l'uscita è presa dall'emettitore di Tr_2 , l'impedenza del circuito di carico è negativa. Questo altera l'ampiezza dell'oscillazione e causa una distorsione, poiché il livello del segnale tende ad aumentare per mantenere la stessa potenza nel termistore.

Stadio separatore

Se si desidera far funzionare l'oscillatore con un carico variante, è consigliabile isolare il circuito oscillante dal carico per mezzo dell'amplificatore-separatore mostrato in fig. 4.

Un carico elevato sull'uscita dell'amplificatore separatore ridurrà solo l'ampiezza del segnale. Esso non altererà la frequenza o causerà distorsione. Usando un potenziometro come carico dell'amplificatore separatore, si può avere un controllo conveniente dell'ampiezza. La potenza di uscita massima di questo amplificatore è di 0,5 mW con un carico di 1 kΩ.

Se è richiesta una potenza maggiore, l'uscita può essere alimentata con un am-

plificatore di potenza convenzionale. La tensione di uscita massima è di circa 1 V_{eff} .

Il transistor Tr_3 usato è del tipo OC 44 oppure OC 170.

Scelta dei transistori

Il limite alla frequenza massima che si può ottenere con il circuito di fig. 3, è regolato dallo spostamento di fase alle alte frequenze dell'amplificatore.

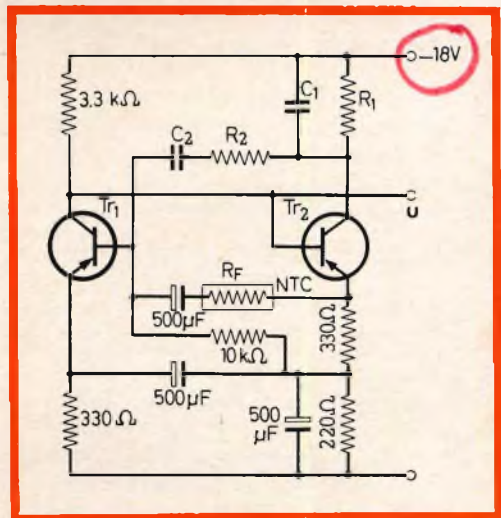


Fig. 3 - Schema elettrico pratico di un oscillatore a ponte di Wien. u = uscita.

Questo dipende principalmente dalla frequenza di taglio dei transistori Tr_1 e Tr_2 .

Con i transistori di bassa frequenza ($f_1 \approx 1$ MHz) uno spostamento di fase di circa 5° è necessario a 30 kHz. I transistori RF ($f_1 = 15$ MHz) producono lo stesso spostamento di fase a circa 1 MHz.

Così un oscillatore per funzionare alle frequenze calcolabili fino a poche centinaia di kHz, è necessario usare i transistori RF. Le caratteristiche della tensione, della corrente e della potenza per i transistori sono modeste. I valori approssimati per il circuito di fig. 3 sono riportati nella tabella 1.

TABELLA 1

	V _{cc} (V)	I _c (mA)	P (mW)
Tr ₁	4	4	16
Tr ₂	9	8	72

Si può dire che l'oscillatore oscillerà alle frequenze più alte dei limiti dati nella tabella per i rispettivi tipi di transistori; ma la frequenza di funzionamento dipende dai transistori stessi e perciò diventa impossibile calcolare la frequenza in modo accurato.

Così, gli effetti non lineari nell'amplificatore diventano più notevoli siccome il circuito di guadagno della reazione negativa stabilizza le cadute dell'amplificatore, aumentando così la distorsione della for-

TABELLA 2

Massima frequenza dell'oscillatore richiesta	10 kHz	200 kHz
Tr ₁	ACY 22 OC 70	OC 44 OC 170
Tr ₂	ACY 22	GET 889

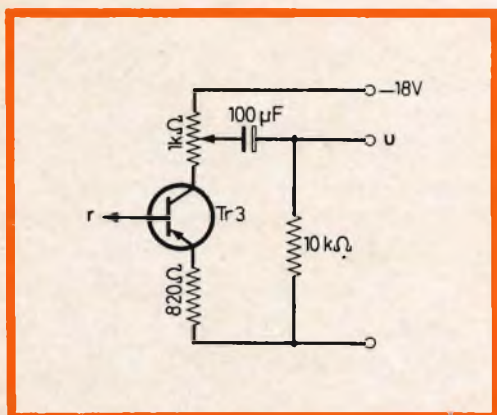


Fig. 4 - Schema di un amplificatore separatore. u = uscita; r = al collettore di Tr₃.

TABELLA 3

Tensione di alimentazione (V)	Temperatura ambiente (°C)	Uscita (V)	Distorsione totale a 1 kHz (%)
18	25	0,92	< 0,5
18	35	0,86	—
18	55	0,73	—
35	25	—	< 1

ma d'onda. Nella tabella 2 vengono suggeriti alcuni tipi di transistori particolarmente adatti.

Valori per i componenti del circuito di Wien

Il circuito dato in fig. 3 è stato progettato sul principio per il quale $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$. Con queste condizioni la frequenza è data da:

$$\omega_0 = 1/R_1 C_1 = 1/R_2 C_2$$

oppure

$$f_0 = 1/2 \pi R_1 C_1 = 1/2 \pi R_2 C_2$$

Il valore di R_1 dovrebbe essere compreso fra 100Ω e $1 k\Omega$. Se si desidera fare un oscillatore sintonizzabile, R_1 e R_2 devono essere variati insieme.

La frequenza calcolata si ottiene da:

$$f_e = 1/2 \pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

usando i valori misurati di R_1 , R_2 , C_1 e C_2 .

La precisione di misura di questi valori era dell'1%, dando così una precisione del $\pm 2\%$ per la frequenza calcolata.

Le caratteristiche dell'oscillatore pratico di fig. 3 con il transistor GET 889 usato per Tr₁ e Tr₂ sono riportate nella tabella 3.

BETA

(Da « Electronic Applications » Vol. 23, N. 4)

CAPACIMETRO PER CONDENSATORI ELETTROLITICI

Riportiamo la descrizione di un semplice capacimetro per la prova dei condensatori elettrolitici; il circuito descritto non costituisce che una « idea » e il principio di funzionamento può essere esteso e sviluppato a seconda delle varie esigenze.

Un apparecchio molto semplice, il cui schema è rappresentato in fig. 1, permette di misurare la capacità dei condensatori elettrolitici aventi un valore compreso fra 5 e 200 μF circa, a condizione che la resistenza globale in parallelo a questo condensatore non sia inferiore a 5 $\text{k}\Omega$.

La misura della capacità si fa con una tensione continua inferiore a 20 V, cosa questa che esclude tutte le eventuali scariche sgradevoli quando si ha un contatto della rete con le prese di misura 1-2. Quanto al valore della capacità, viene indicato direttamente dall'indice del milliamperometro. Il funzionamento dell'apparecchio ha per principio la misura della tensione di ondulazione all'uscita del raddrizzatore.

Come si vede sullo schema di fig. 1, il diodo D_1 funziona come raddrizzatore della « monoalternanza » della tensione fornita dal secondario del trasformatore, di modo che la tensione raddrizzata si presenta ai capi di R_2 sotto l'aspetto della fig. 2 a.

Come il ponte raddrizzatore D2-D5 viene collegato alla resistenza R_2 attraverso il condensatore C_1 , si verifica che la componente alternata, raddrizzata, fa deviare il milliamperometro M (deviazione totale: 2 mA). Se si collega ai capi 1-2 un condensatore elettrolitico qualunque, l'ampiez-

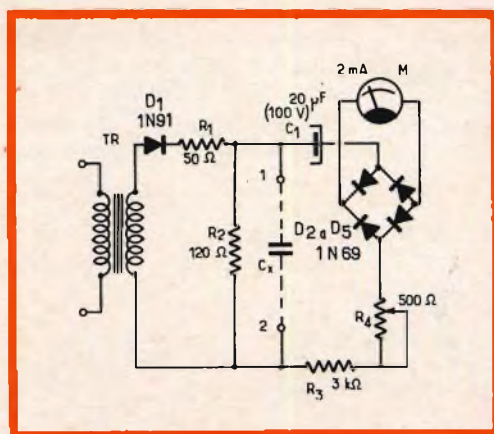


Fig. 1 - Schema del capacimetro.

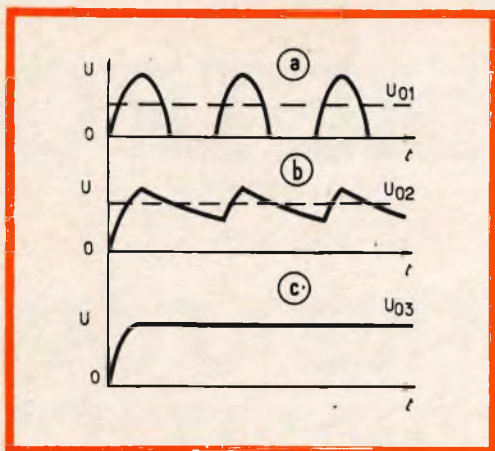


Fig. 2 - Andamento della componente alternata ai capi di R_2 in assenza di tutta la capacità in parallelo (a), con un valore medio di capacità (b), e con una capacità infinita (c).

za della componente alternata alle prese di R_2 sarà minore e più debole a seconda che la capacità del condensatore aggiunto sarà più elevata (fig. 2 b). Si può quindi dopo la calibrazione, graduare il quadrante dello strumento M direttamente in valori di capacità.

Con l'aiuto della resistenza R_4 , si regola la deviazione dello strumento in modo che essa sia totale in assenza di tutta la capacità fra i capi 1 e 2, questo corrisponde alla capacità nulla del condensatore di prova (per esempio condensatore interrotto). Nell'altro caso estremo, vale a dire della capacità infinita (condensatore in cortocircuito) la tensione ai capi di R_2 sarà evidentemente nulla (fig. 2 c) e l'indice del

milliamperometro ritornerà a zero. La graduazione del quadrante dello strumento M avrà dunque l'andamento simile a quello di un ohmetro.

La calibrazione viene fatta con l'aiuto di qualche condensatore calibrato, o di una capacità misurata in precedenza con l'aiuto di un ponte. Per la graduazione nella zona delle capacità basse è consigliabile utilizzare dei condensatori a carta, in cui la corrente di fuga è sempre molto bassa.

Essendo data l'ampiezza della componente continua ai capi di R_2 , è necessario che la tensione di funzionamento dei condensatori da misurare non sia inferiore a 12 V.

Un cortocircuito nel condensatore provato oppure l'inversione della sua polarità non possono aver alcuna conseguenza, perchè la resistenza R_1 limita la corrente attraverso D_1 . Quando un condensatore misurato accusa un valore nettamente superiore alla sua capacità nominale, si deve verificare la sua corrente di fuga che, per un condensatore in buono stato, non deve superare 100 μA per microfarad. Si devono scartare senza esitazione tutti i condensatori la cui corrente di fuga supera i 300 μA per microfarad.

Il trasformatore TR deve dare una tensione dell'ordine di 26 V al secondario con una intensità di corrente di 200 mA, e il diodo raddrizzatore D_1 deve essere previsto per una corrente dello stesso ordine. Le resistenze R_1 e R_2 sono a filo e previste per una dissipazione di 5 W.

*

(Da « Radio Constructeur »)

Il famoso Istituto di Tecnologia del Massachussets ha costruito in una opportuna località del Texas, un'antenna per lo studio della corona solare. L'antenna, che copre una superficie di circa quattro ettari, è costituita da un sistema di 4000 dipoli non orientabili, ed è atta a potenze fino a 500 kW. Nonostante la potenza elevata, i segnali ottenuti dalla corona solare sono sempre 20-30 dB inferiori al rumore, e perciò richiedono una successione di 20 integrazioni per poter essere distinti dal segnale di rumore.

RIDUTTORE DI TENSIONE

110 V
—
220 V

In seguito al cambiamento della rete d'alimentazione o per qualche altro motivo, spesso si ha bisogno di adattare a una tensione di 220 V un apparecchio progettato, in origine, unicamente per 110 o 120 V. In alcuni casi la soluzione classica dell'autotrasformatore può allora essere sostituita con un dispositivo meno pesante, meno ingombrante ed anche più economico.

La scelta della tensione necessaria può essere prodotta senza perdita di potenza, dunque senza riscaldamento, con l'aiuto di un condensatore (fig. 1), quando si ha a che fare con un apparecchio il cui consumo è costante: motore di giradischi o di asciugacapelli, o anche un trasformatore erogante sempre una stessa corrente.

Conoscendo la corrente I consumata dall'apparecchio, si può calcolare la resistenza con $R = 110 U/I$. Il valore del condensatore serie è allora dato da:

$$C = 1/\omega \sqrt{U^2/I^2 - R^2}$$

dove si prende $U = 220$ V e la pulsazione $\omega = 2 \pi f$ uguale a 314. Si noterà allora che in tutti i casi si ha:

$$U^2/I^2 - R^2 = 3 R^2,$$

che ci permette di scrivere:

$$C = 1/\sqrt{3 \omega R}$$

oppure esprimendo C in microfarad:

$$C = 1830/R$$

Per esempio, su un dispositivo che consuma 0,5 A su 110 V, si mette una resistenza R da 220 Ω e, per un funzionamento su 220 V, si mette un condensatore in serie da 8,3 μF circa. Questo condensatore deve ammettere una tensione di funzionamento di almeno 300 V. Un elettrolitico non polarizzato non può essere utilizzato a meno che non sia adatto in modo speciale per tale uso. Due condensatori di

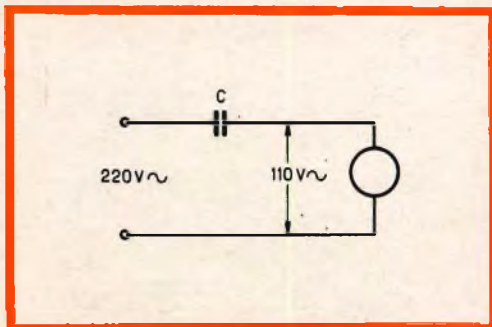


Fig. 1 - Nel caso di un apparecchio a consumo basso e costante, l'adattamento alla rete di 220 V può essere fatto con l'aiuto di un condensatore in serie.

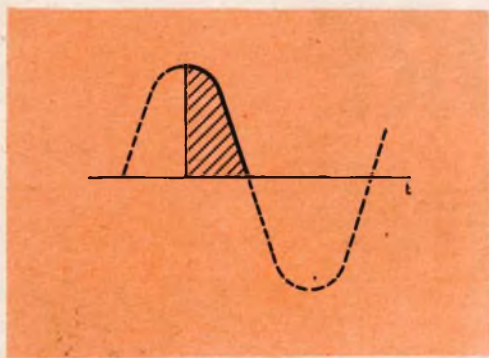


Fig. 2 - Un quarto di periodo di una tensione alternata di 220 V possiede un valore efficace di 110 V.

filtro ordinari da 16 μF , messi in serie, non possono essere adatti, perchè si riscalderebbero in modo esagerato durante il funzionamento.

Il calcolo precedente è valido solo nel caso di apparecchio a resistenza pura; è consigliabile verificare il riduttore con una misura. Essa consiste nel controllare se si hanno 110 V alle prese dell'apparecchio. Nel caso contrario, si dovrà modificare C di conseguenza.

Riduzione con diodo

Certi apparecchi, specialmente di riscaldamento o comportanti un motore a collettore, possono ugualmente funzionare in

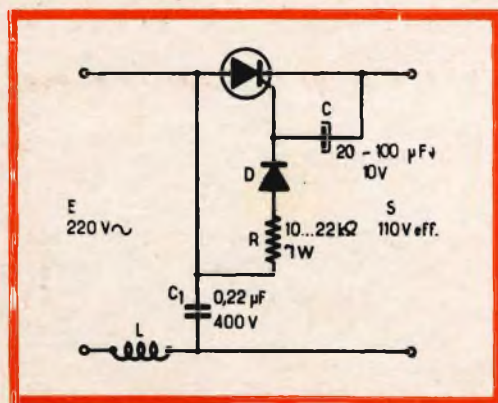


Fig. 3 - Riduttore a thyristor con innesco per sfasamento. E = ingresso, S = uscita.

corrente continua. Si è allora tentati di pensare che sia sufficiente mettere semplicemente un diodo prima dell'apparecchio. Non lasciando passare che una alternanza su due, questo diodo dovrà allora ridurre la tensione di alimentazione in un rapporto di due. Per vedere ciò è sufficiente riprendere l'esempio precedente dove era questione di una resistenza da 220 Ω dissipante 0,5 A su 110 V, ossia 55 W. Mettendo questa resistenza direttamente su 220 V, si consumeranno 220 W, vale a dire quattro volte di più.

Con il diodo in serie, questo consumo si riduce a 110 W, cioè sempre due volte di più rispetto alla potenza nominale di 55 W. Se l'apparecchio è progettato per 127 V, il sovraccarico è ancora del 50% in potenza. In tal caso, la soluzione del diodo in serie è ammissibile quando si desidera utilizzare in modo intermittente un apparecchio progettato per un funzionamento continuo.

Riduttori a thyristor

Per l'alimentazione corretta, su 220 V in alternata, di un apparecchio previsto per 110 V e che può funzionare in continua, esso non lascia passare, di tutto il periodo della corrente d'alimentazione (disegnato a tratto discontinuo in fig. 2) che il quarto rappresentato a tratto continuo. La cosa è possibile quando si fa appello a un thyristor. Nella maggior parte dei casi, il prezzo di questo semiconduttore è inferiore a quello dell'autotrasformatore corrispondente.

Un primo schema di riduttore a thyristor è riprodotto in fig. 3. Il suo principio di funzionamento è basato su uno sfasamento ottenuto con gli elementi R e C. Con il diodo D, si evita che l'elettrodo di comando sia sottoposto a una tensione inversa. I valori di R e di C sono indicati in fig. 3, nei limiti variabili per dei thyristor da 5 a 10 A. Essi dipendono dalla corrente di innesco richiesta dall'elettrodo di comando.

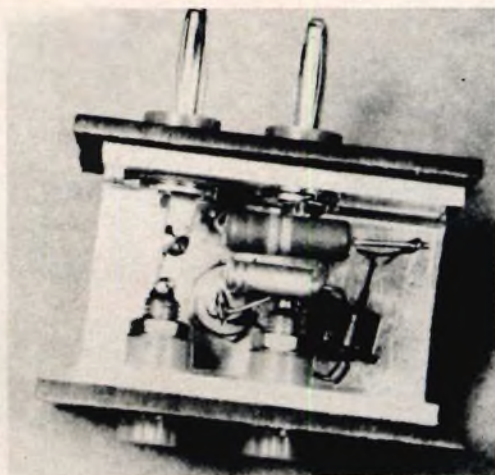
Siccome questa corrente varia sensibil-

mente da un campione all'altro dello stesso tipo, è necessaria una piccola messa a punto. Essa consiste nell'utilizzare i valori massimi indicati e nel ridurre poi C fino a che si trova, a carico, una tensione continua vicina a 50 V sulle prese di uscita. Poi si lavora sul valore di R per ottenere esattamente questi 50 V. Questa tensione, misurata con un tester, in continua, è il valore medio della tensione di uscita. Siccome la sua forma è a impulsi, la tensione efficace è perciò più elevata. Essa corrisponde a 110 V, quando il tester indica 50 V.

Gli elementi C₁ e L costituiscono un circuito antiparassita, indispensabile per la maggior parte delle applicazioni. La bobina L è costituita di circa 80 spire di filo da 0,5 mm avvolte su un nucleo di Ferroxcube 3 B della lunghezza di 25 mm e del diametro di 4 mm. Il thyristor deve poter sopportare una tensione inversa di 400 V come pure il diodo D che, inoltre, deve sopportare almeno 30 mA.

Il riduttore può essere montato come una presa intermedia di corrente. Un lamierino di alluminio, piegato ad U, accoglie sul fondo il thyristor e serve nello stesso tempo da radiatore. Con gli spinotti e le prese di collegamento, si tengono ferme due piastrine di bakelite che servono da isolanti, e superano leggermente i bordi di alluminio. La protezione delle altre facce consiste in una striscia di plastica piegata.

Dal lato degli spinotti si mette la resistenza R e, più lontano, il condensatore C con il diodo D. Il contenitore di 30 x 30 x



Riduttore 220-110 V realizzato sotto forma di boccola intermedia.

55 mm è sufficientemente grande per poter contenere anche gli elementi antiparassitari L e C₁ di fig. 3.

Non utilizzando che i livelli di innesco del thyristor, il montaggio della fig. 3 accusa un leggero effetto di temperatura. Inoltre si constata che la tensione di uscita aumenta un poco con l'assorbimento. Per un apparecchio economico, queste variazioni sono generalmente senza importanza, ma se questo è necessario è relativamente facile da fare. Come mostra lo schema di fig. 4, si utilizza, per questo, un transistor n-p-n che, tanto che esso conduce, impedisce al thyristor di innescare.

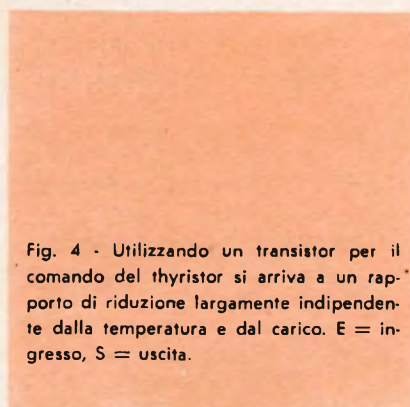
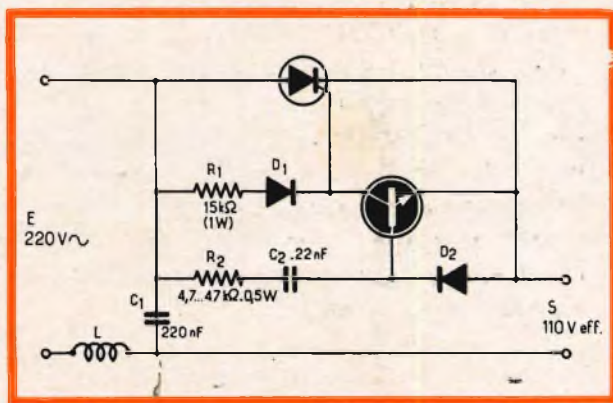


Fig. 4 - Utilizzando un transistor per il comando del thyristor si arriva a un rapporto di riduzione largamente indipendente dalla temperatura e dal carico. E = ingresso, S = uscita.



Con il condensatore C_2 , si applica la tensione d'ingresso sulla base di questo transistor. All'inizio di ciascuna alternanza positiva, C si carica attraverso il diodo base-emettitore del transistor. Quest'ultimo si troverà dunque saturato e il thyristor resta bloccato. Quando la tensione d'ingresso supera il suo valore di cresta, C_2 si scarica su D_2 , rendendo negativa la base del transistor, che fa così innescare il thyristor.

Per la sua concezione, il circuito non potrà funzionare che nelle condizioni indicate in fig. 2. Una regolazione esatta resta nondimeno possibile scegliendo R_2 in modo da ottenere, come in precedenza, una tensione continua media di 50 V alle prese di uscita, a carico.

Il circuito antiparassita $L - C_1$ comporta gli stessi elementi dell'altro. Per D_2 , si può utilizzare qualsiasi diodo al germanio; purché sopporti qualche milliampere solamente e una tensione dell'ordine del volt. La tensione massima di collettore del transistor, essendo dello stesso ordine di grandezza, si può utilizzare qualsiasi tipo di germanio o al silicio, che ammetta una corrente di collettore di 30 mA e un guadagno in corrente superiore a 30.

Se si utilizzano delle componenti di dimensioni ridotte, si può alloggiare il montaggio nel contenitore descritto in precedenza.

EFFETI

(Da « Radio Constructeur »)

La Gran Bretagna e gli Stati Uniti stanno mettendo a punto un sistema comune per comunicazioni militari via satellite. Sebbene tutto il progetto sia ovviamente circondato dal segreto, specialmente per ciò che riguarda i dettagli realizzativi, un aspetto originale è ugualmente emerso: si tratta dell'utilizzazione della superficie lunare e dei « rifiuti dello spazio » come satelliti passivi. È noto che con il termine « rifiuti dello spazio » si indicano tutti i corpi morti ruotanti in orbita intorno alla terra, per esempio, satelliti che hanno esaurito il loro compito precipuo, stadi finali dei missili vettori ed altri. Non è ben noto lo scopo di questa utilizzazione, però è presumibile che il sistema sia stato adottato essenzialmente per ragioni di minore vulnerabilità rispetto ad un satellite ripetitore stazionario. Il segnale riflesso da questi corpi morti è normalmente dell'ordine di 10^{-12} W, però si è trovato che ci sono dei « flash » di riflessione in cui la potenza ricevuta aumenta notevolmente; questo fatto è provocato dalla continua rotazione che agita i corpi vaganti, per cui in alcuni momenti la superficie utile per la riflessione è assai più elevata che in altri, in dipendenza dalla forma dell'oggetto. Si sta qui cercando di sfruttare ai fini della trasmissione anche questo fenomeno; rimane comunque il fatto che il segnale di rumore è sempre preponderante nella ricezione.

Per ovviare a questo inconveniente gli stadi amplificatori dell'impianto ricevente vengono mantenuti a temperature estremamente basse (-253°C) poiché, come è noto, il rumore intrinseco di un componente elettronico dipende in maniera essenziale dalla temperatura. Il fatto che, sempre per esigenze militari, gli impianti trasmettenti e riceventi debbano essere mobili, permette di immaginare quale sia la mole dei problemi tecnici affrontati dagli scienziati addetti al progetto.

ALIMENTATORE FILTRATO E STABILIZZATO

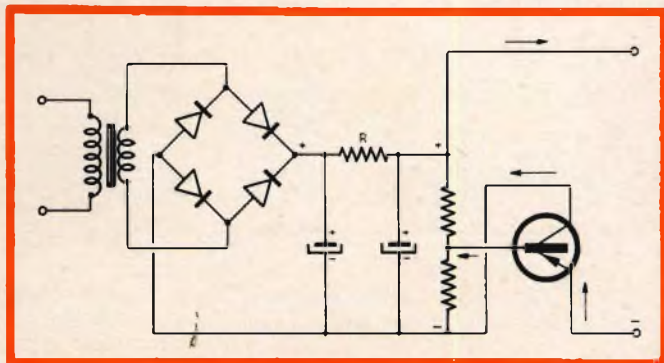
Si descrive un alimentatore stabilizzato adatto a fornire le tensioni di alimentazione per qualsiasi montaggio a transistori; esso ha una tensione d'uscita di 9 V e una corrente da 10 a 300 mA. Il circuito descritto è consigliabile per la sua praticità d'impiego e per la sua economia, in quanto, oltre al notevole risparmio in confronto al prezzo delle pile, consente di ottenere una tensione costante e filtrata.

Il circuito che ci accingiamo a descrivere può fornire una corrente di 300 mA con una tensione di 9 V, con possibilità di modificare il valore della tensione d'uscita grazie a una piccola modifica che vi indicheremo. Precisiamo ancora che la tensione d'uscita resta costante, variando la corrente fra 10 e 300 mA, anche con variazioni della tensione di rete del $\pm 3\%$.

Principio di base

Riferiamoci alla fig. 1. Si vede una cella di filtraggio e di raddrizzamento che trasforma in corrente continua una corrente alternata. Fra i due capi diametralmente opposti di un ponte di quattro diodi, alimentati con una tensione alternata, si ottiene una corrente diretta pulsante. Que-

Fig. 1 - Circuito di principio dell'alimentatore, il transistor stabilizza la tensione di uscita.



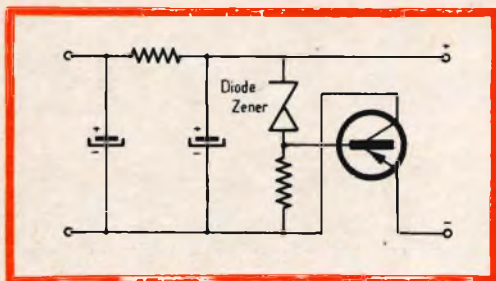


Fig. 2 - La stabilizzazione del potenziale della base è assicurata dal diodo Zener.

sta corrente è regolata da una cella a π costituita dall'associazione di due condensatori elettrolitici e da una resistenza. Nel circuito è inserito un transistor P-N-P che funziona come filtro complementare, assicurando la stabilizzazione della tensione di uscita del montaggio, a prescindere dell'intensità della corrente continua dissipata dall'apparecchio utilizzatore.

Si deve notare che il polo positivo dell'alimentatore è direttamente collegato al polo positivo del ponte dei diodi raddrizzatori, mentre il polo negativo dell'alimentatore non è altro che l'emettitore del transistor P-N-P.

Si potrebbe obiettare sul fatto del polo negativo sull'emettitore di un transistor P-N-P, ma si deve notare che la corrente « entra » dall'emettitore di un transistor P-N-P per « uscire » dalla sua base e dal

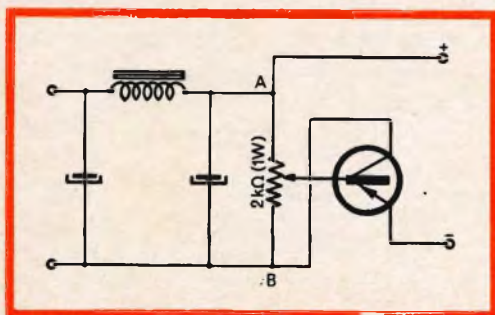


Fig. 3 - Il potenziometro da 2 k Ω - 1 W permette di regolare il valore della tensione di uscita.

suo collettore. Dunque, lo schema è esatto, l'emettitore del transistor P-N-P corrisponde esattamente al polo negativo del nostro alimentatore.

Si deve, quindi, stabilizzare il potenziale sulla base del transistor con l'aiuto di un diodo Zener; essa è alimentata con una alimentazione inversa (fig. 2). Il catodo del diodo Zener, che corrisponde al polo negativo di un sistema raddrizzatore, deve essere collegato al polo positivo della sorgente della corrente raddrizzata, allorché il suo anodo (positivo) deve essere collegato al polo negativo. Al termine della costruzione dell'apparecchio, si constaterà che la tensione di uscita di questo piccolo alimentatore è mantenuta a 9 V, valore della tensione nominale (inversa) del diodo Zener BZZ 19, anche in presenza di variazioni di $\pm 3\%$ della tensione di rete e qualunque sia il valore dell'intensità di corrente dissipato nell'apparecchio alimentato, purché il valore sia compreso fra 10 e 300 mA.

Lo scopo di questo articolo è di permettere la costruzione dell'alimentatore a tutti coloro che lo desiderano senza procurare loro grandi difficoltà, infatti tutti i componenti sono di facile reperibilità; nello stesso tempo però l'apparecchio è di buona qualità.

Il trasformatore di alimentazione è del tipo da 110-220 V al primario mentre il secondario è previsto per dare 1 A su 12 V a carico. Le due induttanze di filtro presentano una resistenza ohmica di circa 40 Ω , un coefficiente di autoinduzione di 1,8 H e devono sopportare una corrente da 300 a 350 mA.

Il circuito completo dell'alimentatore è riportato in fig. 4. I condensatori da 10 nF e i resistori da 470 k Ω collegati in parallelo ai diodi del ponte raddrizzatore hanno il compito di proteggere i diodi e di contribuire alla regolazione della corrente raddrizzata-pulsante sopprimendo il ronzio.

Si notino anche i due condensatori da 20 nF, disposti fra le prese di massa e la rete. Questa precauzione permette di eli-

minare buona parte dei rumori parassiti dovuti alla rete.

Spieghiamo ora perché il comando della messa in tensione dal lato dell'ingresso della rete si effettua simultaneamente con quello d'uscita, con l'interruttore doppio S₁-S₂.

Se non si avrà che il circuito primario del trasformatore all'ingresso, allorché l'alimentatore è ancora collegato a un apparecchio utilizzatore quest'ultimo continua a funzionare fino a che i condensatori si saranno scaricati.

Ci si potrà domandare a questo punto per quale ragione si sono usati tre transistori OC 74 in parallelo (che danno una corrente di 450 mA) invece di usare un solo transistor di potenza equivalente in cui il guadagno in corrente è identico a quello degli OC 74. Si è preferito usare i tre transistori perché il costo di un transistor di potenza è piuttosto elevato e inoltre lo si dovrebbe fissare su un dissipatore di calore. Non si dimentichi di collegare delle resistenze di valore basso (nel nostro caso da 4,7 Ω) sui circuiti di emettitore degli OC 74 al fine di equilibrare i guadagni di questi transistori.

In quanto alla resistenza da 1000 Ω, 1 W collegata in parallelo all'uscita con i condensatori elettrolitici di filtro, essa permette, senza alcun rischio di lasciare l'alimentatore sotto tensione.

Infine la lampadina al neon, collegata al primario del trasformatore di alimentazione, funziona da spia luminosa.

Pensiamo, a questo punto, di aver fornito dettagli sufficienti alla costruzione di questo piccolo alimentatore che può risultare molto utile per alimentare tutti i vostri piccoli montaggi a transistori.

Se si desidera avere la possibilità di variare il valore della tensione di uscita, non si utilizzi il diodo Zener. Si sostituisca la resistenza a filo da 470 Ω con un potenziometro le cui estremità saranno collegate ai punti A e B dello schema di fig. 4. Il cursore del potenziometro sarà collegato alle basi dei transistori OC 74, come indicato in fig. 3.

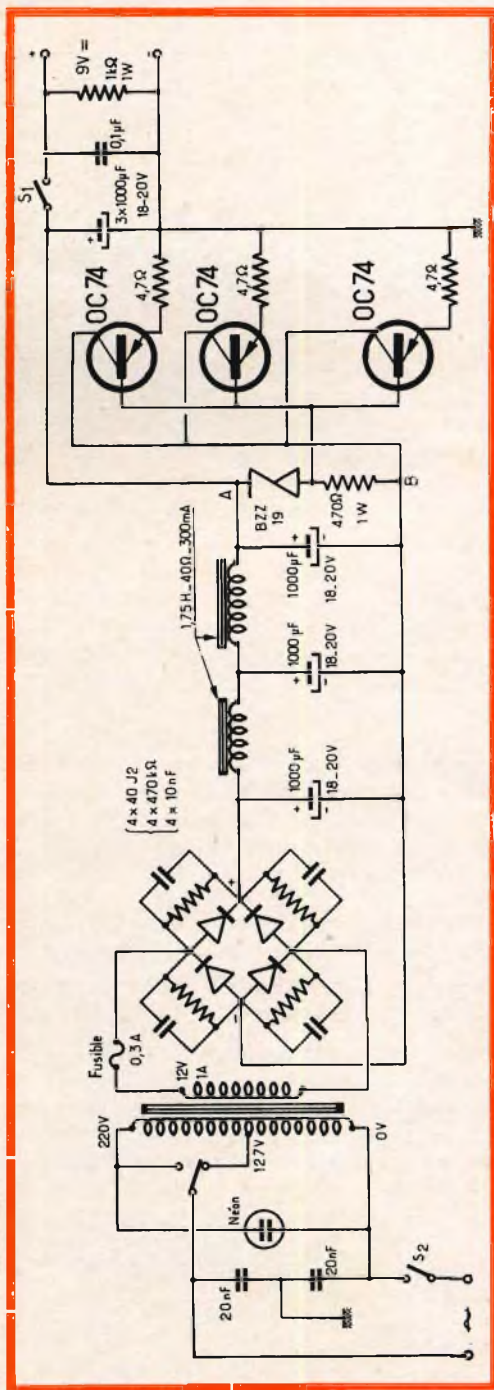


Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato da 9 V, 10-300 mA.

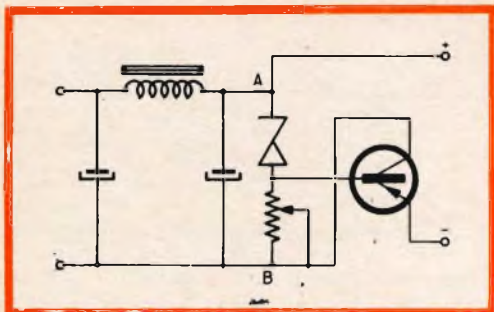


Fig. 5 - Circuito per ottenere una tensione di uscita stabilizzata per mezzo del diodo Zener a un valore desiderato, che deve essere quello della tensione nominale del diodo.

Questa volta, la stabilizzazione della tensione di uscita dell'apparecchio sarà meno buona che nel caso in cui il circuito sia fornito del diodo Zener. È possibile disporre, fra le basi dei transistori e il punto A, un diodo Zener che stabilizzi la tensione di uscita dell'apparecchio al valore della tensione nominale propria (fig. 5).

Si potrà agire sul cursore del potenziometro per ottenere il corretto funzionamento dell'apparecchio, senza provocare dei sovraccarichi al diodo Zener.

*

(Da « Radio constructeur »)

La SGS - Fairchild ha presentato alcuni nuovi tipi BLY25 e BLY26 di transistori planari al silicio di elevata potenza, particolarmente adatti a fornire prestazioni di elevata sicurezza in condizioni di funzionamento estremamente severe. Questi risultati sono stati ottenuti grazie all'adozione di un nuovo accorgimento che facilita il raggiungimento di potenze elevate: sulla superficie dell'emettitore viene depositata una pellicola resistiva ultra sottile al nichel cromo, la quale ha il compito di distribuire il flusso di corrente in maniera uniforme attraverso l'intera area dell'emettitore. Grazie alla controreazione negativa introdotta dalla resistenza di emettitore viene ridotta la concentrazione di corrente, che notoriamente è una delle principali cause del breakdown.

I transistori ottenuti con questo sistema raggiungono una potenza di 30 W a 40 V e a 100°C. La bassa capacità di uscita, l'elevata frequenza di taglio e soprattutto le notevoli caratteristiche di robustezza meccanica, rendono questi transistori particolarmente adatti per impieghi professionali e militari di elevato affidamento.

Alcuni scienziati della Bell Telephone hanno realizzato un nuovo tipo di filtro passa banda costituito da un singolo « Wafer » di quarzo con due elettrodi dorati, del diametro di solo 10 mm. La larghezza di banda è all'incirca lo 0,1% della frequenza media, e quest'ultima può essere scelta nella gamma da 1 a 150 MHz. Il dispositivo a cristallo ha proprietà di trasmissione simili a quelle di una rete filtro convenzionale, purché le dimensioni e la posizione degli elettrodi siano scelte opportunamente. Esso originariamente ha una sola frequenza di risonanza, determinata in parte dalle proprietà del cristallo, in parte da quelle degli elettrodi. Quando viene usato come filtro il dispositivo risona a due frequenze differenti: una sopra ed una sotto la frequenza originaria di risonanza. Questa proprietà della doppia risonanza, che è essenziale per il funzionamento come filtro passa banda, è dovuta all'accoppiamento meccanico tra i due risonatori costituiti dai due elettrodi inseriti nel quarzo, e dipende dalla loro massa e dalla loro distanza.

Le due frequenze di risonanza costituiscono le due frequenze di taglio del filtro, che perciò lascia passare le frequenze intermedie ed attenua tutte le altre.

MICRO TRASMETTITORE FM PER I 36,4 MHz

Riportiamo un interessante circuito trasmettitore da applicare ad un microfono adatto alla gamma FM sulla frequenza di 36,4 MHz. Teniamo a precisare che il montaggio è puramente sperimentale e come tale deve essere considerato con le dovute precauzioni.

Un microtrasmettitore presenta dei vantaggi interessanti quando si desidera realizzare un « contatto » sonoro, in particolare in occasione di servizi sportivi all'esterno oppure anche al coperto.

Questo sistema è molto più comodo che avere un filo di collegamento fra il microfono e l'ingresso dell'amplificatore di sonorizzazione o l'ingresso del magnetofono alimentati dalla rete.

La soluzione consiste nell'equipaggiare il microfono di un piccolo trasmettitore di debole potenza che si accoppia poi a un ricevitore accordato sulla frequenza di emissione. Anche se il ricevitore non è equipaggiato di un amplificatore di potenza, le tensioni rivelate sono di ampiezza sufficiente per essere applicate sia all'ingresso di un amplificatore BF o di un magnetofono.

Vogliamo precisare a questo punto che si tratta di un montaggio puramente sperimentale. Il microfono funziona sulla gamma

FM delle radiodiffusioni, gamma sulla quale è proibita ogni trasmissione.

Un ricevitore FM classico o un sintonizzatore FM potrebbero essere adatti per ricevere la trasmissione.

Per evitare tutte le perturbazioni nei ricevitori FM vicini malgrado la debole potenza di trasmissione, si sono scelte delle frequenze ben precise per il funzionamento di questa categoria di trasmettitori FM. È per questa ragione che il trasmettitore descritto lavora su 36,4 MHz, per mezzo di un condensatore variabile che permette la regolazione fra 35,4 e 37,4 MHz circa. Queste frequenze non sono più captate dai ricevitori o sintonizzatori FM classici. È dunque necessario associare il microfono trasmettitore a un sintonizzatore adatto per la ricezione di questa gamma.

Il microfono trasmettitore è montato in una scatola metallica di 65 x 30 x 80 mm. Il microfono del tipo piezoelettrico è montato sul coperchio. Un interruttore a pul-

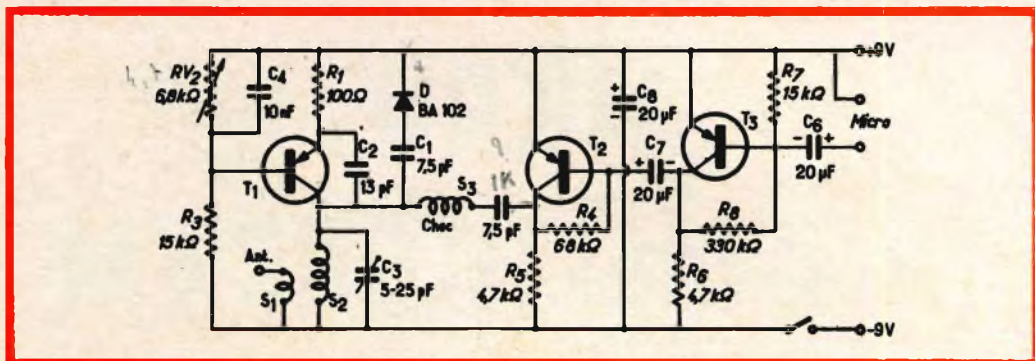


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

COMPONENTI

Resistori

$R_1 =$	100 Ω
$R_2 =$	6,8 k Ω variabile
$R_3 =$	15 k Ω
$R_4 =$	68 k Ω
$R_5 =$	4,7 k Ω
$R_6 =$	4,7 k Ω
$R_7 =$	15 k Ω
$R_8 =$	330 k Ω

Condensatori

$C_1 =$	7,5 pF ceramico
$C_2 =$	13 pF
$C_3 =$	5-25 pF variabile

$C_4 =$	10.000 pF
$C_5 =$	7,5 pF ceramico
$C_6 =$	20 μ F elettrolitico
$C_7 =$	20 μ F elettrolitico
$C_8 =$	20 μ F elettrolitico

Transistor

$T_1 =$	AF 102 - AF 178
$T_2 =$	AC 125
$T_3 =$	OC 45 (AF 127)
D =	BA 102 (diode varicap)

Bobine

$S_1 =$	bobina d'antenna
$S_2 =$	bobina d'accordo
$S_3 =$	bobina d'arresto

sante, posto sul lato, mette in funzione la pila miniatura da 9V incorporata nell'apparecchio. L'antenna è costituita da un pezzo di filo flessibile isolato di 50 cm di lunghezza.

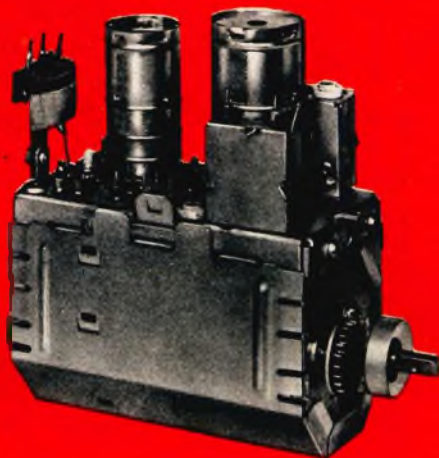
La qualità della riproduzione ottenuta con questo apparecchio è eccellente. Si può migliorare con l'impiego di un microfono dinamico in sostituzione di quello piezoelettrico, senza bisogno di apportare alcuna modifica ai valori dei componenti.

Schema del microfono-trasmettitore

Lo schema completo del microfono-trasmettitore è indicato in fig. 1. Esso è equipaggiato di due transistor OC 45 (AF 127)

e AC 125 preamplificatori BF e di un transistor AF 102 (AF 178) oscillatore, la modulazione è ottenuta con un diodo Varicap BA 102 a capacità variabile.

Le tensioni BF erogate dal microfono sono applicate dal condensatore C_6 di 20 μ F, sulla base del transistor T_3 . La base di questo transistor è polarizzata dal ponte R_6 - R_7 fra il collettore e il polo positivo. Il carico di collettore R_6 è uguale a 4,6 k Ω . Il condensatore C_7 trasmette le tensioni amplificate alla base del secondo transistor T_2 montato anch'esso come amplificatore a emettitore comune. La sua base è polarizzata da R_4 di 68 k Ω che ritorna al collettore, il cui carico R_5 è di 4,7 k Ω . Il collettore è unito per mezzo di C_5 da 7,5 pF e



SELETTORE DI CANALI

□ STADIO AMPLIFICATORE RF CON TRIODO NEUTRALIZZATO PC 900 □ REGOLAZIONE FINE DELLA SINTONIA MEDIANTE SISTEMA MEMOMATIC □ BOBINE "STAMPATE"

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- Stadio amplificatore RF: PC 900 triodo VHF con griglia a telaio.
- Stadio oscillatore e convertitore: PCF 801 triodo-pentodo; entrambe le sezioni con griglia a telaio.
- Corrente di accensione del filamento: 300 mA
- Tensione di accensione del filamento: = 12 V
- Tensione anodica amplificatore RF + oscillatore + convertitore: 135 V
- Corrente anodica amplificatore RF + oscillatore: 24 mA ($V_{CAO} = 0$ V)
- Corrente anodica convertitore: 14 mA
- Portante FI video: 45,9 MHz
- Portante FI audio: 40,4 MHz
- Larghezza di banda RF: 14 MHz a -3 dB
- Guadagno: 54 X
- Cifra di rumore: 4,5 kT₀
- Dimensioni d'ingombro: 128 x 115 x 50

IL TRIODO PC 900 con griglia a telaio è stato appositamente studiato per essere montato nello stadio amplificatore RF in un circuito neutralizzato con bobino a messa e al quale può essere applicata una tensione C.A.O. La capacità anodogriglia è ridotta a 0,33 pF grazie all'inserrimento di uno schermo tra le superfici interne della griglia e dell'anodo; la neutralizzazione di questo stadio non è quindi critica.

IL TRIODO-PENTODO PCF 801 è stato anch'esso sviluppato per i moderni selettori VHF esattamente accoppiati con selettori UHF. In ricezione UHF infatti la sezione pentodica è in grado di funzionare come prima valvola amplificatrice della frequenza intermedia con possibilità di regolazione del guadagno dato che la griglia della sezione pentodo è a telaio e a passo variabile.



PHILIPS

S.P.A. REPARTO ELETTRONICA
P. IV NOVEMBRE, 3 - MILANO

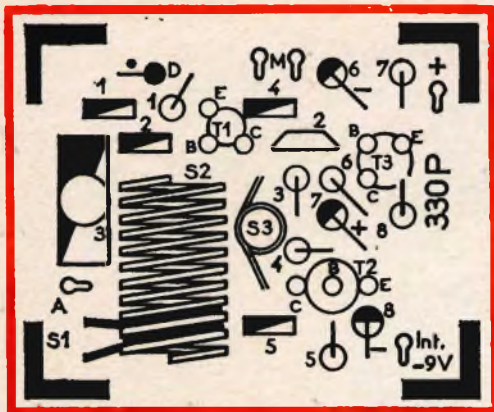


Fig. 2 - Esempio della disposizione dei componenti sulla piastrina a circuito stampato.

della bobina d'arresto S_3 al collettore del transistor oscillatore T_1 . Il circuito accordato S_2 - C_3 è montato fra il collettore e il polo negativo. A titolo indicativo S_2 comprende 7 spire di filo nudo di 8/10 avvolte in aria su un diametro di 15 mm, con una lunghezza dell'avvolgimento di 25 mm. La bobina d'antenna S_1 comprende 2 spire di filo isolato avvolte fra le prime due spire di S_2 dal lato del negativo.

Le tensioni di modulazione sono ugualmente applicate per mezzo di C_1 , di 7,5 pF sul diodo Varicap BA 102 in cui la capacità varia al ritmo della modulazione. Questa

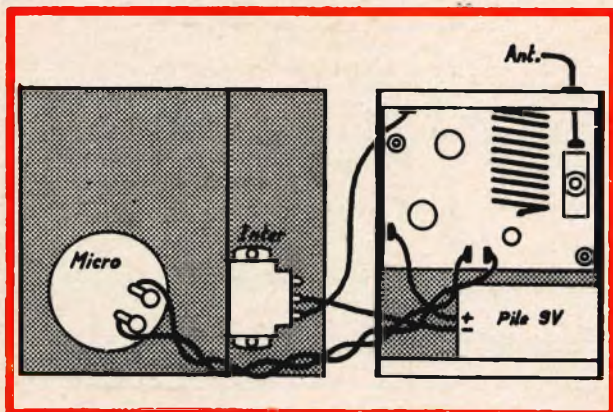


Fig. 3 - Disposizione del circuito nel contenitore e collegamenti dei vari componenti.

variazione si ripercuote sulla capacità d'accordo C_3 del circuito oscillante. La variazione effettiva è quella della risultante di C_1 in serie con la capacità del diodo BA 102.

L'oscillazione di T_1 è ottenuta per mezzo di C_2 da 13 pF. L'emettitore è stabilizzato dalla resistenza R_1 di 100 Ω e la base è polarizzata dal ponte RV_2 - R_3 di 6,8 k Ω - 15 k Ω fra + e - 9 V.

Montaggio e cablaggio

Una piastrina a circuito stampato di piccole dimensioni porta tutti gli elementi del montaggio, esclusi il microfono e l'interruttore fissati al coperchio del contenitore.

Si inizi col saldare gli elementi sul circuito stampato come mostrato in fig. 2. Cinque boccole d'uscita facilitano i collegamenti; una presa per l'antenna, due per l'alimentazione e due per il microfono.

Il circuito stampato è fissato con 4 supporti filettati all'interno del contenitore con viti e rondelle isolanti. La fig. 3 mostra chiaramente la disposizione del circuito e i vari collegamenti.

La regolazione è molto semplice. Una volta che il montaggio è terminato, è sufficiente assicurarsi della presenza delle oscillazioni RF e della sua esatta frequenza di ricezione di 36,4 MHz.

Il controllo della RF si può fare con l'aiuto di un trasmettitore di radiocomando. Si ricerca il massimo della deviazione regolando la resistenza variabile RV_2 . La regolazione della frequenza viene attuata per

mezzo del condensatore variabile C_3 , essendo, il sintonizzatore speciale, accordato su 36,4 MHz.

BETA

(Da « Le Haut-parleur »)



MILANO - VIA VALLAZZE, 78 - TEL. 23.63.815

Errepi

ELECTRONIC

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 20 k 30 PORTATE

Sensibilità C.C. 20.000 Ω/V
V. cc. 2,5/10/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 k Ω/V 10/50/250/500/1.000 V
mA. cc. 50/500 μ 5/50 mA 1 A
 Ω : da 0 a 10 M Ω in 4 portate,
con alimentazione a batteria a 3 V
Misuratore d'uscita:
10/50/250/500/1.000 V
Decibel: da - 10 a + 22 dB in 5 portate
Dimensioni: mm 124 x 78 x 29
Peso: g 265

COMPLETO DI PUNTALI-ASTUCCIO
E MANUALE D'ISTRUZIONE

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k 47 PORTATE

Sensibilità C.C. 40.000 Ω/V
V. cc. 250 mV/1/5/10/25/50/250/500/
1.000 V
V. ca. 5 k Ω/V 5/10/25/50/250/500/
1.000 V
cc. 25/500 μ 5/50/500 mA 1/5 A
 Ω : da 0 a 100 M Ω in 5 portate con
alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2
portate
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2
portate
Misuratore d'uscita:
5/10/25/50/250/500/1.000 V
Decibel: da - 10 dB a + 62 dB
in 7 portate
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35.
Peso: g 350

COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI
E MANUALE D'ISTRUZIONE



PREZZO NETTO L. 9.950

IL PRIMO ANALIZZATORE TASCABILE
A 40.000 Ω/V



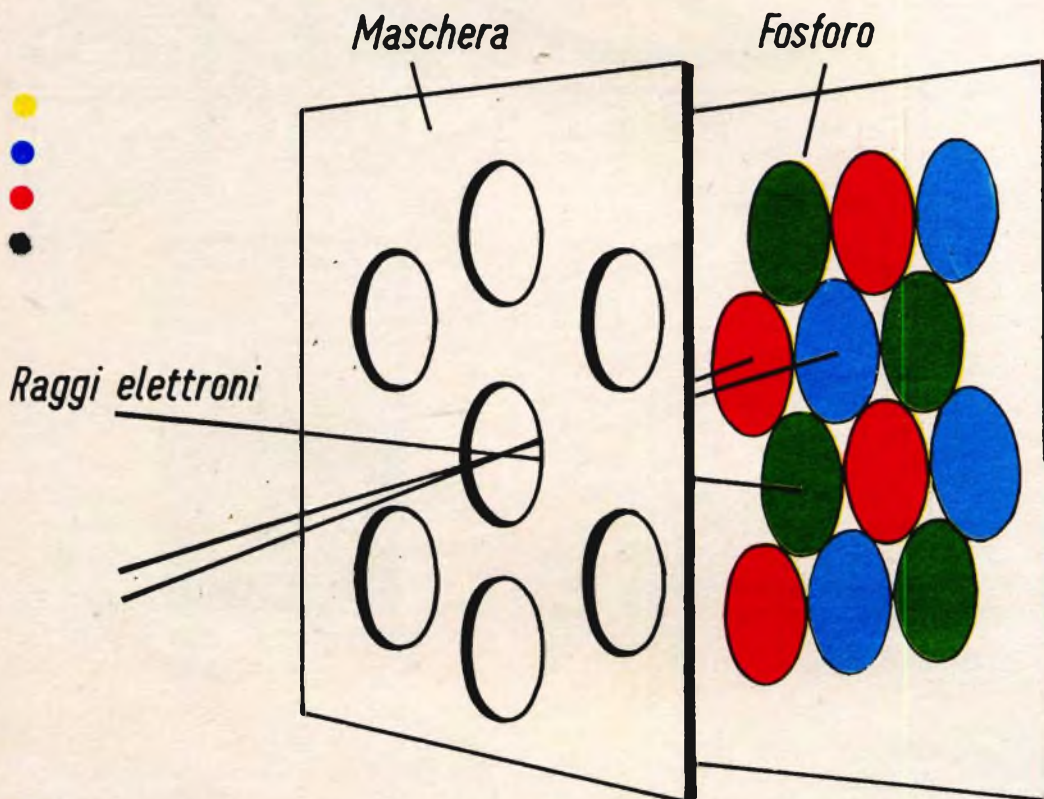
IL PIÙ COMPLETO TRA GLI STRUMENTI
AL PREZZO ECCEZIONALE DI L. 12.500

Altre produzioni **ERREPI:**

ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM

Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella
serie normale e nella serie Lux

CORSO



Il colore è la vita stessa! Nessuno di noi potrà mai dimenticare un limpido tramonto in alta montagna o al mare. Basta fermare l'attenzione e osservare tutto quanto ci circonda per accorgersi come tutte le cose assumono colori meravigliosi che continuamente cambiano la loro sfumatura man mano che la palla infuocata del sole sparisce o dietro le montagne o si tuffa nelle acque del mare. Nessuno può sottrarsi al fascino dei colori dei fiori o ai colori che l'arcobaleno racchiude nel suo cerchio magico dopo un temporale estivo.

Tutte queste mirabili sensazioni potranno finalmente essere « portate » nell'intimità della nostra casa con la televisione a colori.

Il cammino della televisione a colori è stato identico a quello della cinematografia a colori. Prima infatti, abbiamo visto i film in bianco e nero e poi quelli a colori. Così in televisione. Da più di dieci anni vediamo sullo schermo del nostro televisore le immagini in bianco e nero. Tra poco vedremo le stesse immagini, ma con lo splendore del colore!

Per il profano è già una cosa misteriosa la televisione in bianco e nero! Un'immagine che valica distanze immense! Adesso, sono i colori con le loro infinite sfumature che arrivano nell'intimità delle nostre case da centri di trasmissione situati a migliaia di chilometri di distanza!

DI TELEVISIONE A COLORI

a cura di L. Cascianini

I parte

Questo corso di televisione a colori è destinato ai tecnici riparatori che hanno già una buona dimestichezza con i televisori in bianco e nero. Esso sarà semplice, conciso, essenziale! Non ci saranno complicate formule matematiche; in compenso i fenomeni che interessano la televisione a colori verranno spiegati nel loro intimo meccanismo, poiché sappiamo che soltanto dopo aver conosciuto come era il funzionamento iniziale di un dato circuito, il tecnico sarà in grado di ripararlo in caso di un eventuale guasto.

UN PO' DI STORIA DELLA TELEVISIONE A COLORI

I tecnici che si occupano della installazione e della riparazione dei televisori non possono più disinteressarsi del televisore a colori anche perchè ormai la decisione circa lo standard da adottare è già stata presa in pratica. A questo punto è necessario dire due parole su questa **scelta dello standard per la televisione a colori**.

Le cose stanno in questi termini. Tre-dici anni fa negli Stati Uniti un comitato formato dai tecnici più quotati delle grandi industrie elettroniche statunitensi (NTSC), gettò le basi di un sistema di trasmissione e di ricezione di imma-

gini a colori che, a tanti anni di distanza, rimane ancora il **punto di partenza di tutti i sistemi** che lo hanno seguito. Si voglia o no, bisogna riconoscere onestamente come quei « cervelloni » riuscirono in poco tempo a risolvere in modo brillante problemi di una certa difficoltà. Eccoli!

1) Riuscirono a inserire nei canali di trasmissione già esistenti per la televisione in bianco e nero, anche il segnale che doveva « colorire » le immagini. E ciò senza allargare la banda del canale (7 MHz). Riuscirono inoltre a fare in modo che il segnale che dava l'immagine in bianco e nero e quello che alla stessa immagine poteva dare il colore non si **influenzassero** a vicen-

da. Per quale motivo questa netta separazione?

2) Per poter consentire a tutti i milioni di possessori di televisori in bianco e nero di poter ricevere nella banda UHF, « la copia » in bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa! Questo sarebbe stato un bel vantaggio per i possessori dei televisori in bianco e nero: non potevano vedere l'immagine a colori, ma in compenso avrebbero avuto la possibilità di godersi un nuovo programma.

3) I tecnici NTSC pensarono però anche ai futuri possessori di televisori a colori, in modo che anch'essi, a loro volta, potessero **vedere** sul loro schermo a colori, **in bianco e nero** le immagini trasmesse solamente in bianco e nero. Anche loro quindi avrebbero potuto godersi un programma in più.

Questi meravigliosi vantaggi del sistema americano che nel linguaggio tecnico, vengono chiamati **compatibilità** e **ricompatibilità**, sono stati conseguiti grazie all'impiego di una tecnica di trasmissione e ricezione, molto elaborata e ingegnosa. **Il tecnico pratico si trova di fronte a circuiti nuovi e molto complicati. Se egli non comprenderà a fondo il funzionamento, ben difficilmente potrà eseguire la rimessa in funzione o la riparazione.**

Il sistema NTSC è già stato ormai da dieci anni adottato ufficialmente negli Stati Uniti e nel Giappone, e bisogna riconoscere che ha dato buoni risultati, ed è piaciuto al gran pubblico perchè tutti sanno che attualmente negli Stati Uniti ci sono più di 5 milioni di televisori a colori in funzione, e la produzione mensile è in continuo aumento. Dopo anni di assenteismo e di incertezze, la televisione a colori negli Stati Uniti è in pieno « boom »!

Noi europei abbiamo da incominciare! Ma vogliamo incominciare bene. Innanzitutto, da persone intelligenti vogliamo sfruttare l'esperienza degli al-

tri, che, in questo caso, sarebbero gli americani, ed eliminare alcuni notevoli inconvenienti del loro sistema.

Il sistema americano presenta infatti alcuni gravi difetti; tali difetti, si badi bene, sono insiti nel sistema stesso! Il principale è questo: quando il segnale deve raggiungere un televisore situato a grande distanza, le montagne o i ripetitori impiegati per consentire al segnale di raggiungere l'antenna con una certa intensità, introducono una **variazione di fase** nel segnale stesso. Questa variazione di fase si traduce sullo schermo del televisore « lontano », in una **variazione di colore**: se, per esempio, nello studio l'abito della presentatrice era **rosso** può succedere che sullo schermo del televisore lontano esso appaia **verde**. Figuriamoci il colore del viso! Ovviamente, nel televisore NTSC, esiste una manopola per poter « regolare » il colore. Il telespettatore, infatti, riproduce con essa il « colore » della pelle del viso (incarnato) che non potrà mai essere verde naturalmente, e ciò facendo riporterà la giusta « tinta » sui colori trasmessi. Questo inconveniente si verifica però anche quando, pur essendo le stazioni emittenti vicine, egli voglia passare, per esempio, dal I al II canale. E' un continuo andirivieni dalla poltrona alla manopola del colore! Questo naturalmente si verifica nei casi estremi. Ad ogni modo, questo inconveniente si trova sempre **nasosto** nel sistema NTSC.

IL SISTEMA PAL E IL SISTEMA SECAM

Il dottore Walter Bruch della Telefunken (Germania) e l'ing. Henry de France della C.S.F. (Francia), pensarono a lungo su questo inconveniente del sistema NTSC. Riuscirono alla fine a trovare, indipendentemente l'uno dall'altro, due brillanti soluzioni di questo problema.

La soluzione del dott. Bruch è conosciuta con il nome **PAL**, quella dell'ing. De France con il nome di **SECAM**. Tutti e due questi sistemi europei sfruttano per buona parte i principi sui quali è basato il sistema americano; più precisamente diremo che il PAL si avvicina di più al sistema americano di quanto non lo faccia il SECAM.

A questo punto risparmio al lettore la storia della lotta, tuttora in atto, tra questi due sistemi europei per avere la supremazia e per poter diventare o l'uno o l'altro, l'unico standard ufficiale europeo. Purtroppo, se non ci si fossero frammischiati motivi politici, i tecnici avrebbero certamente trovata un'unica brillante soluzione di questo problema. Tutti e due infatti i sistemi europei risolvono, in maniera leggermente diversa, ma con buoni risultati per entrambi, l'inconveniente già menzionato del sistema americano. E' mancato l'accordo e così ci troviamo in Europa di fronte a questa situazione di fatto. Da una parte, la Francia con il suo SECAM si è accordata per l'adozione del medesimo con la Russia e di conseguenza, con tutti i cosiddetti satelliti. Dall'altra parte, la Germania vede il suo PAL adottato da tutti i rimanenti paesi d'Europa. Così, quando ci sarà una trasmissione in Eurovisione, o qualsiasi altro scambio di programmi, si dovrà ricorrere a complicati sistemi di conversione di standard, tutto a scapito della bontà dell'immagine ricevuta.

Questa « dolente storia » della televisione a colori europea andava raccontata per sommi capi, e noi l'abbiamo fatto **una volta per sempre**.

Torniamo subito a precisare che noi non descriveremo, come di solito si fa, il funzionamento di ciascun standard (NTSC-PAL-SECAM). Illustreremo invece le basi fondamentali, che poi, come abbiamo detto, sono quelle dell'NTSC, **ma ad un certo punto imboccheremo la strada del PAL** che sarà, 90 probabilità su 100, lo standard adottato in Italia, anche se il governo italiano ufficialmente non si è pronunciato.

LA LUCE

I colori degli oggetti che ci circondano si vedono **solo** quando c'è la luce. Questa, potrà essere la luce del sole, o quella emessa dal filamento incandescente di una lampadina, oppure quella emessa da una candela o da un lume a gas o da una lampada a vapori di mercurio o a vapori di sodio: non ha importanza la natura della sorgente. Quando infatti non c'è luce, tutti gli oggetti sono grigi o non si vedono affatto.

E allora vediamo un po' che cosa è questa luce. Gli antichi non si preoccuparono di approfondire questo misterioso fenomeno della natura. Rimasero estasiati dinanzi all'arcobaleno ma non si domandarono il perchè di tale fenomeno, e preferirono deificarlo e personificarlo con il nome di una dea: la dea Iride.

Bisogna arrivare al secolo XVIII con Sir Isaac Newton per avere finalmente chiarito, in parte, il mistero della luce « bianca ». Questo acuto scienziato nel « Trattato sull'ottica » descrive minutamente l'esperimento mediante il quale egli riuscì con un semplice prisma di vetro a scoprire **cosa c'era sotto il bianco della luce bianca**. Ormai questo esperimento noi lo conosciamo fin dalle prime classi di scuola. Lo si descrive semplicemente così: se si fa « battere » un sottile raggio di luce solare sulla faccia laterale di un prisma di vetro, questo raggio attraverserà il vetro del prisma ed uscirà sotto forma di « ventaglio colorato » dalla faccia opposta; qui, al posto dell'unico raggio di luce bianca ne avremo tanti **variamente colorati** e i colori corrisponderanno a quelli dell'arcobaleno (fig. 1 a). La luce bianca quindi non è qualcosa di omogeneo, ma un **miscuglio di luci colorate**. Tant'è vero che se il ventaglio di luci colorate lo si fa « battere » ancora su un secondo prisma, dalla faccia opposta di questo secondo prisma riottteremo il nostro raggio di luce bianca (fig. 1 b).

Le attuali conoscenze scientifiche ci permettono di stabilire che i raggi colorati — che vanno dal rosso al violetto passando per l'arancione, il giallo, il verde l'azzurro e il blu — vengono **rifratti** nel prisma con angoli diversi a causa della diversa lunghezza d'onda dei raggi medesimi. Sì! Perché un altro grande scienziato, Huygens, e successivamente, l'inglese Maxwell dimostrarono che la luce è un'oscillazione **elettromagnetica**, e che quindi possiede una determinata lunghezza d'onda (λ).

La luce infatti non è altro che una **limitata banda** della grande famiglia delle oscillazioni elettromagnetiche che vanno, com'è noto, dalle onde lunghe usate per le radiotrasmissioni, ai raggi

ultravioletti, ai raggi X, ai raggi gamma, e ai raggi cosmici (fig. 2 in alto). Più precisamente, la gamma delle onde elettromagnetiche percepite dall'occhio umano e rivelate dal centro ottico del cervello come colori, è compresa tra le lunghezze d'onda di $780 \text{ m}\mu$ (rosso) e $380 \text{ m}\mu$ (violetto) (').

Com'è indicato nella figura, a circa 380 abbiamo i colori viola, seguono nell'ordine, i blu ($\approx 480 \text{ m}\mu$), i verdi ($\approx 550 \text{ m}\mu$), i gialli ($\approx 580 \text{ m}\mu$), gli arancioni ($\approx 630 \text{ m}\mu$), e i rossi. Li abbiamo chiamati i verdi, i rossi, ecc. perchè di questi colori esistono, entro lo spettro, infinite sfumature a cui corrispondono ben determinati valori di lunghezze d'onda.

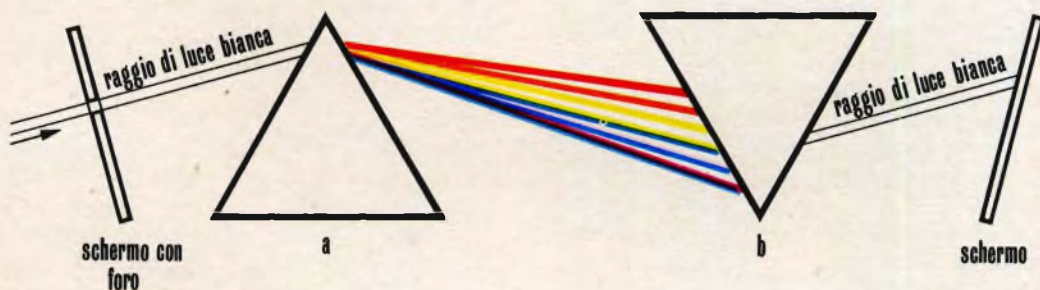


Fig. 1 - Esperienza di Newton (a). Un sottile raggio di luce bianca passando attraverso un prisma di vetro riappare dalla fascia opposta del prisma scomposto nelle lunghezze d'onda che lo compongono le quali colpendo la retina dell'occhio producono la sensazione dei colori che noi vediamo nell'arcobaleno. Questa esperienza dimostra che la luce bianca è un miscuglio di lunghezze d'onda. Difatti, se ripetiamo l'esperimento contrario (b) vedremo che le componenti della luce « battendo » con un angolo ben determinato sulla faccia di un secondo prisma riappaiono dalla faccia opposta sotto forma del sottile raggio di luce bianca dal quale eravamo partiti.

L'OCCHIO UMANO

La sensazione della luce è strettamente legata all'occhio il quale è l'unico senso umano in grado di trasmetterla al cervello. L'occhio è il « rivelatore » umano delle onde elettromagnetiche. La televisione a colori è basata, per metà, sulle proprietà dell'occhio umano e sul meccanismo con cui noi percepiamo i colori.

L'occhio è formato essenzialmente da un globo sferoide che da una parte ha un foro (pupilla) dove può penetrare la luce, e dall'altra ha un nervo che va al centro ottico del cervello.

La luce dopo aver attraversato vari umori acquosi trasparentissimi che si trovano al di qua e al di là di una lente (cristallino) va a colpire il fondo dell'occhio dove si trova uno speciale rivestimento chiamato **retina** (fig. 3).

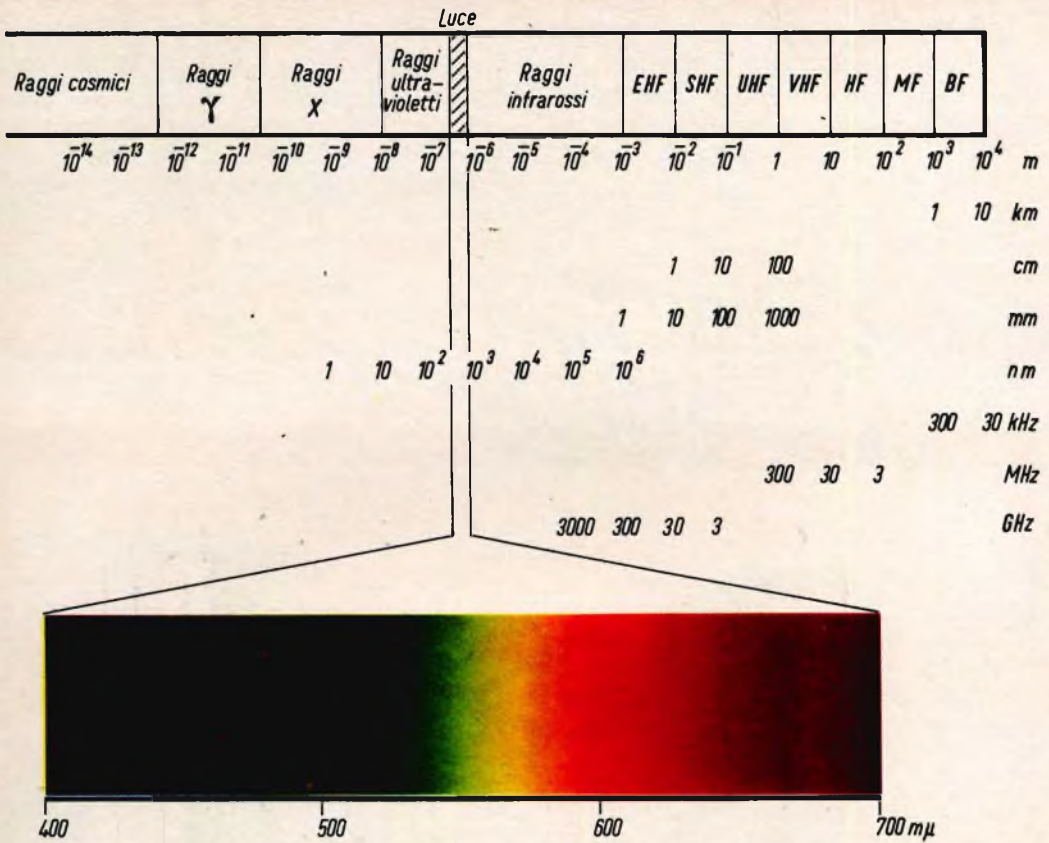
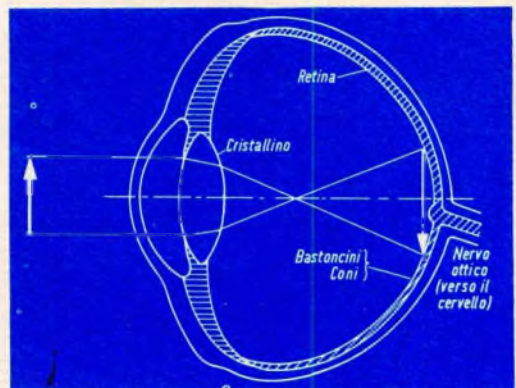


Fig. 2 - In alto è indicata tutta l'estensione delle lunghezze d'onda delle onde elettromagnetiche. In basso è indicata quella porzione di onde elettromagnetiche capaci di eccitare la retina dell'occhio umano in modo che nel centro ottico del cervello tali lunghezze d'onda vengono percepite come colori. I colori indicati nella figura sono quelli ottenuti per diffrazione della luce solare mediante un prisma. L'insieme di questi colori viene chiamato **spettro dei colori** e comprende lunghezze d'onda che vanno da 380 μm (violetto) a 780 μm (rosso).

Fig. 3 - Schema semplificato dell'occhio umano. Sono i bastoncini e i coni presenti nella retina che comunicano attraverso un nervo con il centro ottico del cervello dove i bastoncini (più sensibili) danno l'impressione della luminanza degli oggetti (bianco e nero) mentre i coni (meno sensibili) danno l'impressione della cromaticità (colori) degli oggetti medesimi.



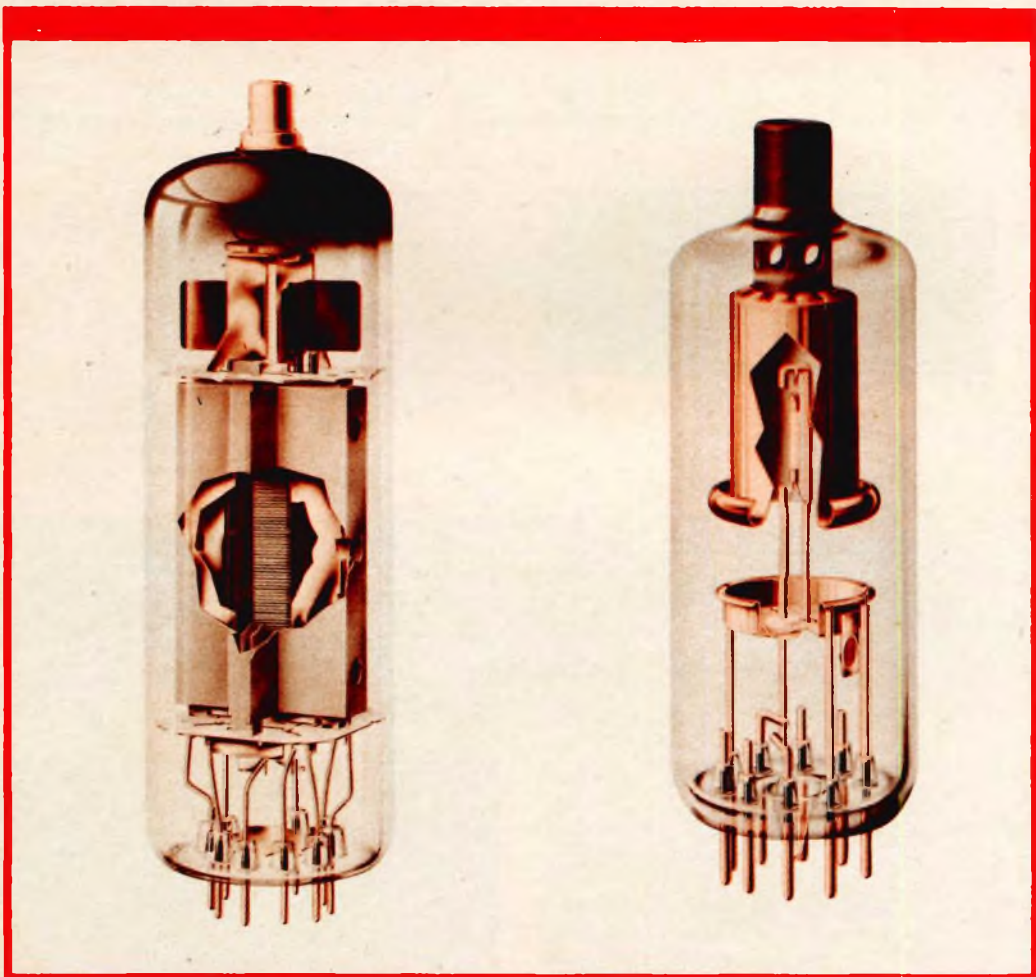
Sulla retina, a sua volta, si trovano due sorta di minuscoli elementi chiamati rispettivamente **coni** (in numero di $5 \div 10$ milioni) e **bastoncini** (in numero di 100 milioni).

Secondo le attuali teorie, i coni sarebbero gli elementi che ci permettono di percepire il colore degli oggetti. I coni sono meno sensibili dei bastoncini (10.000 volte meno sensibili): difatti, quando c'è poca luce, il contorno degli oggetti può essere intravisto, mentre

difficilmente si riesce a distinguere il colore. Si è potuto inoltre appurare che i coni rispondono in maniera più spiccata a tre dei colori dello spettro e cioè al verde, al rosso e al blu, che si trovano rispettivamente al centro (verde) e alle due estremità dello spettro visibile.

(continua)

(¹) Il micron (μm) è la millesima parte del millimetro ($10^{-6}\text{ m} = \mu : 10^{-9} = \text{Angstrom}$).



Valvole per televisione a colori. A sinistra: PL 505 - pentodo finale per deflessione di riga; a destra: GY 501 - diodo raddrizzatore per E.A.T.

SEMPLICI CIRCUITI A TRANSISTOR

II PARTE

PER IMPIEGHI INDUSTRIALI

a cura di L. Biancoli

Riprendiamo l'argomento iniziato nel numero 6-1966, per descrivere, in questa occasione, alcune applicazioni pratiche. In queste note, vedremo come sia semplice realizzare un circuito multivibratore per la produzione di segnali ad onda quadra, un multivibratore del tipo monostabile, un differenziatore per la sincronizzazione, un invertitore di fase, ed alcuni sistemi per la produzione di impulsi.

CIRCUITO DI UN MULTIVIBRATORE PER LA PRODUZIONE DI IMPULSI

La figura 10 illustra lo schema elettrico di un dispositivo di questo tipo funzionante con l'impiego di tre transistori, tutti del tipo « n-p-n », e costituito sostanzialmente dal circuito a multivibratore precedentemente descritto, al quale sono state apportate alcune lievi modifiche.

I valori dei componenti sono stati scelti in base alle formule enunciate, e tenendo presente anche la frequenza di ripetizione degli impulsi.

L'impulso di uscita, ossia il segnale prodotto, viene prelevato direttamente dal collettore del transistor Tr_3 , e — per fare in modo che la variazione in senso positivo del segnale stesso possa essere utilizzata per eccitare lo stadio successivo — si ri-

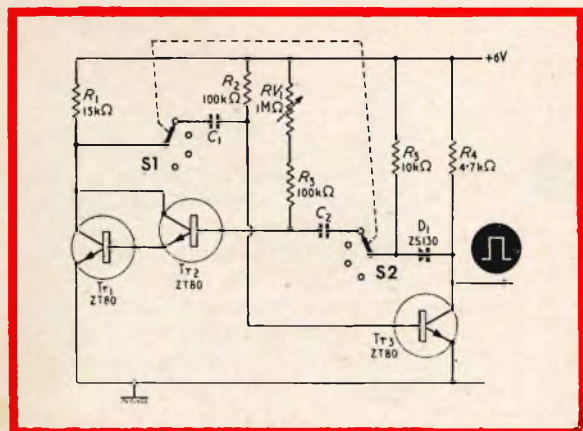


Fig. 10 - Schema elettrico del multivibratore adatto alla produzione di impulsi a ripetizione. Le resistenze devono avere una tolleranza del 10% in più o in meno, ed RV_1 , che costituisce il comando della frequenza di ripetizione, può essere del tipo a grafite. I valori capacitivi sono elencati nella tabella 1. S_1 ed S_2 , comandati contemporaneamente costituiscono il sistema di commutazione di gamma della frequenza di ripetizione.

Posizione del commutatore	Gamma	Valori di C1 e C2
1	Da 0,8 a 4 msec.	0,005 μF
2	Da 4,0 a 20 msec.	0,025 μF
3	Da 20,0 a 100 msec.	0,120 μF
4	Da 100,0 a 500 msec.	0,600 μF
5	Da 0,5 a 2,5 sec.	3,000 μF
6	Da 2,5 a 12,5 sec.	15,000 μF
7	Da 12,5 a 60 sec.	75,000 μF

Tabella 1 - Valori delle capacità C1 e C2 corrispondenti alle varie posizioni del commutatore di gamma. I valori di 3, 15 e 75 microfarad, per le posizioni 5, 6 e 7, possono essere ottenuti con l'impiego di condensatori elettrolitici al tantalio. Naturalmente, è possibile ottenere frequenze di ripetizione più elevate, attribuendo a C1 ed a C2 valori minori. Per ottenere la sovrapposizione delle gamme, può risultare utile l'impiego di compensatori in parallelo C1 e C2, aventi una tolleranza normale del 20% in più o in meno.

corre all'impiego dei componenti aggiuntivi R5 e D1, che hanno il compito di isolare il collettore di Tr3 rispetto all'effetto integrativo di C2, durante il periodo in cui lo stadio si trova in stato di interdizione; ciò determina una notevole rapidità di salita della tensione di collettore presente sul transistor Tr3. Oltre a ciò, l'aggiunta di questi componenti provoca una diminuzione di durata del periodo durante il quale entrambi i transistori Tr1 e Tr2 si trovano in stato di non conduzione.

Per ottenere impulsi aventi una durata fino ad un minuto, è necessario attribuire sia a C sia ad R notevoli valori. Per questo motivo, è possibile usare una resistenza di base di valore anch'esso elevato, per cui il transistor viene a funzionare in condizioni tali da fornire un forte guadagno di corrente.

Questo risultato viene ottenuto mediante l'impiego di due transistori, Tr1 e Tr2, aventi entrambi un valore molto alto del

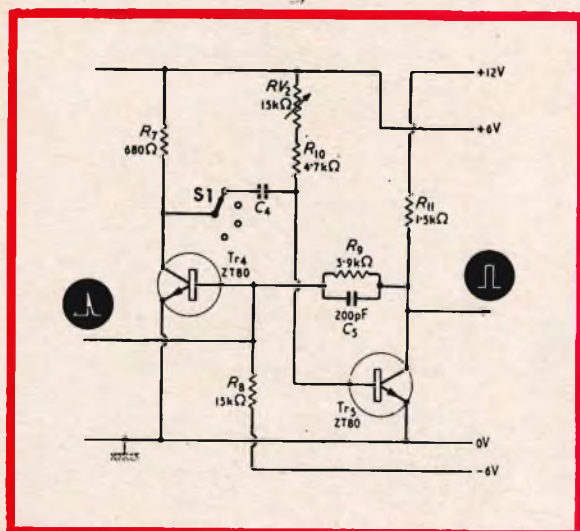


Fig. 11 - Circuito elettrico del multivibratore monostabile. Anche in questo caso le resistenze devono avere una tolleranza del 10% in più o in meno, ed il controllo di durata degli impulsi, RV2, deve invece essere del tipo a filo. S1 provvede alla commutazione di gamma della durata degli impulsi. All'ingresso del circuito è rappresentata la forma d'onda dell'impulso necessario di eccitazione, mentre all'uscita è rappresentata la forma d'onda degli impulsi prodotti.

Posizione del commutatore	Gamma	Valore di C4
1	Da 0,5 a 2 μ sec.	150,00 pF
2	Da 2,0 a 6 μ sec.	500,00 pF
3	Da 6,0 a 22 μ sec.	1.700,00 pF
4	Da 22,0 a 80 μ sec.	6.000,00 pF
5	Da 80,0 a 250 μ sec.	0,02 μ F
6	Da 250,0 a 900 μ sec.	0,07 μ F
7	Da 0,9 a 3 msec.	0,25 μ F
8	Da 3,0 a 11 msec.	0,85 μ F
9	Da 11,0 a 40 msec.	3,00 μ F
10	Da 40,0 a 130 msec.	10,00 μ F
11	Da 130,0 a 450 msec.	35,00 μ F

Tabella 2 - Valori della capacità C4, corrispondenti alle varie posizioni del commutatore di gamma. I valori di 3, 10 e 35 microfarad, per le posizioni 9, 10 ed 11, possono essere ottenuti con l'impiego di condensatori elettrolitici al tantalio. Le capacità C4 e C5 possono avere una tolleranza del 20% in più o in meno. Tuttavia, per ottenere la sovrapposizione delle gamme alle estremità, può risultare utile aggiungere un compensatore in parallelo a C4.

fattore α , in modo da raggiungere un guadagno di corrente totale, pari approssimativamente al prodotto tra i valori di guadagno individuali dei due transistori.

Attribuendo alle capacità C1 e C2 il medesimo valore, la gamma di variazione della frequenza di ripetizione degli impulsi — con i valori riportati nello schema — è compresa all'incirca tra 6 e 1. La tabella 1 elenca invece i valori che è possibile attribuire a C1 ed a C2, per ottenere una gamma totale di variazione della frequenza di ripetizione degli impulsi, compresa tra 1.200 al secondo, ed 1 al minuto, in sette singole sottogamme, dimensionate in modo da sovrapporsi l'una all'altra alle estremità di quelle adiacenti o consecutive.

Precisiamo incidentalmente che, se si desidera ottenere una buona stabilità della taratura, per quanto riguarda le frequenze dei segnali prodotti, è consigliabile usare condensatori elettrolitici del tipo al tantalio, almeno per i valori maggiori (superiori cioè a 0,5 microfarad).

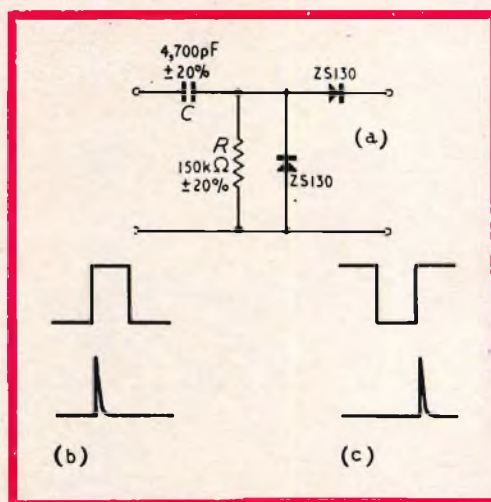


Fig. 12 - Circuito differenziatore (a), adatto a produrre impulsi di eccitazione varianti in senso positivo, ricavandoli da impulsi di ingresso di forma d'onda rettangolare. Le sezioni (b) e (c) rappresentano rispettivamente l'impulso di ingresso (in alto), e l'impulso ottenuto (in basso). Come si osserva, in (b) l'impulso ottenuto corrisponde all'inizio di quello di ingresso, ed in (c) alla fine.

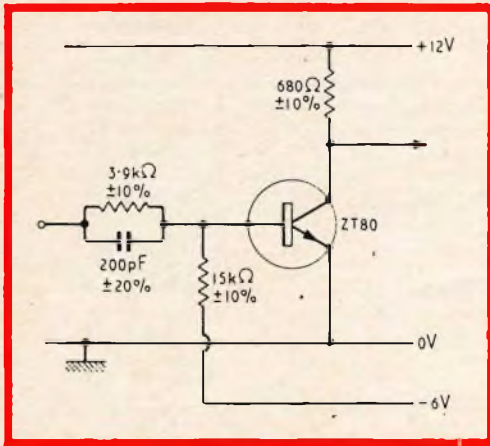


Fig. 13 - Circuito elettrico dello stadio invertitore di polarità, completo dei valori dei componenti che lo costituiscono. Il segnale di ingresso viene applicato alla base tramite un gruppo RC in parallelo, e l'uscita viene prelevata dal collettore del transistor.

Se, per un motivo qualsiasi, si presenta la necessità di aumentare la tensione di alimentazione, occorre adottare particolari precauzioni affinché non venga superato il valore massimo ammissibile della tensione inversa applicata tra la base e l'emettitore. Questa particolarità deve essere tenuta in considerazione anche nei confronti del circuito di cui alla **figura 11**.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE A RITARDO

Il circuito illustrato alla figura 11 già citata costituisce un multivibratore del tipo monostabile, che può essere eccitato mediante impulsi positivi di breve durata, applicati alla base del transistor Tr_4 , funzionante in modo tale da trovarsi normalmente in stato di interdizione.

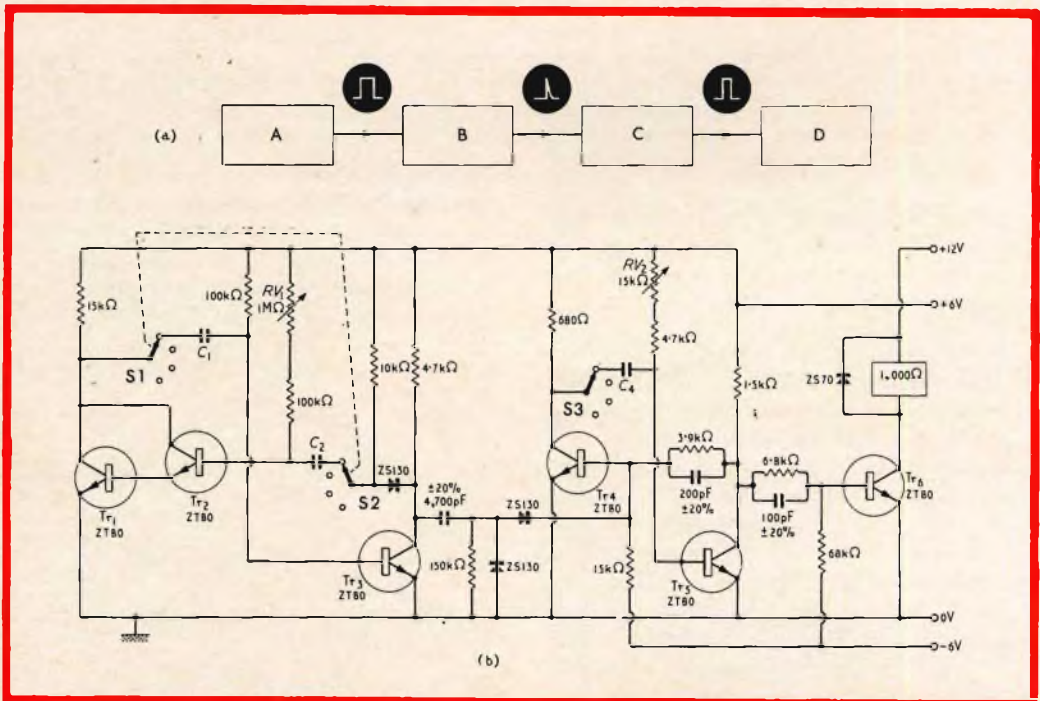


Fig. 14 - Circuito a blocchi (a), e circuito elettrico completo (b) di un generatore di impulsi. In questo dispositivo relativamente complesso vengono raggruppati i circuiti di cui alle figure 10, 11, 12 e 13, con l'aggiunta di un alimentatore. Nella sezione (a), A rappresenta il generatore di impulsi a ripetizione, B il differenziatore ed il selettore di impulsi, C il generatore di impulsi di durata variabile, e D l'invertitore di polarità. Nello schema elettrico, S1 ed S2 costituiscono il commutatore della gamma di frequenza di ripetizione, mentre S3 varia la gamma di durata degli impulsi. RV2 è il comando di durata, ed il segnale di uscita viene prelevato dal collettore di Tr_6 .



Tollio 69

**TRANSISTORI PER BASSA
FREQUENZA
TRANSISTORI PER ALTA
FREQUENZA
TRANSISTORI DI POTENZA
DIODI E RADDRIZZATORI**



MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUTTORI TRANSISTORI - LATINA
Direzione Commerciale: Via Melchiorre Gioia, 72 - Milano

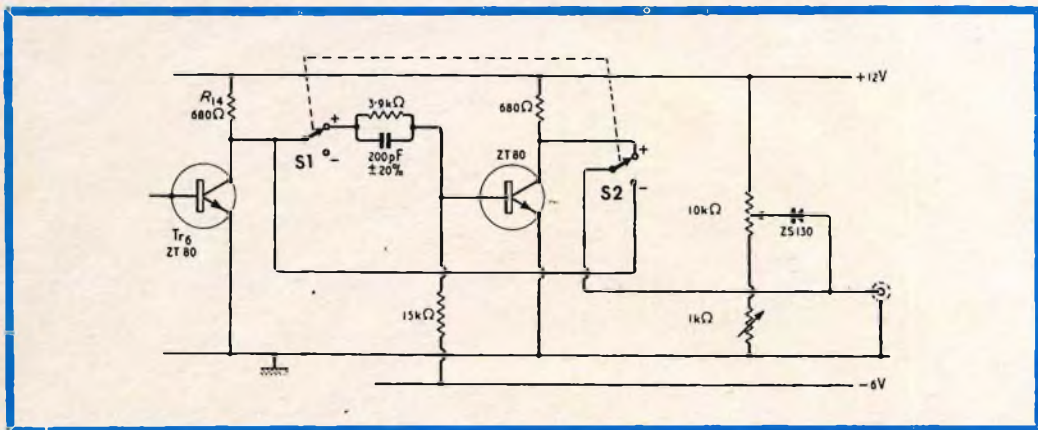


Fig. 15 - Modifica del circuito di uscita, applicabile al dispositivo di cui alla figura 14 (b), per ottenere in uscita impulsi di polarità positiva o negativa. S1 ed S2 costituiscono il commutatore di polarità. Il potenziometro da 10 kΩ e quello da 1 kΩ, entrambi del tipo a grafite, costituiscono rispettivamente il comando grossolano e fine di ampiezza. Il segnale di uscita viene prelevato dal comune di S2.

La larghezza dell'impulso di forma rettangolare, e variante in senso positivo, presente sul collettore del transistor Tr5, può essere variata commutando l'apposito condensatore che stabilisce appunto la durata (C4) nonché regolando opportunamente il valore della resistenza variabile RV2.

Adottando nella realizzazione del circuito i valori dei componenti riportati sullo schema illustrato, ed usando per la capacità C4 i valori elencati nella tabella 2, la larghezza degli impulsi può variare da meno di 0,5 microsecondi, fino ad un massimo di 450 millisecondi, in 11 gamme distinte, e caratterizzate da un breve tratto

in comune alle estremità di quelle adiacenti.

Nei casi in cui gli impulsi devono presentare la minore durata (inferiore cioè a 10 microsecondi), i periodi di tempo durante i quali il transistor si trova in stato di non conduzione possono costituire una parte rilevante della durata necessaria degli impulsi stessi, per cui la semplice formula enunciata nella parte precedentemente pubblicata di questa serie di articoli non può essere ritenuta valida. Inoltre, per impulsi di forma così stretta, è necessario provvedere alla scelta di transistori del tipo ZT80 aventi un basso guada-

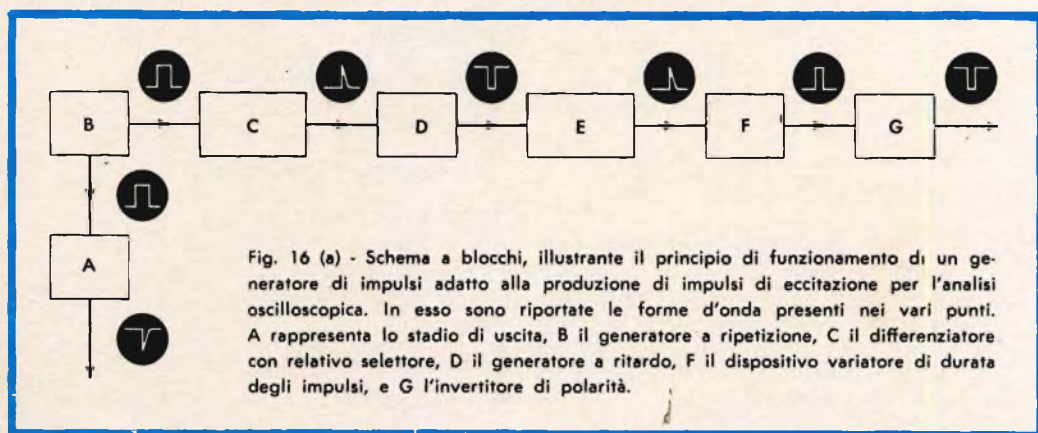


Fig. 16 (a) - Schema a blocchi, illustrante il principio di funzionamento di un generatore di impulsi adatto alla produzione di impulsi di eccitazione per l'analisi oscilloscopica. In esso sono riportate le forme d'onda presenti nei vari punti. A rappresenta lo stadio di uscita, B il generatore a ripetizione, C il differenziatore con relativo selettore, D il generatore a ritardo, F il dispositivo variatore di durata degli impulsi, e G l'invertitore di polarità.

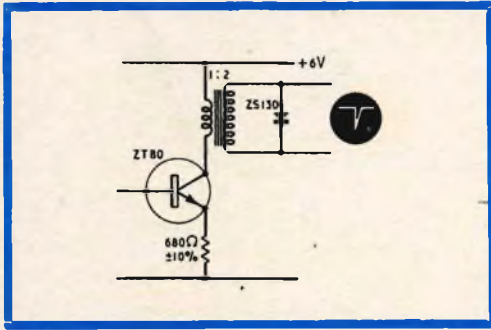


Fig. 16 (b) - Circuito di uscita del dispositivo di cui alla figura 16 (a). Il segnale di base viene prelevato dal collettore dello stadio precedente. Per una realizzazione pratica, il trasformatore può essere realizzato con i seguenti dati. Diametro del nucleo (del tipo a scodellino), 14 millimetri. Avvolgimenti in rame smaltato da 0,11 millimetri di diametro. Primario 18 spire, secondario 36 spire.

gno di corrente, oppure adottare dei transistori del tipo ZT83.

Agli effetti dell'ottenimento del ritardo, è necessario portare a 680 ohm il valore della resistenza di collettore del transistor Tr5, e collegarla inoltre alla sorgente di alimentazione che fornisce la tensione di 6 volt. In aggiunta, il segnale di uscita deve essere prelevato dal collettore del transistor Tr4, in quanto il segnale necessario deve essere un impulso variabile in ampiezza in senso negativo.

Un differenziatore ed un selettore di impulsi, per la produzione di impulsi di eccitazione

Il circuito di un dispositivo di questo tipo, così come è illustrato alla figura 12, è utile per differenziare gli impulsi di ingresso di forma rettangolare, e per selezionare gli impulsi di sincronismo che vengono in tal modo prodotti, per poterli usare come impulsi di eccitazione di un circuito multivibratore del tipo monostabile. Nella figura 12 si osserva in (a) il differenziatore propriamente detto, mentre le due sezioni (b) e (c) rappresentano i due tipi di impulsi di ingresso (rispettivamente positivo e negativo), nonché i relativi impulsi di sincronismo, corrispondenti rispettivamente col tratto in salita di inizio, e col tratto in salita di fine dell'impulso rettangolare. La sezione (c) mette inoltre in evidenza come sia possibile ricavare un impulso di eccitazione ritardato da una forma d'onda di ingresso variabile in senso negativo.

INVERTITORE DI POLARITÀ

La figura 13 illustra un esempio di circuito invertitore, che deriva il suo nome dal suo principio di funzionamento, in quanto serve appunto per trasformare un

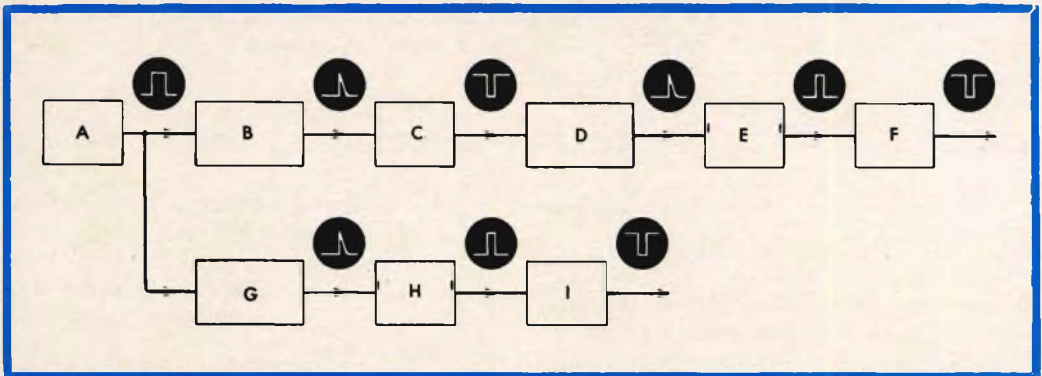


Fig. 17 - Circuito a blocchi di un'apparecchiatura adatta alla produzione di due tipi di impulsi variabili indipendentemente, con possibilità di ritardo variabile di una delle due uscite rispetto all'altra. A rappresenta il generatore a ripetizione, B il differenziatore con selettore, C il generatore a ritardo, D il secondo differenziatore con selettore, E il controllo di durata degli impulsi, F l'invertitore di polarità, e le sezioni G, H ed I rappresentano gli equivalenti di D, E ed F per la seconda uscita.

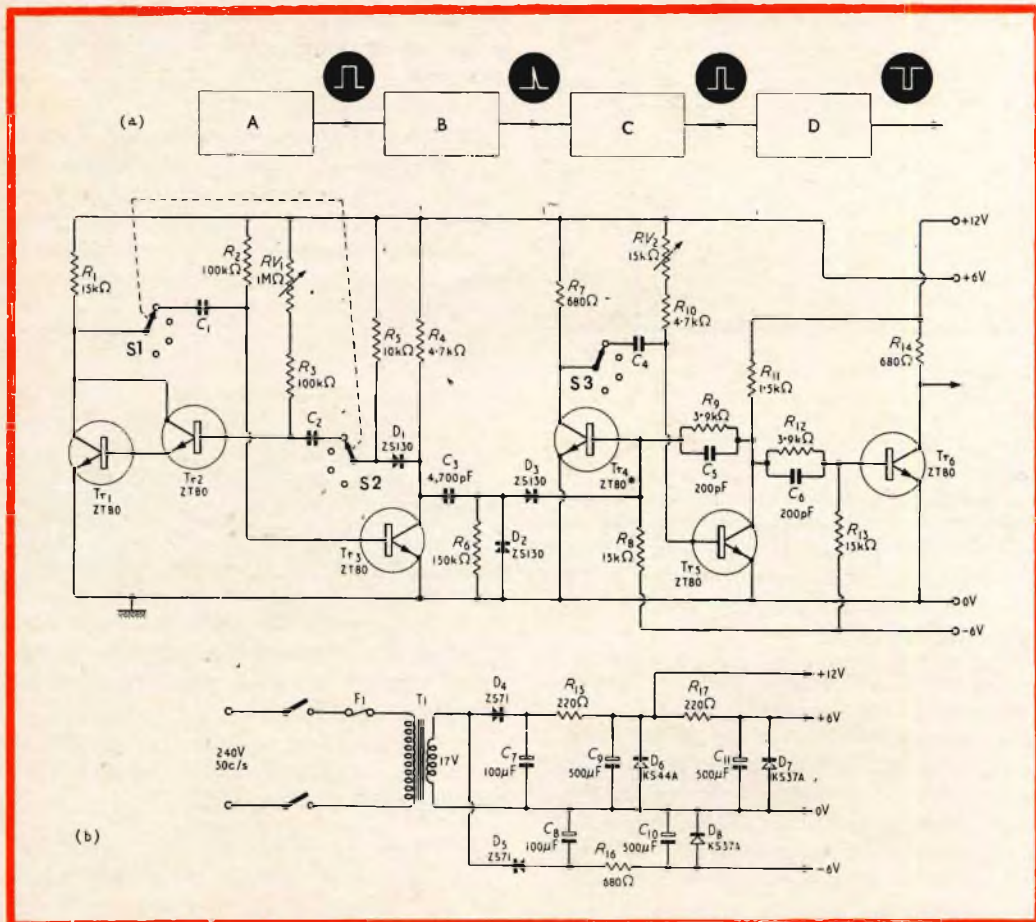


Fig. 18 - Schema a blocchi (a) e circuito elettrico completo (b) di un generatore di impulsi adatto al funzionamento di un relé del tipo 3000. A rappresenta anche qui il generatore a ripetizione, B il differenziatore con selettore, C il generatore a variazione di durata, e D lo stadio di uscita. Le caratteristiche del circuito elettrico sono analoghe a quelle citate a proposito dei relativi settori, già descritti separatamente. Il tarico da 1.000 ohm in serie al transistore Tr_6 è il relé che viene comandato dal dispositivo.

impulso positivo in un impulso negativo, oppure viceversa.

In un circuito siffatto, se i bordi verticali del segnale di ingresso subiscono variazioni di ampiezza più lente della velocità di commutazione del transistore, è possibile ottenere all'uscita un certo miglioramento della stessa velocità di commutazione.

CIRCUITI GENERATORI DI IMPULSI

La figura 14 illustra in (a) lo schema a blocchi di un generatore di impulsi adat-

to ad impieghi generici, il cui funzionamento si basa sugli elementi pratici testé descritti; la medesima figura illustra invece in (b) il circuito elettrico completo, con l'aggiunta di un alimentatore opportunamente dimensionato.

La sezione di alimentazione è di dimensioni assai ridotte, in quanto il generatore di impulsi dissipa una quantità minima di potenza: per la stabilizzazione della tensione si fa uso di diodi Zener al silicio. Le normali tensioni di alimentazione sono di + 12 V, + 6,2 V e - 6,2 V.

Anche in questo caso sono validi i valori elencati nelle tabelle 1 e 2 per quanto riguarda la frequenza di ripetizione degli impulsi, ed inoltre l'impulso disponibile all'uscita varia in senso negativo (ossia da circa + 12 V approssimativamente, a zero).

La lunghezza dei collegamenti deve essere limitata, ed è inoltre necessario contenere entro valori minimi la capacità dispersa verso massa; ciò in particolare nei casi in cui il dispositivo serva per produrre impulsi di brevissima durata, o per elevate velocità di commutazione.

La **figura 15** illustra il modo in cui questo circuito può essere modificato nella sezione di uscita, per essere messo in grado di fornire impulsi sia positivi che negativi, di ampiezza variabile. Il comando di regolazione « fine » può essere omesso, se non si desidera la possibilità di una regolazione assai precisa. Questo tipo di circuito di uscita si è rivelato — in pratica — assai più utile di un circuito convenzionale del tipo ad uscita di emettitore.

Il circuito illustrato alla **figura 16 (a)** illustra un generatore di impulsi munito di uscita per oscilloscopio a raggi catodici. L'impulso di uscita viene ritardato rispetto all'impulso di eccitazione, per consentire

l'osservazione diretta dell'azione di commutazione, che si verifica in corrispondenza del fronte ascendente dell'impulso. La **figura 16** illustra anche in **(b)** un circuito di uscita isolato di eccitazione, di foggia assai semplice. Il relativo ingresso viene collegato direttamente al collettore del transistor Tr_3 , come nel caso della **figura 14(b)**.

La combinazione dei vari elementi circuitali illustrata alla **figura 17** rende possibile la produzione di due impulsi separati, aventi una larghezza indipendentemente variabile, con la medesima frequenza di ripetizione, e con la possibilità di ritardare un impulso di uscita rispetto a quello successivo, di un periodo variabile, pur essendo medesima la frequenza di ripetizione degli impulsi, ed in modo tale che una delle uscite risulti ritardata rispetto all'altra di un tempo variabile.

Il tempo di ritardo dell'apposito generatore dipende dalla gamma scelta in base alla citata tabella 2.

La **figura 18** illustra il circuito elettrico ed a blocchi di un generatore di impulsi, congegnato in modo tale da poter essere usato per commutare un relé del tipo

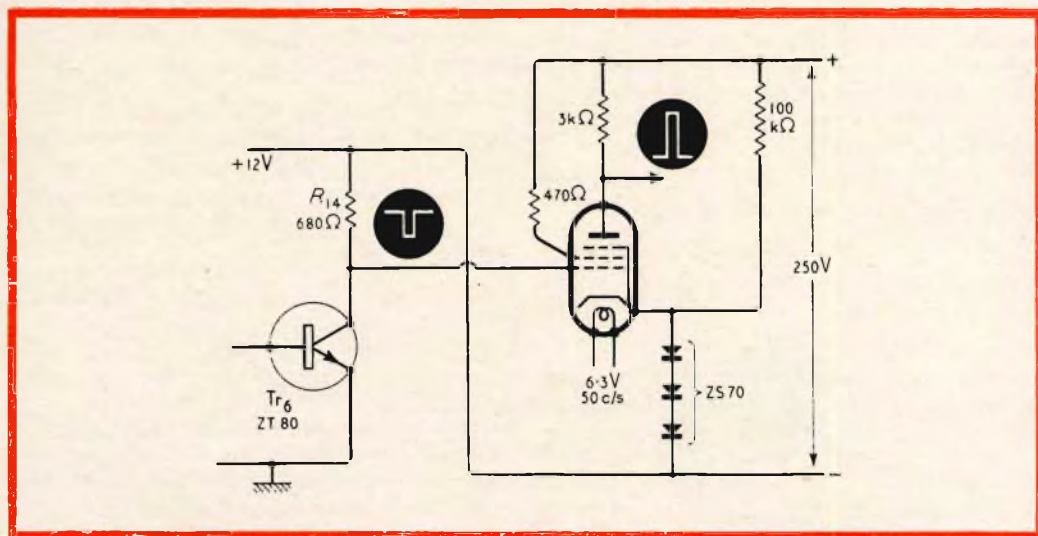


Fig. 19 - Usufruento di uno stadio di uscita a valvola, pilotato dal generatore di impulsi a transistori, è possibile ottenere sulla placca della valvola un'uscita costituita da impulsi rettangolari ad alta tensione. La resistenza di carico anodico da 3 k Ω deve essere a filo.

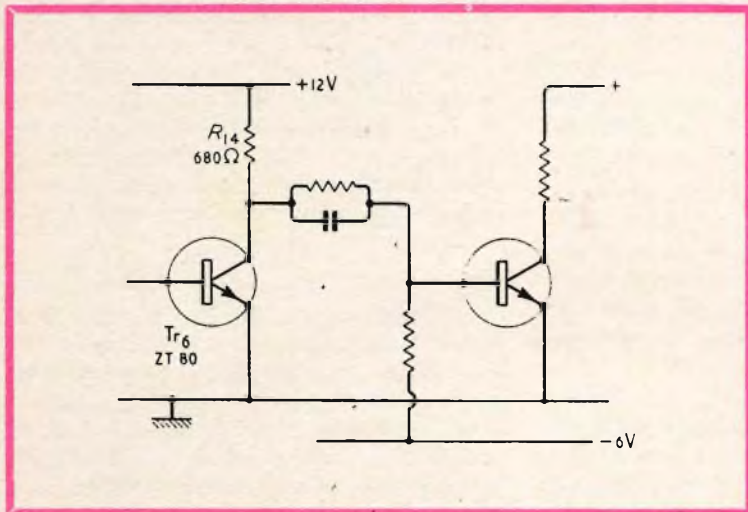


Fig. 20 - Ricorrendo all'impiego di un transistoro di potenza, è possibile ottenere in uscita impulsi di corrente di notevole intensità. La resistenza che si trova in serie al collettore del transistoro finale costituisce il carico ai capi del quale sono disponibili gli impulsi.

B.P.O. 3000. Naturalmente, la frequenza di ripetizione degli impulsi e le gamme di durata degli stessi devono essere limitate alla massima velocità di funzionamento del relé. Si noti inoltre che il tempo di responso del relé è in grado di apportare delle modifiche ai tempi elencati nella tabella 2.

Il diodo che si osserva collegato ai capi della bobina di eccitazione del relé è necessario per limitare i picchi di commutazione di energia induttiva e di polarità positiva, presenti altrimenti sul collettore di Tr6. Ove lo si desidera, è possibile collegare in serie al diodo una resistenza di valore relativamente basso, e ciò allo scopo di diminuire il tempo durante il quale il relé viene diseccitato.

Applicazioni del generatore di impulsi

I circuiti illustrati possono dimostrarsi

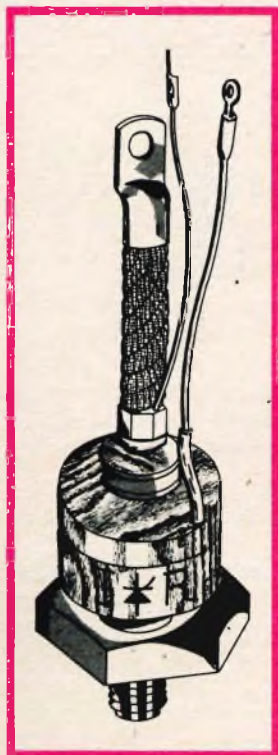
utili per impieghi generici e sperimentali, in vari campi dell'industria. Gli ulteriori sviluppi possono consistere nel fatto che i dispositivi descritti e destinati ad impieghi generici possano invece essere usati — ad esempio — per commutare una valvola del tipo Ferranti EL84 direttamente sulla griglia pilota, allo scopo di determinare la produzione di impulsi di maggiore ampiezza, oppure potrebbero essere collegati in modo da commutare un transistoro di potenza, per ottenere la produzione di impulsi di corrente di maggiore intensità (vedi alle figure 19 e 20).

Questo circuito, costituito da un relé a tempo, è assai utile nei procedimenti di controllo, ed in tutti quei casi in cui la commutazione di ripetizione viene ad essere entro i limiti di velocità di funzionamento del relé.



La NORELCO, consociata americana della PHILIPS, ha presentato il nuovo tipo di rasoio elettrico a tre testine.

La caratteristica principale di questo nuovo modello è costituita dalle tre testine mobili di forma circolare, le quali, disposte a triangolo, presentano una estesa superficie radente in grado di adattarsi ad ogni curva del viso. Questo rasoio è dotato di una speciale testina estraibile a profilo lineare, particolarmente studiata per il taglio delle basette. L'alimentazione avviene, tramite apposito cordone di collegamento, dalla rete a 110-220 volt, con interruttore di comando acceso spento.



IL RETTIFICATORE CONTROLLATO

Iniziamo con questo capitolo la pubblicazione di un'interessantissima serie di articoli, dedicati al funzionamento ed all'impiego di rettificatori controllati.

Anche questi dispositivi semi-conduttori vengono prodotti dalla International Rectifier Corporation, Editrice della pubblicazione originale, dalla quale questi testi sono stati tratti allo scopo di diffondere la conoscenza della tecnica di impiego di particolari tipi di semi-conduttori.

In questa serie ometteremo tutta la teoria di funzionamento dei dispositivi al germanio ed al silicio, che sarà oggetto di una prossima serie: tuttavia, ci limiteremo ad accennare brevemente alcuni concetti fondamentali, e di particolare interesse per l'argomento che stiamo per svolgere.

Un confronto obiettivo tra le caratteristiche intrinseche dei diodi controllati e dei transistori dei tipi « P-N-P » ed « N-P-N » chiarirà in forma didattica alcuni principi che governano l'impiego di questo tipo di rettificatore.

La terminologia tecnica usata è quella attualmente in uso nel nostro Paese: tuttavia, esistono alcuni termini che non trovano l'equivalente nella nostra lingua, e che sono stati perciò lasciati nella lingua originale, evidenziandoli opportunamente.

Come nella volta precedente, avremo occasione, dopo i necessari argomenti introduttivi, di esaminare diverse pratiche applicazioni, nelle quali l'uso dei rettificatori controllati consente risultati sorprendenti, e non facilmente ottenibili prima che questi rettificatori fossero messi in commercio, a disposizione dei tecnici e delle industrie.

L'intera serie di articoli costituirà pertanto una preziosa fonte di consultazione, per tutti coloro che hanno necessità di risolvere problemi riguardanti la tecnica di impiego dei dispositivi a semiconduttori.

In questa nota introduttiva, vengono esaminate per sommi capi le caratteristiche che contraddistinguono tutti i tipi di semi-conduttori, con particolare riguardo a quelle che appartengono esclusivamente ai rettificatori controllati. In questa occasione — pertanto — elencheremo in forma per così dire panoramica le caratteristiche di impiego e le possibilità di applicazione di questo dispositivo, con l'aiuto di un confronto rispetto agli altri tipi di semiconduttori.

Un esame del diodo a cristallo usato come rettificatore, del transistor come componente di circuiti complessi, e del classico « thyatron », permetterà alla fine di accertare inequivocabilmente i notevoli meriti del rettificatore controllato: sono questi meriti — infatti — che gli hanno fatto conquistare un posto di importanza rilevante nel vastissimo campo dei componenti elettronici.

L'aspetto esteriore di un rettificatore controllato a semiconduttore è del tutto simile a quello di un comune diodo rettificatore al silicio, ad eccezione del fatto che il primo è munito di un terminale supplementare, facente capo all'elettrodo di controllo, denominato comunemente « gate ».

I rettificatori controllati sono di impiego assai facile. Essi vengono solitamente in-

stallati su di una basetta, detta anche **aletta di raffreddamento**, che costituisce contemporaneamente uno dei terminali elettrici, (normalmente l'**anodo**). Un secondo terminale è costituito dal **catodo**, che non richiede alcun sistema di raffreddamento. Il terminale facente capo all'elettrodo di controllo **gate** viene infine usato per consentire il passaggio ad una debole corrente.

La **figura 1** illustra l'aspetto pratico di un diodo del tipo rettificatore controllato, unitamente al suo simbolo usato per rappresentarlo negli schemi elettrici. Il corpo massiccio a forma di dado esagonale, facente capo al terminale periferico superiore del corpo cilindrico, è in contatto diretto con l'anodo. Il terminale superiore di maggiore sezione fa capo al catodo, mentre il terminale superiore più sottile fa capo all'elettrodo di controllo.

Il circuito compreso tra l'anodo ed il catodo è normalmente non conduttivo, in quanto presenta un valore resistivo assai elevato, e che si aggira solitamente intorno ai 100.000 ohm, in entrambi i sensi. Il circuito costituito dal catodo e dall'elettrodo di controllo « gate » equivale ad un diodo di piccole dimensioni ed a bassa intensità di corrente.

Se l'elettrodo di controllo viene polarizzato con un potenziale positivo, ad esempio di un volt, si ha il passaggio di una

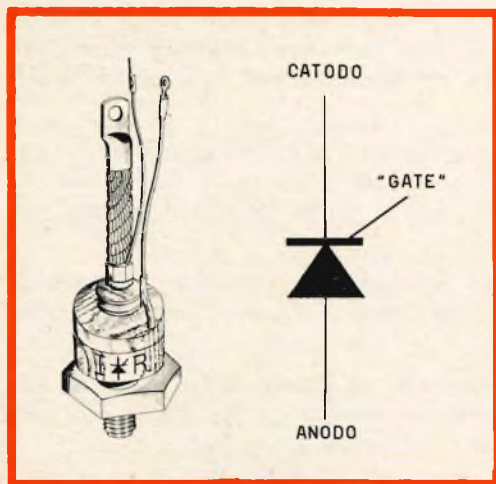


Fig. 1 - Aspetto tipico di un rettificatore controllato. Il terminale flessibile centrale di maggiore sezione corrisponde al catodo. L'anodo fa capo al corpo esagonale, o al terminale medio uscente dal corpo cilindrico verso l'alto. Il terminale più sottile corrisponde invece all'elettrodo di controllo. A destra è riportato il simbolo schematico di questo dispositivo semiconduttore.

corrente di debole intensità. Il compito di questa corrente, o per meglio dire il suo effetto, si manifesta in una notevole diminuzione della resistenza presente tra anodo e catodo, nella direzione **anodo positivo e catodo negativo**. La resistenza che il rettificatore presenta tra anodo e catodo in senso opposto non subisce alcuna alterazione ad opera della corrente che passa attraverso l'elettrodo di controllo.

Mediante l'allestimento di un rettificatore complesso, costituito da un certo numero di elementi del tipo ora descritto, è possibile realizzare un numero praticamente infinito di rettificatori controllati con diverse prestazioni.

La facilità di montaggio, e la mancanza di necessità di un'alimentazione ausiliaria o supplementare oltre all'eccitazione dell'elettrodo di controllo (non è necessaria una polarizzazione continua dell'elettrodo « gate »), contribuiscono a rendere questo dispositivo assai utile e versatile agli effetti delle numerose applicazioni alle quali esso si presta nel campo dell'elettronica in genere.

FUNZIONAMENTO ED APPLICAZIONI

I rettificatori controllati sono essenzialmente dei **rettificatori**, in quanto sono caratterizzati da un **senso di conduzione**, nel quale essi possono presentare una resistenza assai ridotta (dell'ordine cioè di 0,01 ohm), e da un **senso di non conduzione**, ossia da una **direzione inversa**, in cui essi presentano per contro una resistenza assai elevata, e che è — come si è già accennato — dell'ordine di 100.000 ohm.

Essi inoltre sono **controllati**, in quanto possono essere portati dalla condizione di **alta resistenza nel senso di conduzione** (corrispondente alla conduzione in senso inverso), a quella di una **bassissima resistenza di conduzione**. Inoltre, sebbene la variazione della resistenza opposta al passaggio di una corrente tra anodo e catodo sia assai pronunciata, tale cioè da provocare o da impedire correnti e tensioni di notevole intensità ed ampiezza, essa viene ottenuta con l'impiego di correnti e di ten-

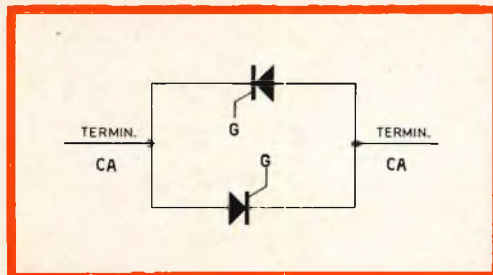


Fig. 2 - Esempio di collegamento in parallelo ed in opposizione di fase di due rettificatori controllati, aventi — naturalmente — le medesime caratteristiche. Con questo sistema, è possibile aprire o chiudere nei due sensi un circuito percorso da corrente alternata.

sioni applicate all'elettrodo di controllo, di valore assai ridotto, e — quindi — con una minima dissipazione di potenza.

Un rettificatore controllato può essere usato come elemento di circuito avente il compito normale di bloccare il passaggio di una corrente elettrica. Come si è già detto, mediante un debole segnale applicato all'elettrodo « gate », esso può diventare fortemente conduttivo in una direzione. Di conseguenza, questo tipo di semiconduttore si presta ad essere impiegato come una valvola che può essere aperta quando lo si desidera, in modo da consentire il libero passaggio di una corrente elettrica in una data direzione, così come accade con un comune elemento rettificatore. La differenza sostanziale tra il rettificatore controllato ed un comune rettificatore consiste nel fatto che quest'ultimo si trova sempre nello stato di conduzione in un senso, e di non conduzione nell'altro, mentre — nel primo — lo stato di conduzione nel senso diretto dipende dalla polarizzazione dell'elettrodo di controllo.

Naturalmente, sono possibili entrambi i sistemi di impiego.

A titolo di esempio, è utile citare il caso di impiego di due rettificatori controllati, collegati in parallelo e con polarità opposte, così come si osserva alla **figura 2**, per consentire l'apertura o la chiusura di un circuito a corrente alternata, in entrambe le direzioni, ed a seconda delle esigenze. Infatti, in assenza di un potenziale positivo rispetto al catodo sui due elettrodi di con-

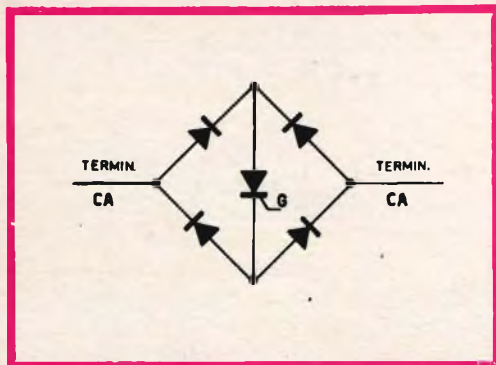


Fig. 3 - Esempio di impiego di un rettificatore controllato, in parallelo all'uscita di un rettificatore a ponte costituito da quattro diodi di tipo convenzionale. Il passaggio in stato di conduzione del primo può agire nel modo voluto agli effetti della corrente e della tensione di uscita.

trollo dei due rettificatori illustrati, entrambi presentano una resistenza di conduzione nei due sensi di circa 100.000 ohm: ciò significa che la resistenza risultante offerta dai due dispositivi tra loro in parallelo, nei confronti di una corrente alternata, è pari alla metà di quella offerta da uno solo di essi, ossia a 50.000 ohm.

Non appena viene applicato il suddetto potenziale di polarizzazione all'elettrodo di controllo di uno dei due diodi, ad esempio a quello superiore, esso entra in stato di conduzione, in quanto la sua resistenza interna si riduce ad una piccola frazione di un ohm. L'altro rettificatore — nel contempo — continua a presentare una resistenza elevata, che viene a trovarsi in parallelo a quella assai ridotta presentata dal primo, riducendone ulteriormente la resistenza, sebbene in modo del tutto trascurabile.

In tal caso — ovviamente — la direzione di conduzione è quella consentita dall'elemento superiore. Se invece il potenziale positivo viene applicato all'elettrodo di controllo del rettificatore inferiore, si ha il medesimo fenomeno, con la sola differenza che il senso di conduzione è opposto a quello ottenuto nel primo caso. Ciò, in quanto il secondo diodo viene a trovarsi in parallelo al primo, ma con polarità invertita.

La figura 3 illustra un altro esempio di impiego di un rettificatore controllato. In questo caso, quattro diodi rettificatori normali vengono usati in collegamento a ponte, per la rettificazione nel modo convenzionale di entrambe le semionde di una corrente alternata. L'elemento rettificatore a diodo controllato viene invece collegato tra le uscite (+) e (—) del ponte.

Con questo sistema, è evidente che — in assenza del potenziale di polarizzazione all'elettrodo di controllo, la resistenza da parte del diodo controllato è elevata nei due sensi. Non appena viene applicato il potenziale di cui si è detto — invece — la resistenza di conduzione si riduce in modo tale da provocare un certo assorbimento di corrente, che è in grado di variare le caratteristiche della tensione e della corrente di uscita, fornite dal rettificatore a ponte.

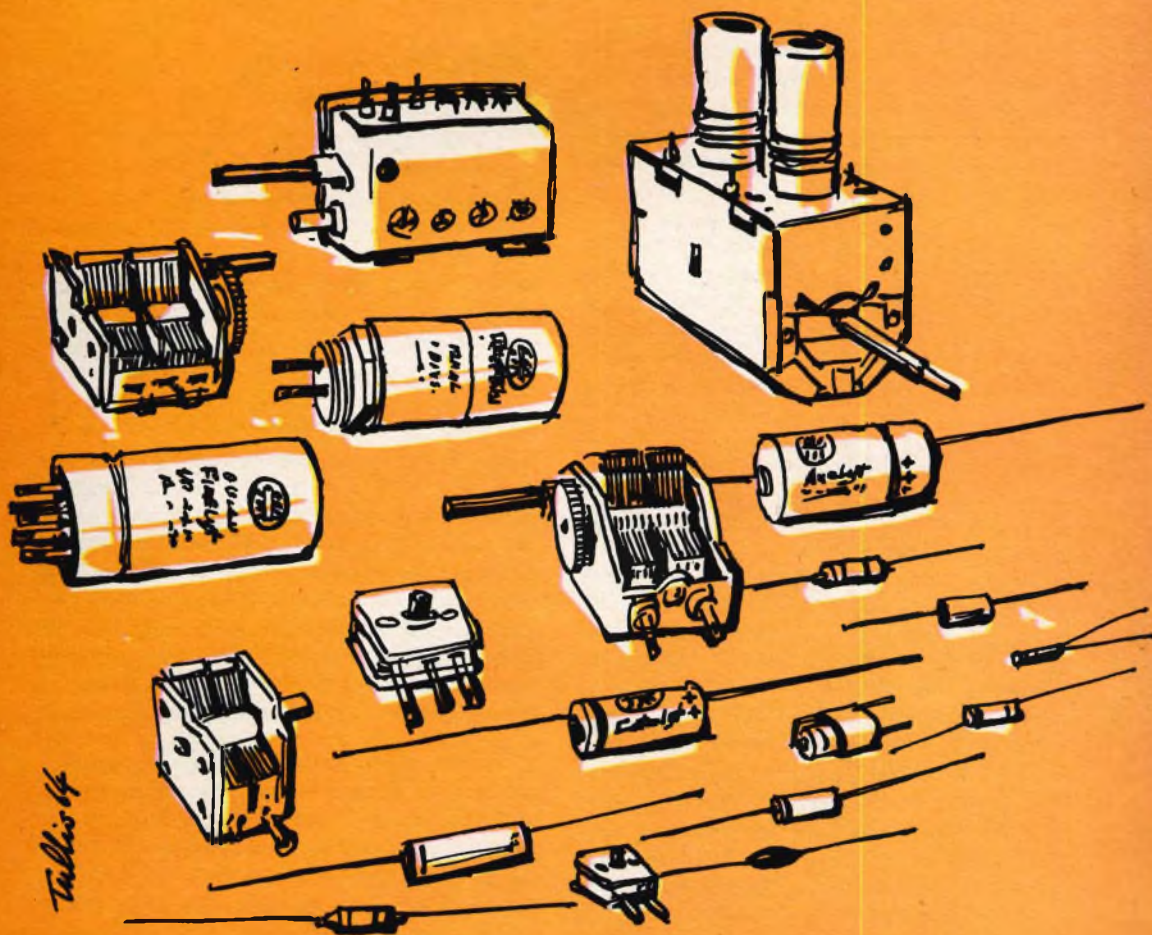
Quando vengono utilizzati nei circuiti convenzionali di rettificazione, i diodi controllati possono essere portati in stato di conduzione in qualsiasi momento lo si desidera, sempre che l'anodo abbia un potenziale positivo. Ciò significa che questi dispositivi semi-conduttori permettono di ottenere tutti gli effetti che è possibile ottenere con le note valvole termoioniche denominate « thyatron », mediante l'applicazione alla relativa griglia pilota di un determinato potenziale. Essi — inoltre — si prestano anche all'impiego in sostituzione dei cosiddetti « ignitron ».

Ciò è altrettanto vero nei confronti dei circuiti simili a quelli di cui alle figure 2 e 3, o da essi derivati. In altre parole, è chiaro che i rettificatori controllati possono essere usati come veri e propri commutatori, come dispositivi di interruzione di un circuito, ed in sostituzione di valvole a griglia di controllo. Essi — inoltre — possono essere usati negli impianti per rettificatori a controllo di fase, nelle apparecchiature di controllo della quantità di energia elettrica a corrente alternata, di conversione di energia da corrente continua in corrente alternata, per la produzione di impulsi, e per la protezione di circuiti di una certa delicatezza.

DUCATI

ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione



Tullio 64



DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.
BOLOGNA - BORGO PANIGALE - Casella Post. 588
Telegrammi e Telescrivente: Telex 51.042 Ducati

DISPOSITIVI TIPICI A SEMICONDUCTORI

I rettificatori controllati a semi-conduttore posseggono caratteristiche che li distinguono dagli altri. Ciò nonostante, essi presentano altre caratteristiche che sono invece in comune con altri tipi di semiconduttori, ed in particolare con quelli basati sull'impiego del silicio.

I dispositivi semiconduttori monocristallini sono essenzialmente dei corpi solidi, di piccole dimensioni, compatti e di natura metallica. In essi, non figurano parti applicate, ed eccezione della minuteria necessaria per la loro installazione (dadi, ranelle, ecc.). Inoltre, non subiscono affatto l'influenza della posizione di funzionamento, o quella del movimento.

I dispositivi semiconduttori presentano anche delle proprietà naturali: ciò significa che il loro comportamento è dovuto alle prerogative intrinseche, e sussiste sia che vengano usati, sia che non vengano usati. Ciò non accade in altri dispositivi analoghi; infatti:

- Le valvole termoioniche sono del tutto inerti, finché il relativo filamento non viene portato alla temperatura di incandescenza, necessaria per provocare l'emissione di elettroni da parte del catodo.
- Anche le valvole a gas del tipo a catodo caldo necessitano dell'accensione del filamento; oltre a ciò, esse implicano la necessità di disporre di una polarizzazione di griglia, ed il raggiungimento di una determinata temperatura interna, affinché la pressione del gas contenuto nel bulbo raggiunga un valore conforme alle esigenze relative ad un funzionamento corretto.
- Gli amplificatori magnetici devono essere pilotati mediante corrente alternata, e devono anche essere adeguatamente polarizzati.

Per contro, i dispositivi semiconduttori possono essere usati indifferentemente entro un'ampia gamma di temperature, senza che ciò si manifesti in una variazione ap-

prezzabile delle loro caratteristiche di funzionamento.

In genere — infine — i dispositivi semiconduttori si prestano vantaggiosamente per l'impiego in circuiti ad apparecchiature nei quali entrino in gioco forti intensità di corrente con tensioni di valore relativamente ridotto, mentre le valvole termoioniche e quelle a scarica a catodo caldo funzionano in genere con forti tensioni, e basse intensità di corrente.

CONFRONTO CON ALTRI DISPOSITIVI SEMICONDUCTORI

Quanto sopra esposto non è altro che un quadro generico delle caratteristiche che distinguono i dispositivi a semiconduttori rispetto agli altri dispositivi che possono fornire prestazioni analoghe. Vediamo ora quali sono le differenze che sussistono tra i rettificatori controllati e gli altri tipi di semiconduttori.

Confronto con i diodi rettificatori

Sebbene il rettificatore controllato sia normalmente in stato di interdizione, esattamente come due comuni diodi rettificatori collegati in serie tra loro e con polarità opposta, il suo stato di funzionamento che presenta la maggiore utilità è quello di conduzione, nel quale esso si comporta in modo assai simile a quello nel quale si comporta un normale diodo rettificatore.

È assai importante rilevare che non esistono stati duraturi intermedi tra quello di interdizione e quello di conduzione. Il tempo di passaggio da uno stato all'altro è assai breve, ed è dell'ordine dei microsecondi. Per questo motivo, una volta entrato in stato di conduzione, un rettificatore controllato presenta una caratteristica di funzionamento notevolmente stabile.

Finché si ha il passaggio di una corrente di intensità apprezzabile tra l'anodo ed il catodo, la caratteristica di conduzione in senso diretto è assai simile a quella di un diodo rettificatore. La caratteristica di conduzione inversa è identica a quella di un

comune diodo. In riferimento allo stato di conduzione — tuttavia — l'unica effettiva distinzione possibile tra i due elementi risiede nel fatto che — nel rettificatore controllato — la caduta di tensione in senso di conduzione aumenta improvvisamente, se la corrente diretta di conduzione viene ridotta **lentamente** a zero.

Questa notevole ed improvvisa deviazione rispetto alle caratteristiche del normale rettificatore costituisce il passaggio allo stato di interdizione. Infatti, non appena viene portato in tale stato, il rettificatore controllato torna ad assumere le condizioni iniziali, consistenti nell'impedimento del passaggio di una corrente elettrica in entrambe le due direzioni.

Non appena viene applicato un segnale all'elettrodo di controllo « gate », il rettificatore controllato torna ad assumere le prerogative di un normale diodo rettificatore: ciò — inoltre — può verificarsi in qualsiasi punto o in qualsiasi istante, durante l'intervallo di tempo che intercorre tra gli istanti durante i quali il rettificatore è polarizzato nel senso di conduzione, ossia con l'anodo positivo, ed il catodo negativo.

Tutto ciò sta a dimostrare che — una volta entrato in stato di conduzione — il rettificatore controllato si comporta in modo del tutto analogo a quello nel quale si comporta un diodo rettificatore. Esso necessita delle medesime precauzioni agli effetti del raffreddamento, del funzionamento in parallelo, della protezione contro i sovraccarichi, e dell'attitudine a produrre correnti spontanee.

Le considerazioni relative alla conduzione in senso inverso (vale a dire alla resistenza inversa, alla massima tensione inversa, ecc.), sussistono come per un diodo normale, indipendentemente dal fatto che il rettificatore si trovi in stato di conduzione, o in stato di interdizione.

Nelle normali condizioni dinamiche di funzionamento, il rettificatore controllato presenta anche il medesimo comportamento di un diodo rettificatore, agli effetti del ricupero dello stato di riposo, in segui-

to al passaggio dallo stato di conduzione a quella di interdizione, e viceversa.

Confronto con i transistori

Il confronto tra il rettificatore controllato ed uno o più transistori è diventato una pratica comunemente accettata. Ciò comunque non rappresenta un provvedimento di grande utilità, in quanto entrambi i dispositivi semiconduttori posseggono sufficienti meriti per costituire un componente a sé stante.

È però perfettamente comprensibile che i procedimenti tecnici di fabbricazione dei due dispositivi siano assai analoghi tra loro. Il loro comportamento — tuttavia — e quindi le rispettive applicazioni, sono sostanzialmente diversi. Nei confronti dei tecnici che ne fanno uso, è quindi preferibile considerarli separatamente, ciascuno in base alle relative prerogative.

In ogni modo, il confronto diretto tra un rettificatore controllato ed un transistoro mette in evidenza alcune differenze sostanziali, assai simili a quelle che sussistono tra le cosiddette valvole « dure », ed i « thyatron ».

Un transistoro può essere considerato essenzialmente un dispositivo a variazione continua di corrente, nel quale la corrente che scorre tra emettitore e collettore viene trasferita da un circuito a bassa tensione ad un altro a tensione più elevata. Il transistoro — inoltre — può essere fatto funzionare con un'ampia gamma di valori di corrente e di tensione, entro i quali l'energia presente nel circuito emettitore-collettore viene controllata quantitativamente in modo lineare e riproducibile ad opera dei segnali applicati alla base. Questa azione di controllo — infine — è in grado di agire con una costante di tempo brevissima, ed è sempre reversibile, ossia può verificarsi sia in senso di aumento che in senso di diminuzione di intensità della corrente che scorre.

Per contro, nei confronti del transistoro, il rettificatore controllato appare come un vero e proprio interruttore: esso infatti

può condurre una corrente elettrica, o può impedirne totalmente il passaggio. In altre parole, non esistono condizioni intermedie, e — per determinare lo stato di conduzione — è sufficiente disporre semplicemente di un debolissimo segnale applicato all'elettrodo di controllo. Una volta entrato in stato di conduzione, il rettificatore non può essere portato in stato di interdizione mediante un segnale di polarità opposta applicato al suddetto elettrodo: l'inversione dello stato di funzionamento può essere provocata esclusivamente invertendo la polarità della corrente e della tensione, nei confronti di circuito principale compreso tra il catodo e l'anodo.

In un circuito qualsiasi, il rettificatore controllato presenta o una elevata caduta di tensione con una corrente di intensità trascurabile (in stato di interdizione), oppure una elevata intensità della corrente di passaggio con una minima caduta di tensione (in stato di conduzione).

Il transistor si presta alla dissipazione di una quantità di potenza commisurata alla potenza che esso è in grado di sopportare. Nel caso del rettificatore controllato — invece — la potenza in gioco nel circuito di cui esso fa parte è solitamente assai maggiore di quella che viene dissipata internamente allo stesso semiconduttore.

È però possibile far funzionare un transistor in modo che esso si comporti in modo analogo a quello in cui si comporta un rettificatore controllato. Ciò può accadere soltanto se lo si **costringe** a funzionare tra le due condizioni estreme di corrente di base nulla e massima, nel qual caso la resistenza tra emettitore e collettore varia tra i valori massimo e minimo.

In tali condizioni, le perdite di energia per dissipazione intrinseca da parte del transistor sono del pari relativamente piccole: ciò in modo particolare se il passaggio da una condizione all'altra, e viceversa, avviene molto rapidamente.

Ove tale passaggio non possa avere luogo, oppure venga rallentato a causa di un cattivo funzionamento del circuito di eccitazione, si dice che il transistor è « impiccato »: se ciò accade, esso si trova in con-

dizioni tali da dover dissipare una quantità di energia superiore alle sue possibilità, ciò che può provocarne la distruzione.

Quanto sopra non può accadere invece nei confronti del rettificatore controllato, per cui questo dispositivo non è suscettibile di deterioramento a causa del funzionamento difettoso del circuito di eccitazione.

D'altro canto, se il metodo di impiego testé descritto può essere adottato solo in casi eccezionali nei confronti di un transistor, esso è peraltro l'unico modo di impiego corretto di un rettificatore controllato.

Da tutto ciò, possiamo concludere che i transistori sono caratterizzati dalla loro attitudine ad amplificare in continuità un segnale di frequenza compresa tra la corrente continua ed un valore elevato, ed a partire da un'ampiezza assai ridotta, fino al limite stabilito dalle caratteristiche termiche del transistor stesso. Di conseguenza, i transistori risultano infinitamente flessibili nelle loro applicazioni, e possono essere adattati in numerosi modi per ottenere diverse prestazioni, comprese tra:

- Basso segnale di ingresso (basso rumore)
- Alta Frequenza
- Elevata potenza
- Basso slittamento
- Linearità

Come è già stato stabilito, i rettificatori controllati possono soltanto funzionare come dispositivi di apertura o di chiusura di un circuito. Essi possono avere dimensioni maggiori o minori, e possono presentare diverse caratteristiche di tensione. Per applicazioni particolari possono essere sfruttate le piccole differenze delle caratteristiche, come — ad esempio — l'esiguità del segnale di eccitazione dell'elettrodo di controllo, ed il rapido passaggio da uno stato all'altro. Comunque, si può affermare che l'infinita varietà e la flessibilità di impiego che contraddistinguono i transistori, non sono certo prerogative dei rettificatori controllati.

Confronto con i « Thyatron »

I « Thyatron » non sono altro che valvole termoioniche, aventi proprietà simili a quelle dei rettificatori controllati. Vale tuttavia la pena di considerare il fatto che un dispositivo semiconduttore non può — a sua volta — avere le medesime proprietà di una valvola termoionica. Esistono infatti differenze sostanziali, e particolarmente quelle che — pur non avendo un interesse predominante — possono avere un'influenza fondamentale agli effetti del funzionamento.

In sostanza, i rettificatori controllati sono dispositivi suscettibili di controllo, nei quali la caratteristica della possibilità di passaggio improvviso dallo stato di interdizione a quello di conduzione riveste la massima importanza. Tale passaggio avviene, come già si è detto, in seguito all'applicazione di un debole segnale di innesco all'elettrodo di controllo, e — più precisamente — tra questo ed il catodo.

Questo comportamento è assai simile a quello del « thyatron », il quale viene del pari portato in stato di conduzione ad opera della tensione applicata all'elettrodo di controllo (la griglia), ed in stato di interdizione mediante l'inversione della corrente e della tensione anodica.

Tuttavia, esaminando a fondo il comportamento sia del « thyatron », sia del rettificatore controllato, possiamo facilmente constatare quali e quante differenze sussistano tra i due.

In primo luogo, il « thyatron » è essenzialmente un dispositivo funzionante con una tensione elevata, e con una bassa intensità di corrente, mentre il rettificatore controllato funziona con tensioni relativamente basse, e con correnti che possono essere di forte intensità.

In secondo luogo, quando è in stato di conduzione, il rettificatore controllato presenta una resistenza interna assai più ridotta di quella presentata da un « thyatron », mentre — in stato di interdizione, il secondo presenta una corrente inversa di intensità molto più bassa.

Il « thyatron » viene innescato ad opera di un segnale a tensione elevata, ed a bassa intensità di corrente, vale a dire attraverso un circuito ad alta impedenza, mentre tutti i rettificatori controllati — ad eccezione dei più piccoli — vengono eccitati mediante segnali a bassa tensione, forniti da circuiti a bassa impedenza.

È possibile che un « thyatron » venga innescato ad opera di segnali transitori, e senza che venga applicato il segnale di eccitazione vero e proprio alla griglia: per contro, per portare un rettificatore controllato in stato di conduzione, è assolutamente indispensabile che venga applicato il segnale di eccitazione tra l'elettrodo « gate » ed il catodo. Ciò significa che è impossibile che un rettificatore controllato entri incidentalmente in stato di conduzione.

Quando una valvola « thyatron » si trova col filamento spento, o comunque senza alimentazione di griglia o di placca, è tale solo in teoria, in quanto non è in grado di funzionare. Inoltre, essa può funzionare nel modo prescritto solo dopo un certo periodo di tempo, necessario affinché il catodo si riscaldi, e le tensioni agli elettrodi raggiungano i valori necessari. Solo in tal caso un « thyatron » diventa effettivamente un dispositivo adeguato al suo stesso nome. Un rettificatore controllato è invece sempre tale, indipendentemente dal fatto che venga usato o meno, tenuto in magazzino, sottoposto a violente condizioni ambientali, o usato per un periodo di tempo di lunghezza indefinita.

Le caratteristiche di funzionamento di un rettificatore controllato restano invariate per un lunghissimo periodo di funzionamento o di magazzinaggio, mentre i « thyatron » sono soggetti a deterioramento e ad esaurimento del catodo in seguito ad un uso prolungato (a causa dell'esaurimento del gas, e dell'emissione di particelle da parte del catodo); ciò provoca variazioni delle caratteristiche e — a lungo andare — il deterioramento definitivo del dispositivo.

A ciò, occorre aggiungere che il « thyatron » è essenzialmente un dispositivo termoionico, e che — come tale — subisce

l'influenza della temperatura ambiente, nei confronti del tempo di riscaldamento e di stabilizzazione, mentre un rettificatore controllato rimane insensibile alle variazioni della temperatura ambiente, entro un'ampia gamma di valori. Tali variazioni sono altresì sempre più pronunciate mano a mano che un « thyatron » invecchia, mentre risultano indipendenti dall'invecchiamento in un rettificatore controllato. Nel primo — infatti — accade che in seguito alle continue ed inevitabili variazioni di temperatura cui la valvola è soggetta, la struttura molecolare del gas subisca nel tempo delle lievi alterazioni.

Il « thyatron » è in grado di sopportare dei picchi di sovraccarico relativamente elevati, sebbene a rischio di una diminuzione della durata, mentre l'attitudine a sopportare un sovraccarico da parte del rettificatore controllato è assai minore. Tuttavia, quando l'eventuale sovraccarico non è di intensità tale da danneggiare il rettificatore, la sua durata non ne risente affatto.

Quando vengono fatti funzionare con frequenze elevate, o con impulsi di brevissima durata, i « thyatron » subiscono un certo effetto di smorzamento dovuto alla inerzia dei fenomeni di ionizzazione e di de-ionizzazione del gas contenuto nel bulbo. Il rettificatore controllato presenta invece una rapidità di passaggio da uno stato all'altro compresa tra dieci e cento volte quella consentita da un comune « thyatron »: ciò grazie alla estrema facilità con la quale i portatori di cariche positive e negative (rispettivamente cavità ed elettroni) si spostano internamente alla struttura molecolare.

In molte applicazioni, i « thyatron » presentano un certo effetto di deriva, ossia di instabilità della durata del tempo di innesco. I rettificatori presentano questo inconveniente in modo meno pronunciato, sebbene denotino una maggiore variazione delle caratteristiche dell'elettrodo di controllo, che risentono maggiormente della temperatura ambiente.

MERITI PRINCIPALI DEL RETTIFICATORE CONTROLLATO

La serie di confronti di cui sopra è stata riportata al solo scopo di mettere in evidenza le differenze sostanziali tra il rettificatore controllato ed i dispositivi che presentano caratteristiche analoghe, e non devono essere intese come una guida agli effetti della scelta dell'uno o dell'altro. In pratica, esistono numerose applicazioni nelle quali i diodi rettificatori comuni, i transistori ed i « thyatron » sono gli unici dispositivi che possono servire ad ottenere il risultato voluto, mentre ne esistono altre nelle quali il rettificatore controllato risulta insostituibile con altro componente.

L'alta velocità di responso che costituisce la prerogativa del rettificatore (con assenza completa di energia dissipata per il riscaldamento del filamento, e quindi del tempo necessario), costituisce in molti casi un vantaggio tale da rendere questo dispositivo relativamente nuovo un componente veramente ideale, insostituibile, e prezioso.

Il fatto di essere completamente statico, solido, ed esente da esigenze complementari, costituisce una prerogativa veramente notevole. Oltre a ciò, il rettificatore controllato è normalmente in stato di interdizione: ciò significa che è sempre pronto per l'uso. Grazie alle sue caratteristiche particolari, infatti, per passare allo stato di conduzione non necessita di altro che di un breve impulso applicato all'elettrodo di controllo, indipendentemente dal periodo di magazzino, e dalle precedenti ore di funzionamento.

È in sostanza un dispositivo di potenza ad altissimo rendimento. Il suo stato di interdizione è tale da impedire un funzionamento accidentale, a meno che non venga usato impropriamente. Infine, a meno che non venga sottoposto a condizioni di funzionamento superiori a quelle ammissibili, è un dispositivo che può essere considerato indistruttibile, e che si presta pertanto all'impiego — con tutta la sicurezza auspicabile — in quei casi in cui le condizioni di funzionamento possono essere critiche per i dispositivi analoghi ma di diversa natura.

Apparecchiatura
Professionale

ELAC

3000



Complesso sintonizzatore-amplificatore transistorizzato per la riproduzione mono e stereofonica ad alta fedeltà. La sezione « sintonizzatore » con comandi separati per le gamme FM-AM, copre le bande: $87,3 \div 104$ MHz — $59 \div 7,4$ MHz — $510 \div 164$ MHz — $145 \div 360$ KHz utilizzando 15 transistor e 15 diodi. Essendo inclusa la gamma delle onde lunghe, il sintonizzatore è pronto per essere collegato ai canali della FILODIFFUSIONE in HI-FI.

La sezione preamplificatrice e finale, utilizzando ben 24 transistor e 5 diodi, eroga una potenza continua di **25 W per canale** ed offre le seguenti interessanti possibilità: ● 2 ingressi fono: magnetico - ceramico; ● 1 ingresso ausiliario; e inoltre: filtro antirumore e antifruscio, effetto presenza, a parte le regolazioni usuali di volume - bilanciamento - alti - bassi - stereo/mono.

Costruzione con materiali di primissima scelta. Alimentazione ad alta stabilità con diodi Zener.

L'ELAC 3000 è il complesso HI-FI dei raffinati. Accoppiando ad esso il cambiadischi stereo Miracord 50 H si ottengono prestazioni di eccezionale purezza.

Tutti i componenti ELAC
sono distribuiti dalla



ELAC

- ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



ELOGIO AI RADIOAMATORI

Potrà sembrare tardivo parlare delle alluvioni del novembre 1966, ma per il nostro scopo, che non è quello del cronista di prima mano, è utile rievocare a distanza di tempo un episodio particolare di quei tristi avvenimenti. Utile proprio ora affinché non siano scordati, fra i benemeriti, i radioamatori perché meno in vista.

Il primo allarme fu lanciato dalla stazione LAO di Firenze e captato dalla stazione LAG di Milano. Poi la voce di LAO si spense, e le ulteriori notizie giunsero da una stazione di Lucca, che era riuscita a stabilire un ponte con Firenze. Da quel momento, tutto il Corpo di Emergenza Radioamatori venne informato, e raccolse richieste di generi vari, laddove occorrevano, oltre a segnalare e ad affrontare direttamente le situazioni più difficili. Non aggiungo commenti, poiché i fatti più genuini e spontanei, come questi in cui amore per la scienza e altruismo s'intrecciano e si fondono, risplendono di luce propria.

LO STUDIO DELLE LINGUE

L'Istituto Tecnico per ragionieri «Pietro Verri» di Milano ha corredato il nuovo edificio con aule speciali per i sussidi didattici, fra cui il laboratorio linguistico. L'impianto, che impiega il materiale della Philips, è costituito da cabine singole per 30 posti-allievo, aumentabili a 36, e trasferisce nell'aula il triplice principio didattico su cui si regge: AUDIO - L'allunno ascolta e registra la lezione dell'insegnante; ATTIVO - viene stimolato a formulare frasi od a completarle; COMPARATIVO - attraverso la due piste di registrazione l'allievo, mantenendo costante il modello fonetico dell'insegnante, può paragonare la propria pronuncia.

Il laboratorio presenta novità tecniche di rilievo, in particolare per quanto riguarda il posto-allievo: il pannello sussidiario per il comando del sistema interfonico fra insegnante e alunno sinora in uso è stato incorporato, attraverso la miniaturizzazione, nel registratore collocato di fronte all'alunno. In tal modo vengono semplificati i comandi e la manovra: il registratore, ridotto a cinque co-

mandi e cioè ai tasti di riavvolgimento, di riproduzione, di registrazione e di avanzamento veloci, più la barra di arresto, tengono occupata una mano sola. Tutto concorre ad una migliore concentrazione dell'allievo, ed a risultati che, non molti anni fa, non erano neppure pensabili.

MIRACOLO NEI CAMBIADISCHI

L'aggettivo « professionale » incute rispetto: esso sta ad indicare apparecchi di elevate prestazioni e di prezzi altrettanto elevati. Il sogno di ogni radiotecnico od amatore è sempre stato quello di procurarsi apparecchi professionali a prezzi commerciali. Ebbene, questo sogno è divenuto realtà nel campo HI-FI grazie al cambiadischi ELAC MIRAPHON 50H. Giunge notizia che negli Stati Uniti ha avuto un successo strepitoso, e uguale successo sta ottenendo da noi perché, veramente, è il primo caso assoluto nella storia della musica riprodotta di un apparecchio da supertecnici che chiunque, con una spesa accessibilissima, può ottenere e far funzionare con facilità. La G.B.C. vi può informare su ogni ulteriore dettaglio. Accennerò solo a qualche caratteristica: semplice controllo della sistemazione più idonea della puntina; braccio di nuova concezione a bilanciamento dinamico e contrappeso a cursore. Il prezzo ve lo dirà la G.B.C.: vi assicuro che sarà per voi tutti una sorpresa interessantissima.

FOTOSINTESI ARTIFICIALE

La notizia, che arriva dagli Stati Uniti, consente di dare la stura alla fantasia più sbrigliata. La fotosintesi è quel misteriosissimo procedimento con cui le piante trasformano le sostanze inorganiche in sostanze organiche. In parole povere, il carbonio, l'idrogeno, l'ossigeno, che se noi usassimo come alimenti ci manderebbero più o meno in fretta all'altro mondo, per merito delle piante diventano foglie, fiori, frutti, semi; buoni per la nostra nutrizione, e per la nutrizione degli animali delle cui carni, poi, ci nutriamo noi. Ciò vuol dire che, se tutti gli animali, uomo compreso, sparissero dalla terra, le piante si ridurrebbero ma il regno vegetale sopravviverebbe col regno minerale. Se sparissero invece tutte le piante, non resterebbe vivo, perché privo di nutrimento, nessun appartenente al regno animale, dai moscerini all'uomo.

Non perché ci sia pericolo che le piante scompaiono, ma per il fascino della ricerca, il mistero della fotosintesi e l'ansito di penetrarne le profondità sta appassionando da decenni gli scienziati che non cedono, nonostante le difficoltà, al tentativo di riprodurre il fenomeno in laboratorio.

Ora due scienziati americani, Bassham e Jensen, sarebbero riusciti a riprodurre in laboratorio e all'esterno di una cellula vivente il processo di liberazione dell'ossigeno dall'acqua e dalla CO₂ sotto l'influenza della luce, ottenendo proteine, grassi, zuccheri e amidi. Il lato più interessante dei nuovi studi è la scoperta che la fotosintesi è un processo graduale, che può essere fermato e ripreso in un punto qualsiasi, oppure modificato in maniera da far sì che la pianta produca, ad esempio, più proteina che amido, ossia più sostanza commestibile.

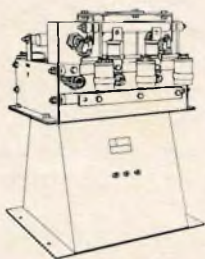
In una dichiarazione alla stampa il Dottor Bassham ha dichiarato che « lo stato delle ricerche sulla fotosintesi è quello di un bambino che ha imparato a camminare ». Il che sembra poco ma dovrebbe essere il fondamento essenziale. Da questi primi passi a quelli che la fantasia ci consente di percorrere dovremmo avere un giorno le macchine in cui metteremo da una parte acqua e ghiaia e toglieremo dall'altra delle sostanze commestibili. Allora esclameremo: — Beati i tempi della carne in scatola!

Zio Ruben

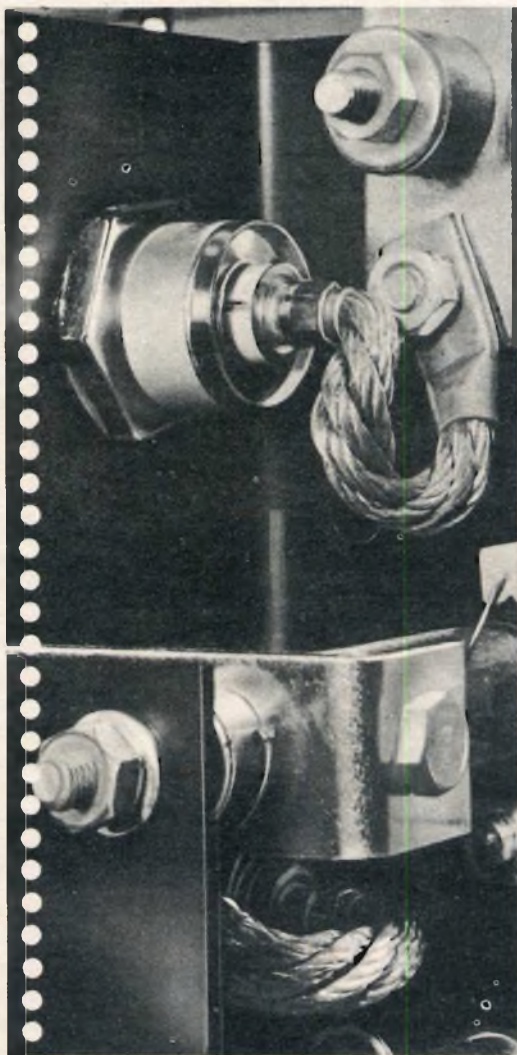
I diodi...

...di ricircolazione devono essere applicati in quei casi dove una formazione con diodi controllati alimenta un carico fortemente induttivo. La loro funzione è quella di fare circolare, nel circuito di utilizzazione, l'energia immagazzinata induttivamente nel circuito stesso quando il diodo controllato è nello stato di non conduzione. Senza i diodi di ricircolazione il circuito induttivo può generare una tensione diretta eccessiva e causare falsi inneschi od anche la distruzione del dispositivo.

Nella fotografia viene illustrato un diodo di ricircolazione, tipo 200WARIOO montato su un ponte trifase da 430 A C.C., alla temperatura ambiente di 40°C e con una tensione di uscita di 440 V C.C.



SEMICONDUTTORI AL SILICIO - DIODI ZENER
RADDRIZZATORI CONTROLLATI



AEROSTUDIO BORCHI 677 IR

INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Tutti i prodotti **IOR** sono disponibili presso:

L' ORGANIZZAZIONE DI VENDITA



Stabilimento: Strada di Lanzo, 106 - Borgaro Torinese

Telefoni n. 572.085 - 572.086 - Telex n. 21257 Rectifit

Uff. Milano: via Medardo Rosso 16. Milano - Tel. 600.836

BATTERIE REFRIGERANTI BASATE SULL'EFFETTO PELTIER

Il continuo interesse destato da queste batterie a semiconduttore capaci di produrre il freddo in maniera completamente diversa dai sistemi convenzionali, ci ha spinto a pubblicare questo interessante articolo. Nella prima parte verranno esaminate le caratteristiche tecniche dei vari tipi di batterie attualmente esistenti sul mercato. Nella seconda parte, la più interessante, verranno illustrati alcuni tipici esempi d'impiego di questi nuovi « frigoriferi miniatura » a semiconduttori.

Il raffreddamento termoelettrico sfrutta l'effetto Peltier. L'effetto Peltier è il contrario dell'effetto Seebeck sfruttato quest'ultimo ormai da molto tempo nelle termocoppie per la misura della temperatura. Una batteria Peltier è formata essenzialmente da due conduttori di diversa misura; la corrente elettrica attraversa i due punti di saldatura dei materiali, produce su questi due punti una differenza di temperatura che viene sfruttata per produrre il freddo.

I. - RICHIAMI TEORICI

Esaminiamo dapprima la composizione di una delle termocoppie che costituiscono la batteria Peltier. Essa è formata, come si può vedere in fig. 1a, da:

1° elemento semiconduttore di tipo **N**, composto di tellururo di bismuto (Bi_2Te_3) e di seleniuro di bismuto (Bi_2Se_3);

2° elemento semiconduttore di tipo **P**,

composto di tellururo di antimonio (Sb_2Te_3) e di tellururo di bismuto (Bi_2Te_3).

Sviluppiamo ora la termocoppia in senso rettilineo, in modo da poterla confrontare con il diagramma dei potenziali della figura 1b.

La sorgente esterna **A** fa circolare corrente attraverso il circuito. Nella giunzione 1, passando dal rame al semiconduttore di tipo **N**, il potenziale scende dal valore E_0 al valore E_1 , liberando una certa quantità di energia, cioè producendo calore.

Nella giunzione 2, dal semiconduttore **N** al rame, il potenziale cresce da E_1 al valore E_0 e nella giunzione 3, dal rame al semiconduttore di tipo **P**, il potenziale cresce da E_0 al valore E_2 richiedendo una certa quantità di energia, per cui si ha un assorbimento di calore, cioè si produce un raffreddamento.

Nella giunzione 4, passando dal semiconduttore **P** al rame il potenziale scende dal valore E_2 al valore E_0 , liberando di nuovo una certa quantità di energia, cioè producendo calore, e così di seguito.

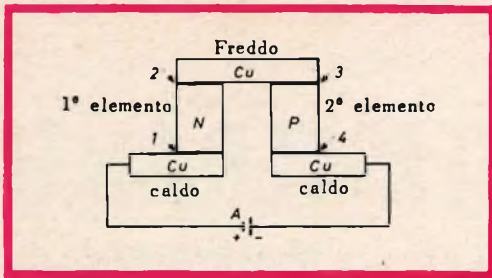


Fig. 1a - Termocoppia elementare di una batteria Peltier.

Potenza

La batteria Peltier può essere considerata come una « pompa di calore » che, tramite la corrente elettrica, assorbe, in modo assolutamente statico, delle calorie sulla faccia « fredda » e le libera sulla faccia « calda ». L'assorbimento di calore sulla faccia fredda, che è proporzionale alla corrente, si traduce necessariamente in un raffreddamento.

Il fribilancio termico della batteria è determinato da (fig. 2):

1. Assorbimento di calore sulla faccia fredda (effetto Peltier = $\pi \cdot I$).
2. Produzione di calore per effetto Joule, evacuato sulla faccia fredda (Perdite = $RI^2/2$).
3. Produzione di calore sulla faccia calda.
4. Perdite per conduzione termica attraverso la batteria ($L \cdot \Delta T$).

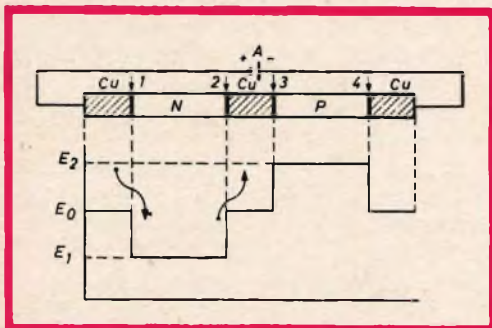


Fig. 1b - Diagramma dei potenziali di una termocoppia sviluppata in senso rettilineo.

L'effetto Joule agisce parzialmente come effetto parassita e varia in proporzione al quadrato dell'intensità di corrente mentre l'effetto Peltier varia linearmente in funzione dell'intensità di corrente e pertanto si avrà un valore di corrente ottimo che permetterà di ottenere la massima differenza di temperatura tra le due facce. Per dei valori di corrente superiori a quello ottimo le perdite per effetto Joule divengono preponderanti e fanno diminuire la potenza refrigerante, e pertanto è inutile e dannoso lavorare con correnti maggiori a questo valore (fig. 3).

Questo valore ottimo della corrente dipende dal coefficiente termoelettrico del materiale, dalla sua resistività ρ ma anche

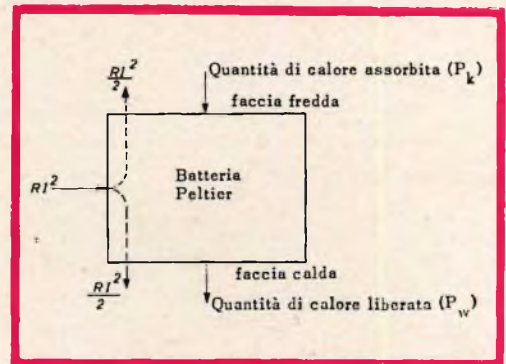


Fig. 2 - Bilancio termico della batteria.

dalle particolarità costruttive della batteria. L'assorbimento di calore sulla faccia fredda, cioè Q utile, o potenza frigorifera della batteria, si esprime in watt ($1 \text{ W} = 0,24$ calorie o frigorie al secondo).

Prendiamo per esempio il caso di una batteria che produca 20 W di potenza frigorifera utile, cioè circa $20/4 = 5$ frigorie al secondo; potremo raffreddare 5 grammi d'acqua di 1°C in un secondo, oppure 1 grammo d'acqua di 5°C in un secondo.

Riassumendo potremo dire che l'effetto Peltier consiste nell'assorbimento (o nella liberazione) di una quantità di calore Q alla giunzione di due conduttori eterogenei nei quali venga fatta passare una corrente continua (fig. 4).

La potenza frigorifera teorica Q Peltier è data dall'equazione:

$Q_{\text{Peltier}} = \pi$ (coefficiente Peltier) $\cdot I$ (corrente della batteria).

$$\pi = \alpha \cdot T_f$$

T_f = temperatura della faccia fredda in $^{\circ}\text{K}$

α = potere termoelettrico (tensione termoelettrica per un grado di differenza di temperatura).

Si avrà allora:

$$Q_{\text{utile}} = \pi \cdot I - RI^2/2 - L \cdot \Delta T$$

dove:

Q_{utile} = potenza frigorifera della batteria;

$\pi \cdot I$ = Q_{Peltier} , o calore assorbito per effetto Peltier;

$RI^2/2$ = calore per effetto Joule dissipato sul lato freddo (R è misurata in corrente alternata);

$L \Delta T$ = calore trasmesso per conduzione termica;

L = conduttività termica globale;

ΔT = differenza di temperatura tra la faccia calda e la faccia fredda.

Riassumendo:

La potenza frigorifera reale della batteria è inferiore alla sua potenza teorica a causa delle perdite dovute all'effetto Joule e alla conduzione termica $= L \cdot \Delta T$.

La differenza di temperatura fra la faccia calda e quella fredda è espressa dal termine ΔT , ed è massima quando il potere frigorifero è nullo.

$$\Delta T_{\text{max}} = \frac{(T_f)^2 \cdot Z}{2}$$

T_f = Temperatura della faccia fredda.

Il termine Z rappresenta il fattore di merito o efficienza termoelettrica del materiale, determinato dalle caratteristiche λ , ρ , ed α del materiale.

Il ΔT_{max} è direttamente proporzionale a Z .

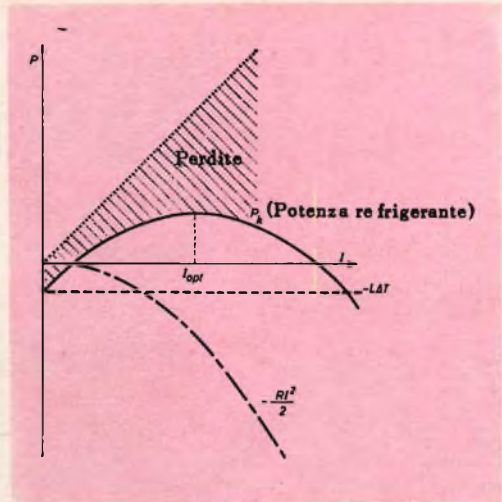


Fig. 3 - Potenza refrigerante (P_r) in funzione della corrente di alimentazione.

$$Z = \frac{\alpha^2}{\lambda \cdot \rho}$$

Z viene espressa in $^{\circ}\text{C}^{-1}$;

α = potere termoelettrico in volt/ $^{\circ}\text{C}$;

λ = conduttività termica, in watt per grado e per centimetro;

ρ = resistività elettrica, in Ω cm.

Il fattore di merito Z che così si ottiene è dell'ordine di grandezza di $2 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ per materiali semiconduttori ottenuti per sinterizzazione, i quali presentano una stabilità meccanica molto superiore rispetto a quelli ottenuti per cristallizzazione.

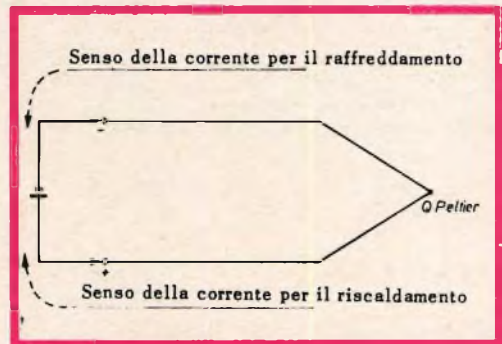


Fig. 4 - Schema elementare dell'effetto Peltier.

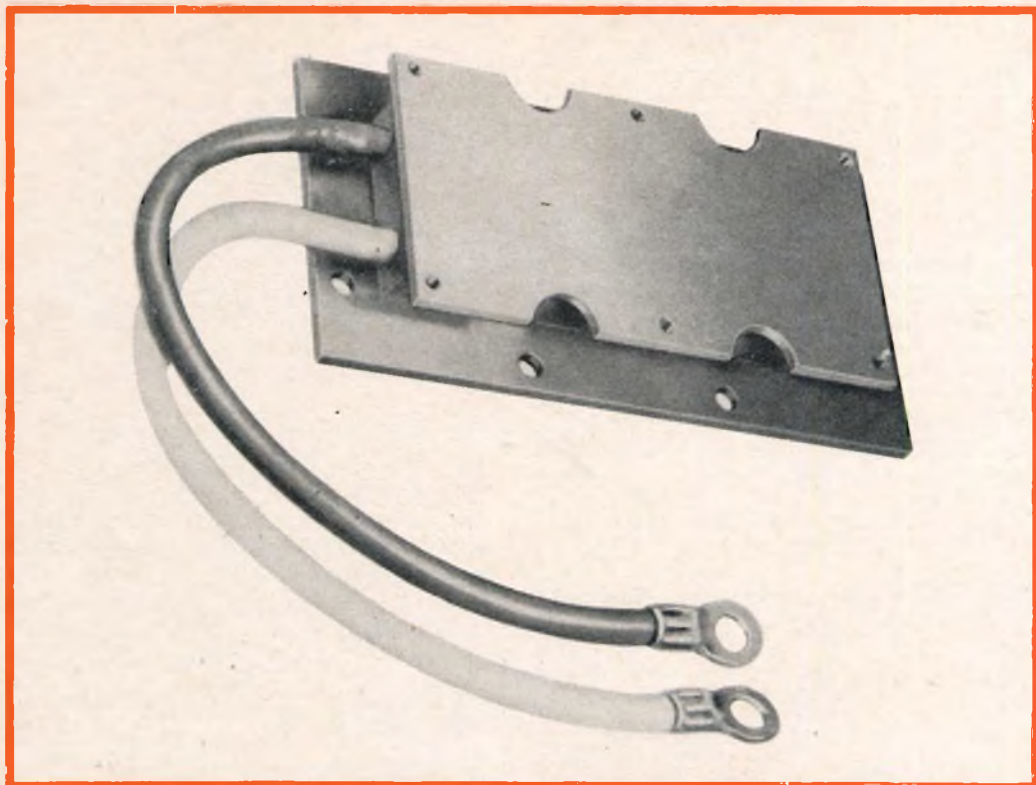


Fig. 5 - Batteria refrigerante ad effetto Peltier tipo PT 20/20.

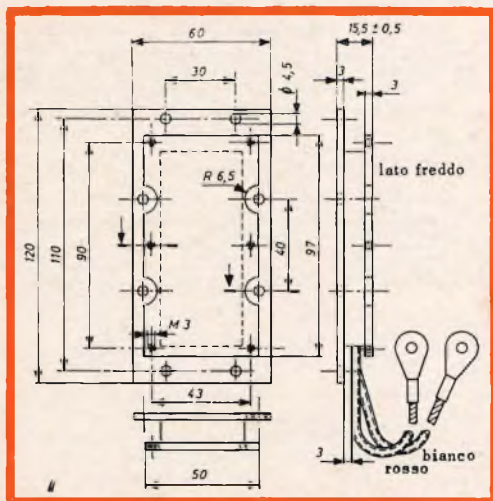


Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro della batteria Peltier tipo PT 20/20.

II. - TECNOLOGIA

Nella realizzazione pratica delle batterie Peltier l'accoppiamento termico tra le termocoppie e le piastre di dissipazione in rame presenta notevoli difficoltà. È necessario ottenere un buon isolamento elettrico tra gli elementi in rame che collegano i semiconduttori e le piastre in rame delle facce fredda e calda, e nel contempo realizzare una conduzione termica assai elevata tra le termocoppie e le piastre stesse. Normalmente questo problema viene lasciato all'utilizzatore, tuttavia nel caso delle batterie Philips questa difficoltà è superata impiegando nella costruzione un legante speciale che assicura una buona conduzione termica ed un isolamento elettrico assai elevato.

Miraphon



A/882



Z/750



A/882

Impianto HI-FI Miraphon comprendente un **amplificatore stereo** mod. **Miraphon I**, da 12 W musicali per canale, con **cambiadischi ELAC 160** e **due diffusori acustici** mod. **Miraphon 30** che permettono un'audizione lineare da $30 \div 20.000$ Hz.



A/884



Z/752



A/884

Impianto HI-FI Miraphon comprendente un **amplificatore stereo** mod. **Miraphon II**, da 30 W musicali per canale, con **cambiadischi ELAC mod. Miracord 40** e **due diffusori acustici** mod. **Miraphon 40** che permettono un'audizione lineare da $25 \div 22.000$ Hz.

III. - PRESENTAZIONE DELLE BATTERIE

Le caratteristiche che seguono sono valide per batterie complete, pronte per l'impiego, cioè si è tenuto conto dell'influenza del montaggio meccanico e dell'isolamento elettrico tra la faccia utile e le termocoppie elementari.

BATTERIA REFRIGERANTE. AD EFFETTO PELTIER TIPO PT 20/20

La batteria Peltier tipo PT 20/20 (fig. 5) è composta da 20 termocoppie elementari del tipo già descritto collegate elettricamente in serie.

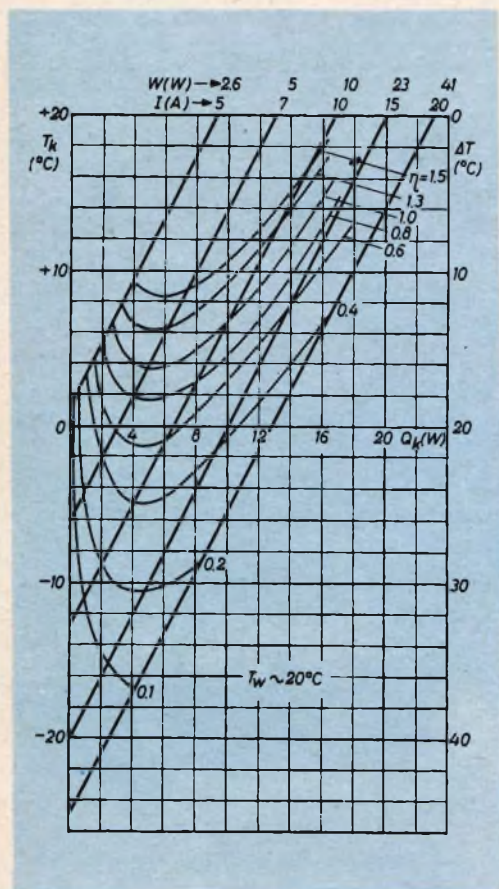


Fig. 8 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda $T_w = 20^\circ\text{C}$.

I fori di montaggio servono per il fissaggio sul recipiente o sullo scambiatore di calore e non vi sono posizioni preferenziali di montaggio.

Nella fig. 6 sono riportate le dimensioni della batteria PT 20/20.

Dati caratteristici

Corrente di lavoro ottima: $\sim 20\text{ A}$.

È necessario che la faccia calda sia opportunamente raffreddata (è consigliabile che la sua temperatura non superi i 55°C).

Tensione corrispondente alla corrente di lavoro ottima: $\sim 2\text{ V}$.

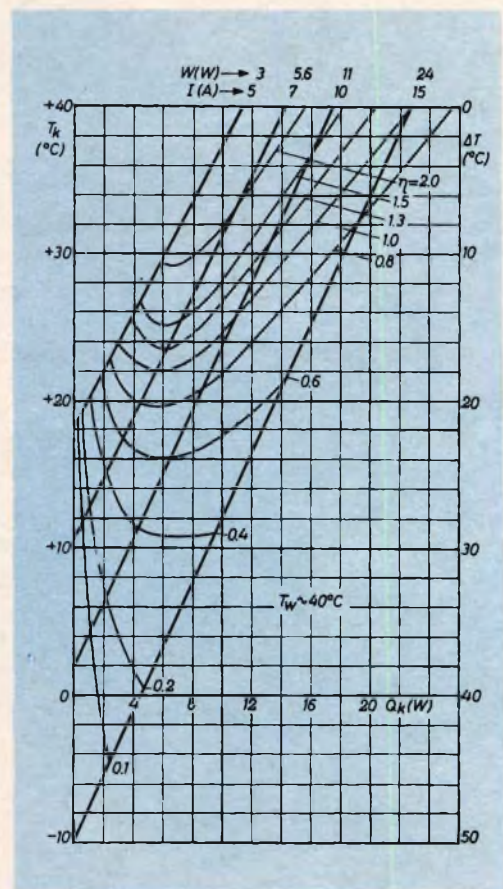


Fig. 7 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda $T_w = 40^\circ\text{C}$.

Resistenza d'isolamento tra i cavi d'alimentazione e le superfici di scambio termico: 100 kΩ.

Valori limite

Picco massimo di corrente permesso per 5 secondi: 30 A.

Massima ondulazione di corrente permessa: 10% (un'ondulazione maggiore riduce la capacità frigorifera).

Massima tensione permessa tra i cavi di alimentazione e le superfici di scambio termico: 20 V.

Massima temperatura permessa sulla faccia calda: 90 °C.

Le figg. 7 e 8 mostrano le curve della capacità frigorifera Q_k rispettivamente per una temperatura della faccia calda T_w di 20 °C e 40 °C.

Tali curve sono state ricavate in aria immobile senza particolari isolamenti termici.

Dati pratici

La batteria funziona solamente in corrente continua (fare attenzione alla polarità indicata sui fili di alimentazione) ed è necessario un raffreddamento adeguato

sulla faccia calda, perché una batteria in funzione senza raffreddamento sulla faccia calda viene rapidamente distrutta.

Le superfici di scambio termico sono ricoperte contro l'ossidazione da un sottile strato protettivo che deve essere tolto prima di mettere in funzione la batteria.

Se si desidera fare delle saldature sulla faccia fredda (per esempio per migliorare lo scambio di calore) è consigliabile impiegare:

— bismuto	40,95%
— piombo	22,10%
— indio	18,10%
— stagno	10,65%
— cadmio	8,20%

Temperatura di saldatura: 55 °C.

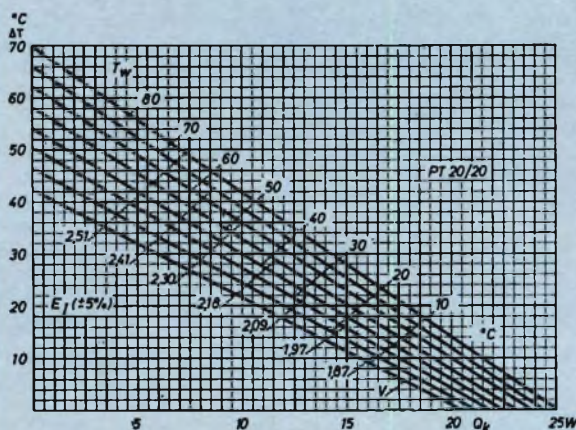
Decappante: bicloruro d'idrazina.

Il grafico della fig. 9 mostra le variazioni della differenza di temperatura (ΔT) e della potenza frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro.

Raffreddamento

Per il raffreddamento della parte calda della batteria PT 20/20 è stato studiato lo scambiatore di calore a circolazione d'acqua tipo AM 450 71.0 (fig. 10).

Fig. 9 - Variazioni della differenza di temperatura (ΔT) e della potenza frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro.



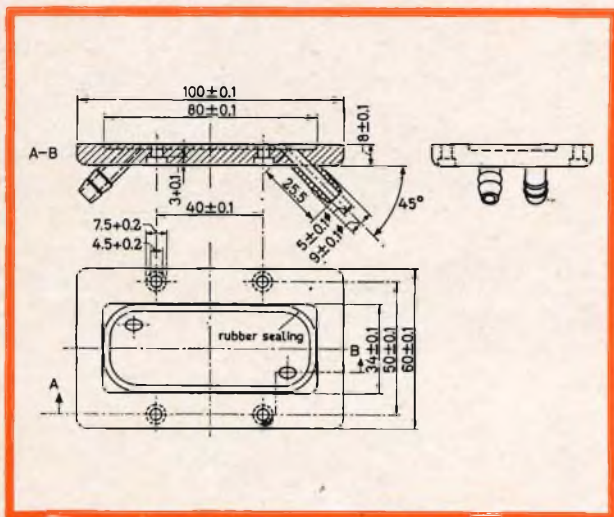


Fig. 10 - Scambiatore di calore a circolazione d'acqua per PT 20/20.

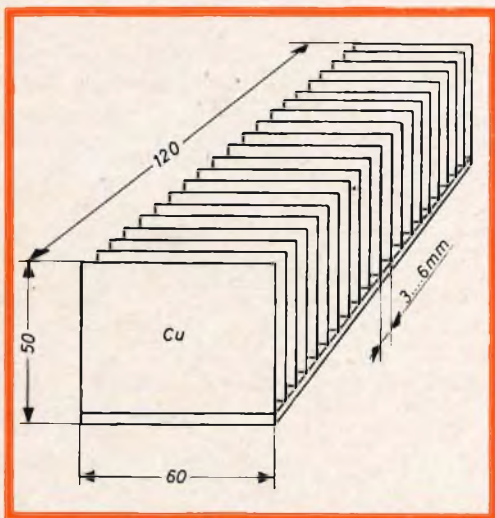


Fig. 11 - Dispositivo di raffreddamento ad aria per PT 20/20.

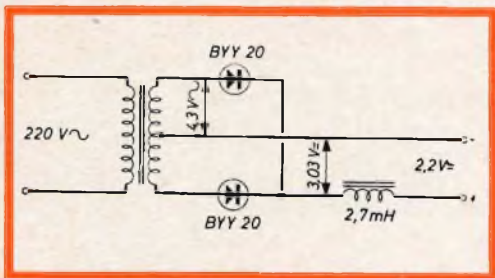


Fig. 12 - Schema elettrico di un alimentatore per una batteria Peltier tipo PT 20/20.

Per il raffreddamento ad aria si deve avvitare sulla faccia calda una piastra di rame che porta saldate alette pure di rame.

In molti casi è sufficiente l'aria convogliata su questo dispositivo da un piccolo ventilatore.

I valori della dimensione, spessore e distanza tra le alette di raffreddamento per ottenere il migliore rendimento dipendono grandemente dalla velocità dell'aria.

In generale alette di rame di 1 mm di spessore e 50 mm di altezza poste ad intervalli di 3-6 mm (vedi fig. 11) danno buoni risultati.

Per un raffreddamento in aria per pura convezione le alette debbono essere il più grande possibile con spessore di 1 mm e poste ad intervalli di almeno 8 mm.

Alimentazione

La fig. 12 mostra lo schema elettrico di un alimentatore per una batteria PT 20/20.

Tale alimentatore deve essere collegato ad una sorgente di 220 V a 50 Hz.

L'ondulazione della corrente continua fornita alla batteria con tale tipo di alimentatore non dovrebbe superare il 3%.

BATTERIA REFRIGERANTE AD EFFETTO Peltier TIPO PT 48/6

La batteria Peltier tipo PT 48/6 (fig. 13) grazie alla sua limitata corrente di alimentazione (max. 6 A), è particolarmente adatta per i sistemi di raffreddamento in cui si debba controllare la capacità frigorifera.

Costruzione

La batteria è composta da 48 termocoppie elementari collegate elettricamente in serie ed è provvista di un adeguato isolamento elettrico.

Le superfici di contatto sono ricoperte contro l'ossidazione da un sottile strato protettivo che deve essere tolto prima di mettere in funzione la batteria.

Nella fig. 15 sono riportate le dimensioni della batteria PT 48/6.

Dati caratteristici

Massima corrente di lavoro: 6 A cc.
Tensione corrispondente alla massima corrente di lavoro: ~ 4,8 V cc.

Resistenza interna: ~ 800 mΩ.

ΔT max (con temperatura della faccia calda $T_w = 20^\circ\text{C}$): 48 °C.

Massima capacità frigorifera ($\Delta T = 0$): 13,5 W.

Massima temperat. ammissibile: 100 °C.

Sforzi meccanici permessi

La batteria Peltier non deve essere impiegata come elemento di costruzione per la trasmissione di potenza meccanica.

Il massimo carico di compressione non deve superare 0,5 kg/cm².

Il massimo carico di trazione non deve superare 0,02 kg/cm².

Il massimo sforzo trasversale in direzione diagonale non deve superare 1 kg.



Fig. 13 - Batteria refrigerante ad effetto Peltier tipo PT 48/6.

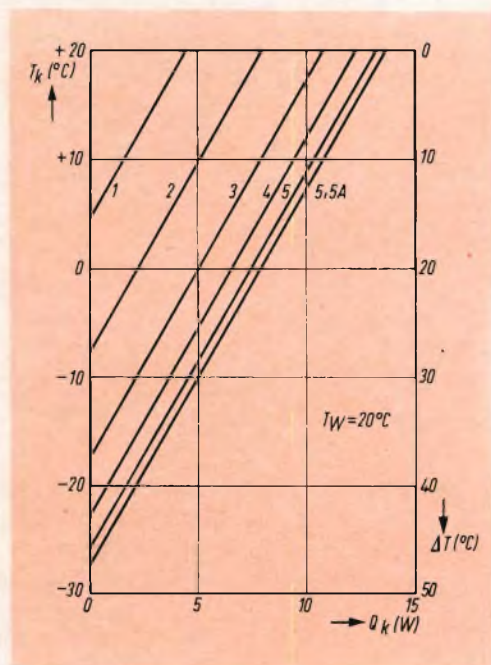


Fig. 14 - Temperatura della faccia fredda T_k e differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la corrente come parametro ad una temperatura della faccia calda T_w di 20 °C.

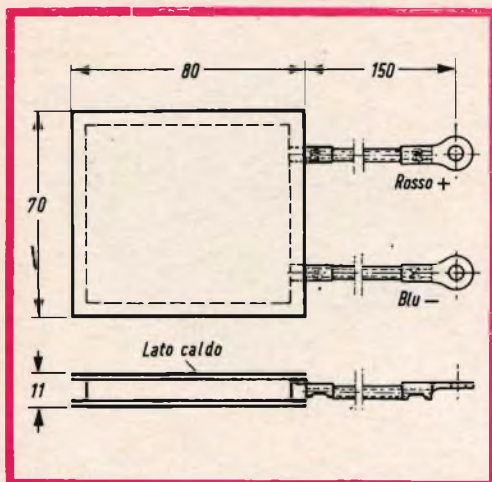


Fig. 15 - Dimensioni d'ingombro della batteria Peltier tipo PT 48/6.

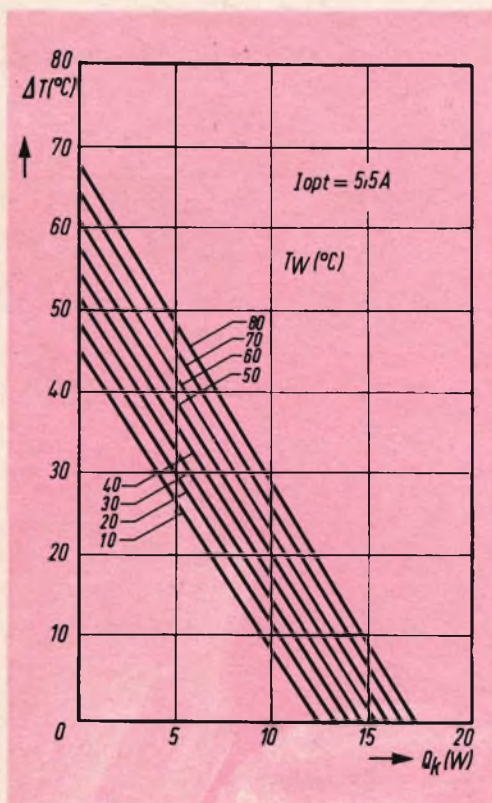


Fig. 16 - Differenza di temperatura ΔT in funzione della capacità frigorifera Q_k con la temperatura della faccia calda T_w come parametro alla corrente di lavoro ottima I_{opt} .

Prove di durata

La batteria supera le seguenti prove di durata:

- funzionamento continuo per 10.000 ore alla massima corrente;
- 3.000 interruzioni: 20 minuti inserita, alla massima corrente, 20 minuti di inserita;
- prova di commutazione: durante 2.000 ore la batteria è fatta funzionare ad una temperatura di 10-20 °C su una faccia e sull'altra alternativamente 20 minuti a — 25 °C e 20 minuti a + 80 °C.

Raffreddamento

È necessario provvedere ad un adeguato raffreddamento della faccia della batteria poiché un funzionamento anche breve senza raffreddamento produce danni irreparabili alla batteria.

A tale scopo la batteria PT 48/6 viene normalmente fornita già equipaggiata con uno scambiatore di calore saldato sulla faccia calda (PT 48/6 DW).

Per esigenze speciali e su richiesta possono essere allestite batterie fornite di scambiatore di calore saldato sulla faccia fredda (PT 48/6 WD) o con due scambiatori, uno sulla faccia fredda ed uno sulla faccia calda (PT 48/6 WW).

Se è necessario svincolarsi dalla sorgente dell'acqua di raffreddamento si può impiegare il sistema di raffreddamento a circolazione d'acqua della fig. 17.

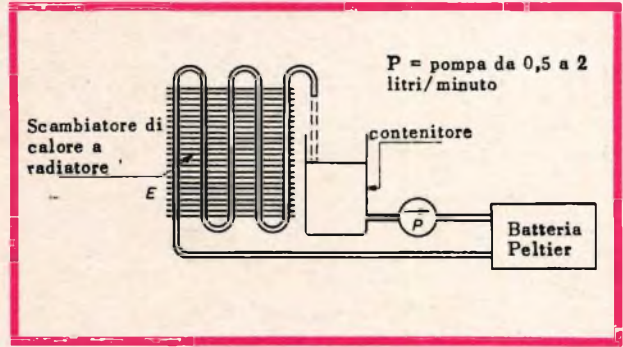
La pompa P fa circolare l'acqua di raffreddamento attraverso lo scambiatore di calore della batteria; l'acqua calda passa attraverso il radiatore E dove dissipa le sue calorie verso l'ambiente.

Se è necessario, il radiatore può essere ventilato con aria forzata.

Alimentazione

Se per alimentare la batteria è necessario trasformare la corrente alternata di

Fig. 17 - Sistema di raffreddamento a circolazione d'acqua.



rete (per fornire le forti correnti a bassa tensione alla batteria Peltier) e raddrizzarla, si deve porre una cura particolare al filtraggio ed alla regolazione della corrente raddrizzata.

Infatti ogni componente di corrente alternata che si sovrappone alla corrente continua non contribuisce assolutamente alla produzione del freddo e non fa che aumentare le perdite per il calore prodotto per effetto Joule.

Un alimentatore a bassa tensione adatto per la batteria Peltier PT 48/6 può essere realizzato secondo lo schema di fig. 18 o di fig. 19.

Bisogna evitare che l'ondulazione di corrente raggiunga valori troppo elevati altrimenti si avrebbe una diminuzione della differenza di temperatura ΔT nelle porzioni indicate nella tabella seguente:

Ondulazione a 50 Hz	Diminuzione della differenza di temperatura ΔT	
5%	0,6%	0,3 °C
10%	1%	0,5 °C
20%	2,5%	1,25 °C
30%	5,7%	2,9 °C
40%	8,5%	4,3 °C
50%	13%	6,5 °C

IV. - CONSIGLI PER IL MONTAGGIO DELLE BATTERIE PELTIER

L'oggetto da raffreddare, sia esso un solido o un recipiente contenente liquido o gas, deve essere posto in contatto termico (il migliore possibile) con la faccia fredda

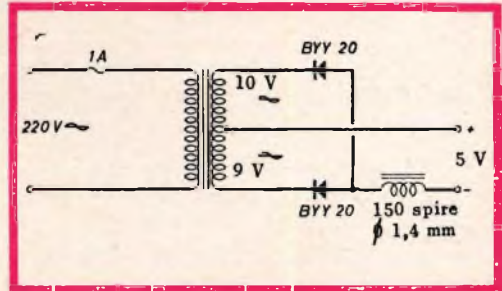


Fig. 18 - Schema elettrico di un alimentatore per batterie Peltier tipo PT 48/6.

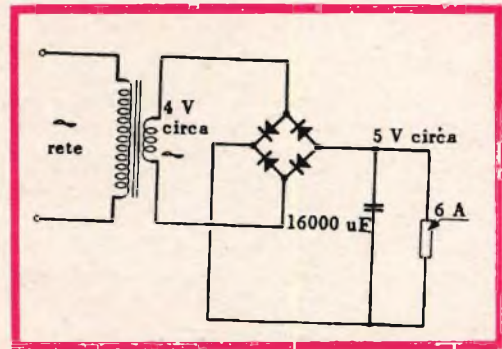


Fig. 19 - Schema elettrico di un alimentatore per batterie Peltier tipo PT 48/6.

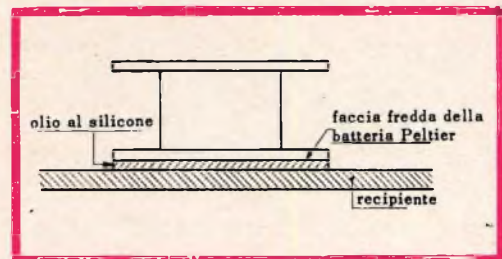


Fig. 20 - Esempio di montaggio di una batteria Peltier.

della batteria Peltier, la quale è elettricamente isolata in modo perfetto rispetto alla batteria. La faccia calda deve essere raffreddata dal passaggio di un fluido che ha il compito di asportare il calore « pompato » dall'oggetto da refrigerare.

Tuttavia, essendo l'aria un cattivo conduttore di calore, è necessario porre del grasso o dell'olio di silicone tra la faccia fredda e la parete dell'oggetto da raffreddare, in modo da evitare le perdite termiche che possono raggiungere 5 o 10 °C rispetto alla temperatura della faccia fredda (fig. 20).

Si potrebbe impiegare la glicerina, ma bisogna tener presente che essa è igroscopica.

Se l'isolamento termico della faccia fredda (o dell'oggetto da raffreddare) è imperfetto, si produrranno delle fughe di calore verso questo punto che aumentano la potenza da assorbire e di conseguenza diminuiscono la differenza di temperatura (ΔT) realizzabile con una potenza frigorifera data. È dunque particolarmente importante controllare la qualità dell'isolamento termico della faccia fredda e dell'oggetto da raffreddare.

Se la capacità di una sola batteria Peltier si dimostra insufficiente, cioè se le frigorifiche da fornire superano la potenza frigorifera di una sola batteria, è necessario impiegarne più di una, ed esse verranno collegate elettricamente in serie. Dal punto di vista termico possiamo considerare queste batterie come funzionanti in parallelo nel senso che ciascuna di esse assorbe individualmente una certa quantità di calore.

Ne segue che le capacità frigorifere si sommano senza che la differenza di temperatura ΔT vari.

Per ottenere una regolazione possiamo segnalare la possibilità di montare sulla faccia fredda un termostato, che interromperà l'alimentazione al punto di utilizzazione desiderato (regolazione del tipo « tutto o niente »).

È importante ricordare che in caso di rottura accidentale di una batteria bisognerà premunirsi contro una eventuale libera-

zione di tellururo di idrogeno al contatto con l'acqua o con il vapor d'acqua. Questo gas è tossico e pericoloso, e può inquinare anche l'acqua di raffreddamento.

Le batterie Peltier Philips sono normalmente protette contro questo pericolo mediante un rivestimento in plastica.

V. - APPLICAZIONI DELLE BATTERIE PELTIER

In generale, il raffreddamento ottenuto con batterie Peltier presenta i seguenti vantaggi:

1) Facile messa in opera: miniaturizzazione dell'elemento refrigerante. Peso minimo: circa 300 grammi. Ingombro ridotto, e quindi possibilità di montaggio in piccoli spazi inaccessibili ad altri sistemi di raffreddamento.

2) Facilità di funzionamento: regolazione progressiva. Comparsa immediata del freddo su una piccola piastra. Possibilità d'inversione della temperatura sulle due facce (la faccia fredda diviene calda e viceversa) mediante la semplice inversione del senso della corrente. Questa operazione può essere programmata in modo automatico senza difficoltà.

3) Funzionamento statico: nessuna parte in movimento. Silenzio assoluto durante il funzionamento. Assenza di vibrazioni. Nessuna produzione di disturbi elettrici. Nessuna usura. Funzionamento indipendente dalla posizione della batteria.

4) Lunga durata di vita.

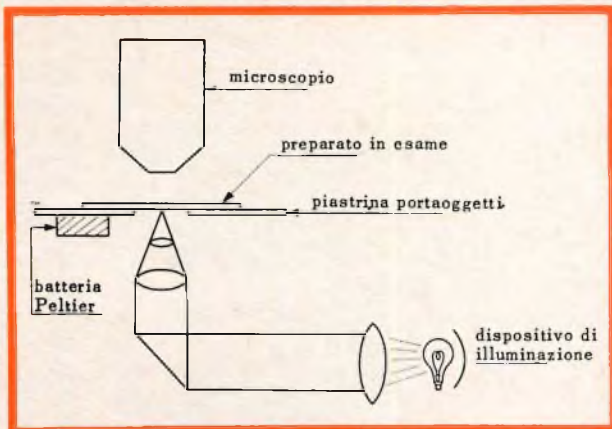
ESEMPI DI APPLICAZIONI

Illustreremo qui di seguito alcuni esempi pratici di applicazione delle batterie Peltier.

Raffreddamento della piastrina portaoggetti di un microscopio

Il sistema di illuminazione del campo di un microscopio, quando sia troppo intenso, può provocare un riscaldamento tale da portare alla distruzione del campione, spe-

Fig. 21 - Raffreddamento della piastrina portaoggetti di un microscopio.



cie se si tratta di una preparazione biologica. Una batteria Peltier collegata alla piastrina portaoggetti permette di evitare questo inconveniente (fig. 21) e di conservare in ottime condizioni il preparato da studiare (fig. 22).

È ugualmente facile riscaldare questa piastrina invertendo la polarità della corrente; la temperatura può allora essere regolata a qualsiasi valore compreso tra -35°C e $+80^{\circ}\text{C}$.

Questo dispositivo può anche essere utilizzato per la determinazione di diversi punti di fusione, per ricerche su procedimenti di congelazione, per lo studio di fasi di trasformazioni diverse ed anche per procedere a ricerche sulla sensibilità di certe materie a diverse temperature, in biologia ed in medicina.

Raffreddamento di provette

(per apparecchiature di laboratorio)

Un montaggio molto semplice può essere effettuato come mostra la fig. 23.

Questa realizzazione può essere di grande aiuto in tutti i laboratori in generale. I contatti termici possono essere migliorati per mezzo di olio di silicone.

La temperatura scende al di sotto di 0°C in meno di 5 minuti, ed invertendo il senso della corrente la temperatura nelle provette può variare tra -20°C e $+70^{\circ}\text{C}$.

Materiale impiegato:

1 batteria Peltier PT 48/6.

1 recipiente in bachelite chiuso con le seguenti dimensioni: altezza 90 mm, larghezza 70 mm, profondità 150 mm.



Fig. 22 - Microscopio con piastrina equipaggiata con una batteria Peltier.

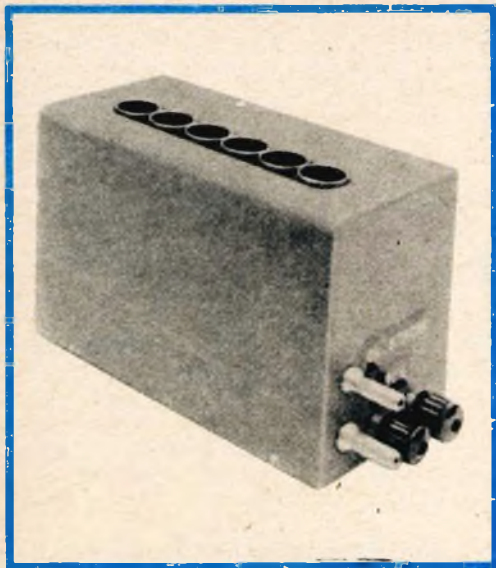


Fig. 23 - Realizzazione pratica di un dispositivo per il raffreddamento di provette.

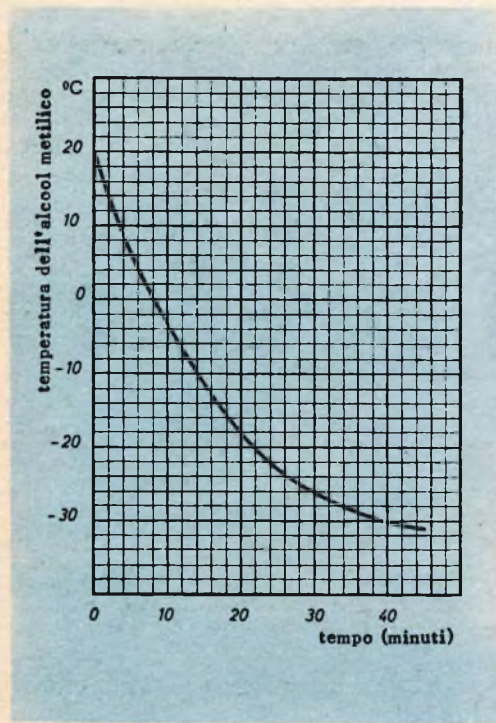


Fig. 24 - Diminuzione di temperatura di un litro di alcool metilico in funzione del tempo quando il raffreddamento è ottenuto con acqua a 10 o 12 °C.

Sei tubetti in rame del diametro di 15 mm arrivano a filo della sommità del recipiente e servono da contenitori per le provette.

L'isolamento termico è ottenuto mediante polistirene espanso.

Riferimento di temperatura a 0 °C

Una realizzazione semplice e pratica è quella di fig. 25.

Materiali impiegati:

1 batteria Peltier PT 48/6.

1 termometro a contatto (precisione $\pm 2/10$ °C).

1 relé con potere d'interruzione di 5 A (300 Ω).

1 lampada spia di funzionamento dell'apparecchiatura.

Utilizzazione: da 10 a 12 termocoppie.

Contenitore termostatico

È possibile realizzare un contenitore termostatico che, munito di un termometro a contatto, può regolare una gamma di temperatura determinata. Per questa applicazione, più batterie possono essere collegate in serie (fig. 26).

Per esempio il contenitore può essere realizzato con le seguenti dimensioni:

	Dimensioni esterne (a)	Dimensioni interne (b)
Lunghezza	270 mm	190 mm
Larghezza	210 mm	120 mm
Altezza	260 mm	180 mm

Il doppio coperchio può essere realizzato in materiale plastico trasparente (metacrilato di metile) con fori per il passaggio del termometro, dell'agitatore, ecc.

La costruzione di tale coperchio può variare a seconda degli scopi per i quali è destinato il contenitore.

CHINAGLIA

BELLUNO

Via T. Vecellio, 32

Tel. 4102

ELETTROCoSTRUZIONI s.a.s.



Mignontester 364/s

con dispositivo di protezione
strumento base sensibilità 30 μ A
classe I norme C.E.I. Scala 100°

Analizzatore tascabile 3 sensibilità
20000 CC - 10000 - 5000 Ohm per volt CC e CA

PORTATE 36

V cc	20K Ω V	100 mV	2,5 V	25 V	250 V	1000 V	
ca	5-10K Ω V	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V

mAcc	50 μ A	100 μ A	200 μ A	500 mA	1 A
------	------------	-------------	-------------	--------	-----

dB — 10 a + 62 in 6 portate

V BF	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V
------	-----	------	------	-------	-------	--------

Ω	10.000 - 10.000.000 OHM
----------	-------------------------



SENSIBILITÀ
20.000 Ω /V

Richiedete Cataloghi di tutta la nostra produzione

Analizzatore 660

Dispositivo di protezione e capacmetro
Scala a specchio

Tascabile: sensibilità 20.000 Ω per volt CC e CA
con dispositivo di protezione contro sovraccarichi
per errate inserzioni - scala a specchio. PORTATE 46

V cc	300 mV	5	10	50	250	500	1000 V
------	--------	---	----	----	-----	-----	--------

V ca	5	10	50	250	500	1000 V
------	---	----	----	-----	-----	--------

A cc	50 μ A	0,5	5	50	500 mA	2,5 A
------	------------	-----	---	----	--------	-------

A ca	0,5	5	50	500 mA	2,5 A
------	-----	---	----	--------	-------

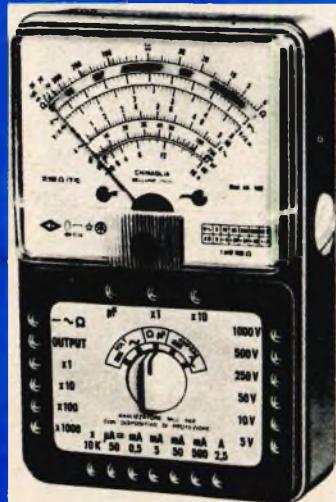
V BF	5	10	50	250	500	1000 V
------	---	----	----	-----	-----	--------

dB — 10 + 62 in 6 portate

Ω	10 - 100 K - 1 - 10 - 100 M Ω
----------	--------------------------------------

capacmetro a reattanza: 25.000 pF - 250.000 pF

capacmetro balistico: 10 μ F - 100 μ F - 1000 μ F



NUOVISSIMO

SENSIBILITÀ
20.000 Ω /V

ritagliate
incollate
affrancate
spedite

Vogliate inviarmi descrizioni e prezzi per:

- MIGNONTESTER 364/S CHINAGLIA
- ANALIZZATORE AN/660 CHINAGLIA
- Vogliate inviarmi cataloghi generali

Nome

Via

Città

Spett. s.a.s.

CHINAGLIA DINO
Elettrocostruzioni

Via Tiziano Vecellio, 32

B E L L U N O

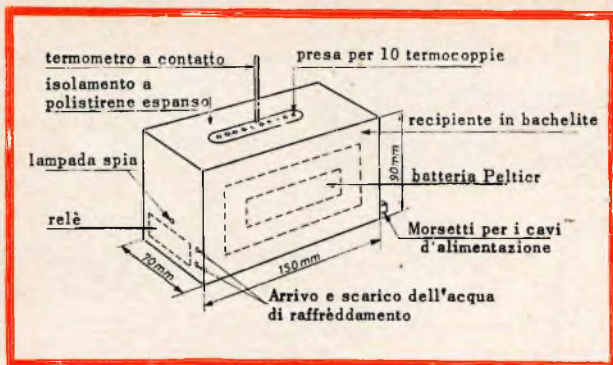


Fig. 25 - Realizzazione pratica di un dispositivo per il riferimento della temperatura a 0°C.

Con 6 batterie tipo PT 48/6, la massima potenza frigorifera può raggiungere 130 W (con $\Delta T = 0$).

La curva di fig. 24 mostra la diminuzione di temperatura di un litro di alcool metilico in funzione del tempo quando il raffreddamento è ottenuto con acqua a 10 o 12 °C.

Un'apparecchiatura di questo tipo può essere utilmente installata a bordo della vettura di un medico o di un veterinario per la conservazione ed il trasporto di flaconi di sangue o di plasma.

Si può anche realizzare una versione per appartamenti, alberghi o « bungalow », dandole l'aspetto illustrato in fig. 27.

Questi apparecchi, completati con una termocoppia e con un sistema di regolazione elettronico, possono costituire dei contenitori a temperatura costante.

Montaggio in cascata

Nei casi in cui è difficile ottenere il salto di temperatura desiderato con una sola batteria si può risolvere il problema montando più batterie Peltier in cascata termica, cioè in modo che la faccia fredda del primo stadio venga utilizzata per raffreddare la faccia calda dello stadio seguente e così via. L'alimentazione elettrica si effettua separatamente.

In tutti i casi è necessario controllare che esista un buon contatto termico tra i vari stadi del montaggio in cascata interponendo, se è necessario, tra stadio e stadio un leggero strato di olio di silicone.

Termostato per laboratorio

La fig. 28 mostra lo schema di un termostato equipaggiato con batterie Peltier funzionante nella gamma di temperature comprese tra $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $+30\text{ }^{\circ}\text{C}$ che trova pratico impiego specialmente nei laboratori chimici.

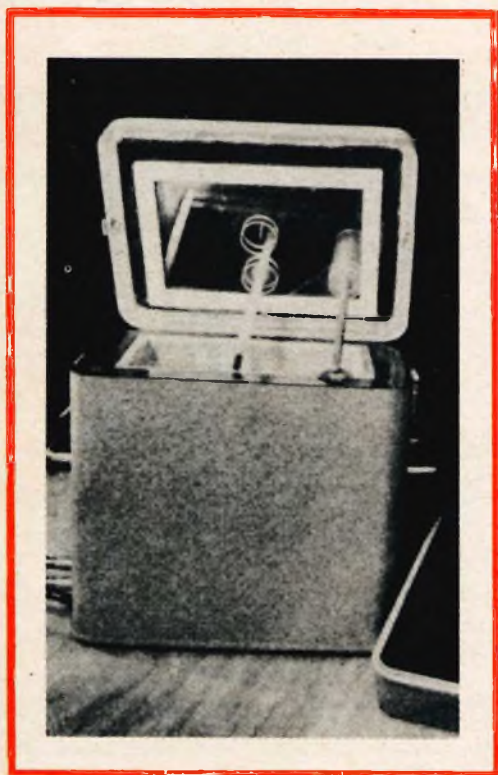


Fig. 26 - Realizzazione pratica di un contenitore termostatico.

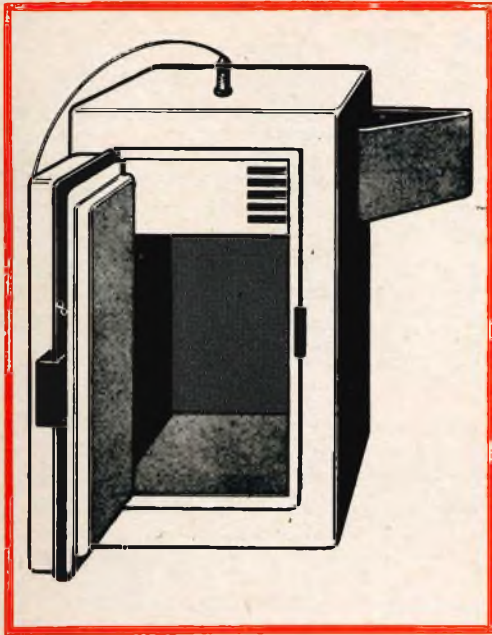


Fig. 27 - Realizzazione di un contenitore termostatico per appartamenti, alberghi, ecc.

Infatti può essere impiegato, per esempio, per:

- a) controllo di bagni caustici;
- b) trattamenti di sostanze molto sensibili alle variazioni di temperatura;
- c) regolazione (rallentamento) di reazioni chimiche;
- d) misura di varie grandezze fisiche, tra cui:
 - punto d'infiammabilità,
 - punto di fusione e punto di solidificazione di miscele,
 - viscosità,
 - dilatazione termica.

La regolazione dell'apparecchio funziona secondo il principio del « tutto o niente », e la precisione della regolazione raggiunge $\pm 0,2$ °C. Il raffreddamento è ottenuto con quattro batterie Peltier tipo PT 20/10.

La potenza frigorifera massima è di circa 90 W.

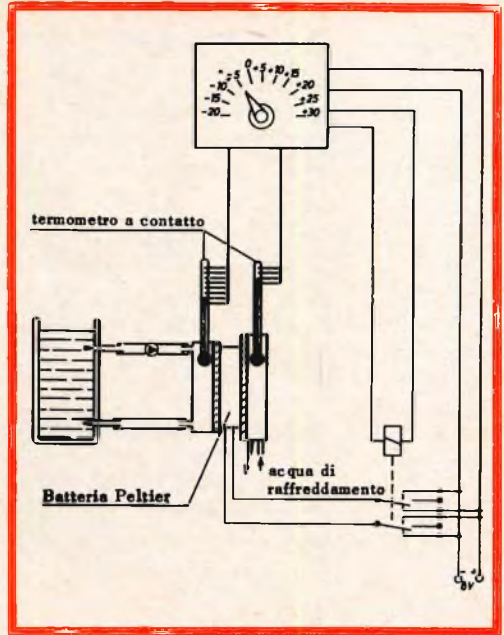


Fig. 28 - Esempio pratico di un termostato per laboratori chimici.

Termostato per aria compressa

È spesso utile poter disporre di una corrente d'aria (compressa o no) per mantenere a temperatura costante per esempio

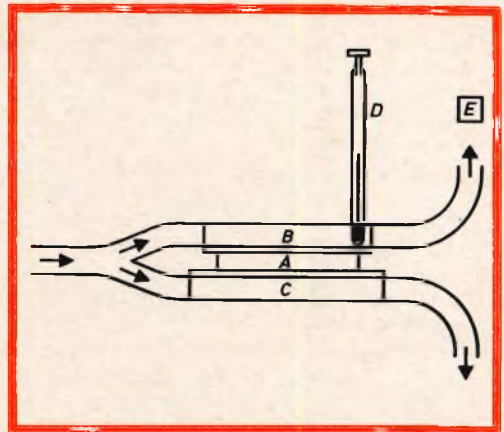


Fig. 29 - Esempio pratico di un termostato per aria compressa. A = batteria Peltier; B = Faccia fredda; C = Faccia calda; D = Termometro a contatto; E = Aria raffreddata.

cellule fotoelettriche, rivelatori per infrarossi, soluzioni di reagenti in provette, ecc.

Il termostato rappresentato in fig. 29 è costituito da una batteria Peltier tipo PT 20/20, che dovrà essere munita di alette sia sulla faccia fredda che su quella calda.

La maggior parte della corrente d'aria è utilizzata per raffreddare la faccia calda, ma una parte (circa un quarto) passa sulla faccia fredda e può quindi essere diretta

sull'oggetto che si vuole mantenere a temperatura costante (E).

Con l'impiego di un termometro a contatto la temperatura può essere mantenuta costante a $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

Se la temperatura dell'aria ambiente in arrivo varia tra $18 \div 38^\circ\text{C}$, la corrente d'aria in uscita può essere mantenuta ad una temperatura di 18°C con una portata di 30 litri al minuto.

L. C.

Le varie case americane interessate alla produzione di componenti elettronici, ed in particolare di circuiti integrati, sono state messe in agitazione da voci insistenti, secondo cui alcune grosse industrie starebbero per effettuare delle ordinazioni per quantitativi eccezionali. Sembra addirittura che la General Electric abbia già ricevuto la richiesta per la presentazione di una offerta, ma gli esponenti della società negano il fatto.

La situazione nel campo dei circuiti integrati si può riassumere nei seguenti dati: il tipo più avanzato di circuito integrato è prodotto dalla Sylvania e viene denominato SUHL (Sylvania ultra high level logic); un tipo simile viene prodotto dalla Texas Instruments. Entrambe queste case praticano prezzi minimi intorno ai 18 centesimi di dollaro per ogni singola unità logica, mentre sembra che la General Electric sia in grado di scendere fino a 10 centesimi di dollaro. In conseguenza di ciò la Sylvania sta rinnovando ed aumentando la capacità produttiva dei propri impianti, mentre altre case come la Motorola e la Fairchild si adegueranno in un prossimo futuro.

Intanto si cerca di approfittare di tutti questi rinnovamenti per uniformare le caratteristiche fondamentali dei circuiti integrati; per esempio è molto sentita l'esigenza di unificare i vari tipi di zoccolatura in modo di evitare i notevoli inconvenienti successi a questo riguardo nella produzione di valvole termoioniche.

L'insegnamento dell'elettronica ha sempre comportato notevoli problemi, la cui gravità si è accresciuta recentemente: in parte a causa del ruolo sempre maggiore rappresentato dai semiconduttori, la cui comprensione richiede conoscenze fondamentali di fisica, in parte a causa delle crescenti richieste di personale altamente qualificato da parte di tutte le industrie e laboratori del settore. In Francia l'Associazione di Elettronica e Radio ha presentato una memoria dove vengono elencati i vari punti di un programma inteso a facilitare l'insegnamento.

— Uniformare la presentazione dei concetti e la terminologia.

— Sviluppo di mezzi pratici per completare l'insegnamento teorico: adozione di tavole di grandi dimensioni, da usare in aule, su cui gli schemi elettrici possono apparire chiari anche visivamente.

— Partecipazione pratica dei progetti spiegati.

— Impiego della televisione a circuito chiuso per mostrare tutti i dettagli, per esempio di un oscillogramma, quando il numero degli allievi è particolarmente elevato.

— Impiego di mezzi audio-visivi, come fotografie, diapositive e disegni animati, per la migliore comprensione del funzionamento dei semiconduttori, del movimento degli elettroni e degli altri portatori di carica, ecc.

— Addestramento di un corpo insegnante particolarmente preparato e non improvvisato come spesso succede tuttora.

I membri della citata associazione hanno inoltre mostrato alcune prime realizzazioni pratiche dei nuovi metodi consigliati: films, disegni animati, televisione a circuito chiuso; la parola va ora alle autorità competenti.

IL MISTOR

Nell'articolo che segue presentiamo un nuovo elemento magnetoresistivo stratificato e solido che trova impiego nelle più svariate applicazioni per le sue particolari caratteristiche che lo rendono adatto a funzionare nelle più avverse condizioni ambientali.

L « mistor » si presenta sotto forma di un minuscolo elemento magnetoresistivo stratificato e solido. La sua resistenza elettrica varia in funzione diretta del campo magnetico a cui viene sottoposto e, per questo suo carattere, può essere impiegato in molte differenti applicazioni nel controllo di circuiti elettronici, di calcolatori e di trasduttori.

In particolare i « mistors » possono essere usati nei convertitori dalla corrente

alternata alla corrente continua, nei modulatori di corrente, nei raddrizzatori, nei trasduttori, nei magnetometri; in funzione di potenziometri senza contatti striscianti, di commutatori, regolatori di tensione e di corrente; come generatori di qualunque forma d'onda, come oscillatori e, inoltre, nei calcolatori e negli amplificatori galvanomagnetici ad elevato guadagno e a basso rumore.

Il « mistor » è essenzialmente una resi-

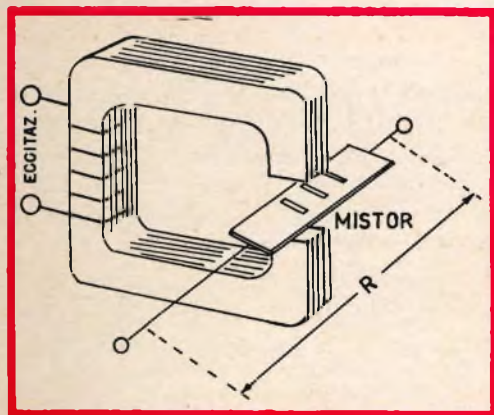


Fig. 1 - Principio di funzionamento del « Mistor ».

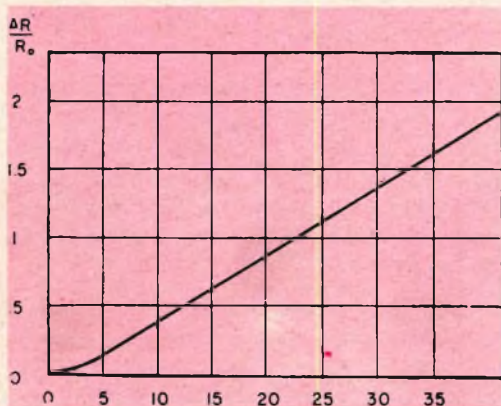


Fig. 2 - Sensibilità del « Mistor » a 25°C (ordinate) in funzione del campo magnetico (ascisse).

stenza sensibile al flusso magnetico, caratterizzata da un alto grado di linearità, da un'elevata impedenza, da una bassa rumorosità e da un rapido responso. La magnetoresistenza è dovuta alle proprietà fisiche di alcuni materiali conduttori come i metalli rari, le leghe intermetalliche e i semiconduttori. Essa si manifesta con una variazione della resistenza elettrica proporzionale all'intensità del campo magnetico applicato, campo che può essere costituito da un magnete permanente o da un'elettrocalamita (fig. 1).

Collocato in un campo magnetico, il « mistor » subisce una variazione del suo valore resistivo che può essere sfruttata

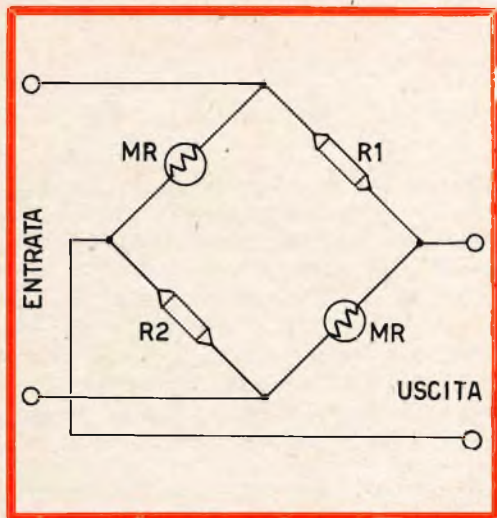


Fig. 3 - Inserimento di due « Mistor » sui bracci di un ponte di Wheatstone.

per sviluppare un segnale elettrico di uscita proporzionale al valore istantaneo del circuito magnetico. Impiegato in combinazione con un magnete permanente la sua sensibilità si manifesta agli spostamenti relativi fra elemento « mistor » e il campo magnetico.

L'elemento è formato da una sottilissima griglia protetta, costituita da materiale magnetoresistivo. Il suo spessore è dell'ordine di qualche centesimo di millimetro e può essere introdotto quindi anche nel più stretto traferro di un'elettrocalamita. Dato che la densità del flusso au-

menta con il diminuire dello spessore del traferro, possono essere ottenute alte densità di flusso con limitate correnti di eccitazione con conseguente basso consumo di potenza.

La sensibilità del « mistor » al flusso magnetico è data dall'ampiezza della sua variazione resistiva, in funzione della densità del campo magnetico. La curva di fig. 2 ne indica l'andamento a 25 °C e mostra come la sua sensibilità sia lineare da 1.000 a 30.000 gauss.

Gli effetti della temperatura sulla sensibilità del « mistor » sono rappresentati nella curva di fig. 4. Si osserverà che la



Fig. 4 - Grandezza di un elemento « Mistor ».

sensibilità aumenta con il diminuire della temperatura, per conseguenza i « mistors » possono trovare applicazione nei dispositivi o nei circuiti nei quali entri in gioco la superconduttività, a temperature vicine allo zero assoluto.

Data la linearità delle variazioni, i metodi comunemente usati per la compensazione termica possono essere facilmente applicati ai circuiti serviti da « mistors ».

I valori nominali della resistenza degli elementi possono essere scelti a richiesta fino a 10.000 Ohm. Da elementi scelti per

essere usati nei circuiti a ponte di Wheatstone, si possono ottenere segnali di uscita di ampiezza compresa tra 5 e 10 V (fig. 3).

Il « mistor » si distingue per il basso livello di rumorosità; al contrario di quanto avviene nei semiconduttori, non ha rumori di giunzione. Se per esempio, si impiega come trasduttore di rotazione, il solo rumore prodotto è quello termico, del resto limitato nell'ordine dei microvolt. A titolo di confronto questo rumore rappresenta una piccola frazione del livello di rumorosità di un potenziometro di precisione.

Gli amplificatori galvanomagnetici fa-

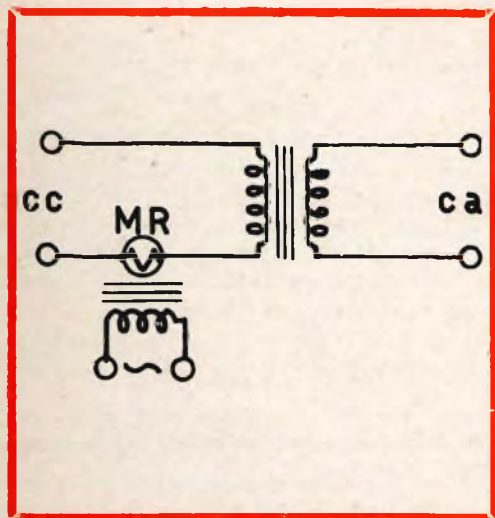


Fig. 5 - Schema di principio di un convertitore da corrente continua in corrente alternata.

centi uso di « mistors » presentano un rapporto segnale-rumore che non ha precedenti nella pratica elettronica. Il vantaggio è particolarmente sentito nei raddrizzatori, quando si è in presenza di segnali a bassissima tensione.

La risposta del « mistor » al variare della densità del campo magnetico è quasi istantanea. Tuttavia, il ritardo dovuto al circuito magnetico (isteresi) costituisce una limitazione per quanto concerne la frequenza. Elemento puramente resistivo e non induttivo né capacitivo, può essere usato in circuiti di corrente continua o al-

ternata senza che siano prodotti sfasamenti, armoniche, quadrature, o altri effetti normalmente dipendenti dall'impiego di sonde induttive o capacitive. Qualche esempio dimostrativo servirà a dare una idea delle possibilità di impiego offerte dal « mistor ».

Convertitore corrente continua-corrente alternata.

I deboli segnali a basso livello di corrente continua, come quelli ottenuti da termocoppie, possono essere amplificati in

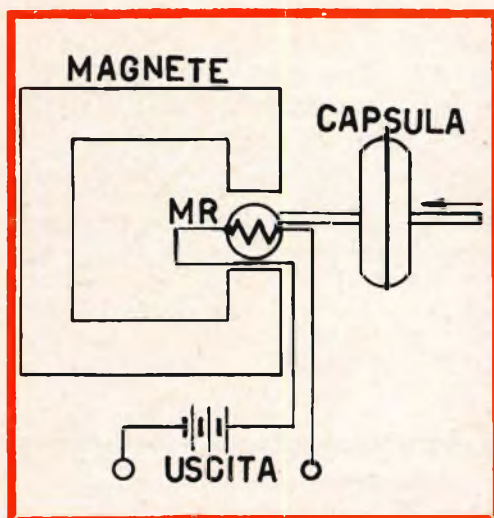


Fig. 6 - Trasduttore di pressione basato sullo spostamento del « Mistor ».

forte misura solo se convertiti prima in segnali di corrente alternata. La conversione può essere ottenuta applicando una corrente alternata di eccitazione ad un'elettrocalamita (fig. 5) e facendo simultaneamente passare il segnale isolato di corrente continua attraverso il « mistor ». Il risultato all'uscita è dato da un segnale alternativo avente il doppio della frequenza della corrente d'eccitazione.

Questo sistema di conversione è particolarmente indicato per segnali a bassissimo livello, destinati ad essere amplificati senza perdite e senza rumorosità.

Generatore d'onde e posizionario di servomeccanismi.

Se un magnete permanente o un'elettrocalamita vengono messi in rotazione in modo che il campo magnetico entri in azione su due bracci alterni di un ponte di Wheatstone alimentato a corrente continua, il segnale d'uscita sarà una tensione alternativa la cui frequenza varierà in funzione della densità di rotazione del magnete, mentre la forma d'onda può assumere la forma geometrica assegnata alla disposizione del « mistor » e dei poli rotanti (sinusoidale, quadra, a denti di sega, a scale, etc.).

Trasduttore di spostamento.

Quando un « mistor » viene introdotto o estratto da un campo magnetico la sua resistenza varia anche in funzione della distanza di spostamento percorsa. Tensioni d'uscita relativamente alte possono essere ottenute inserendo il « mistor » nel braccio di un ponte (fig. 6). Segnali di microfoni, pick-up, trasduttori di pressione, accelerometri, etc., possono così venire amplificati con rapida risposta, bassissimo livello di

rumore e con uscita tanto alta da potere in molti casi utilizzare il segnale così ottenuto senza altra amplificazione. La commutazione di circuiti può essere realizzata direttamente, inviando l'uscita su di un relé sensibile.

Regolatori di corrente.

Un aumento della tensione o della corrente in un circuito di carico (fig. 7) aumenta la densità di flusso attraverso l'elettrocalamita ed aumenta per conseguenza la resistenza del « mistor ». Ne deriva una riduzione della tensione o della corrente sul carico, tensione e corrente che possono essere controllate secondo determinate esigenze.

Amplificatore galvanomagnetico.

In fig. 8 è rappresentato un amplificatore galvanomagnetico in cui un campo magnetico viene impiegato per far variare la resistenza di un circuito secondario. Ogni variazione della corrente di entrata provoca una corrispondente variazione della corrente d'uscita, con il vantaggio di un assoluto isolamento fra circuito di entrata e circuito d'uscita e con l'assoluta assenza di rumori di fondo.

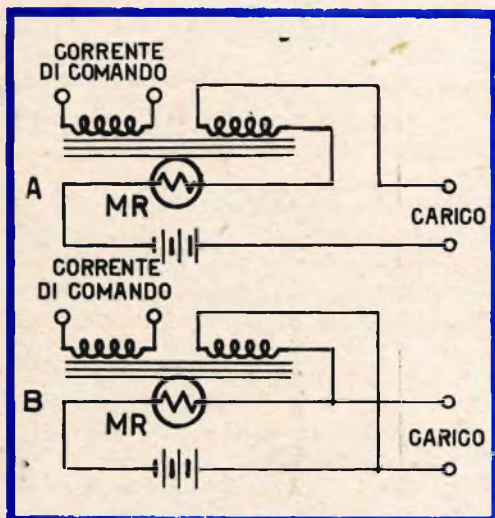


Fig. 7 - A = regolazione della corrente; B = regolazione della tensione.

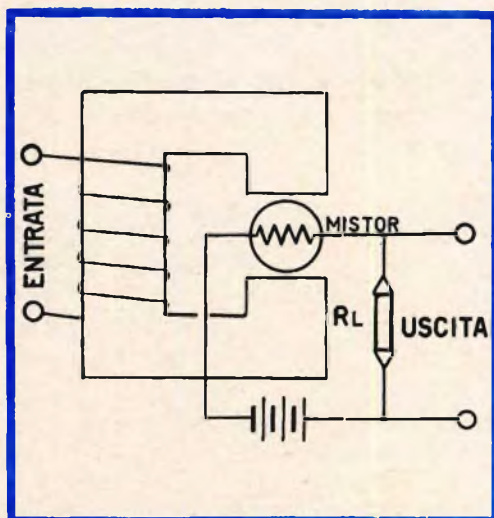


Fig. 8 - Schema di un amplificatore galvanomagnetico.



DISCO PROVA

STR mod. 211

Siamo lieti di offrire ai nostri lettori il testo italiano delle istruzioni per l'uso del disco di prova stereo, per mezzo del quale ognuno può controllare il funzionamento di un impianto stereofonico solo con prova di ascolto.

Abbiamo trattato brevemente di questo disco nel capitolo « Dischi Prova » del fascicolo di settembre 1966: le pagine che seguono costituiscono le precise e dettagliate istruzioni dell'Hi-Fi Stereo Review Mod. 211, reperibile presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. col numero R/1437.

PROVA 1

Fase degli altoparlanti

Su entrambi i canali è inciso un tono oscillante la cui frequenza varia rapidamente tra 80 e 160 Hz. Per effettuare il controllo della fase degli altoparlanti conviene sistemarli fianco a fianco, oppure, se ciò non è facilmente realizzabile, disporli uno rivolto verso l'altro e durante la prova rimanere in mezzo ad essi. Il controllo del bilanciamento sull'amplificatore deve rimanere in posizione centrale. Se l'amplificatore è dotato di un commutatore per l'inversione della fase, bisogna azionarlo mentre si ascolta il tono vacillante: quando i due altoparlanti sono in fase il suono udito ha una tonalità molto più bassa.

Se non c'è l'invertitore di fase conviene invertire i fili di collegamento ai terminali di un altoparlante; anche in questo caso conviene lasciare i fili nella posizione corrispondente ad un tono più basso.

Identificazione dei canali

La voce di un annunciatore permette di identificare i canali sinistro e destro.

Bilanciamento

Su ciascun canale è inciso un segnale costituito da varie note prese a caso. Innanzitutto bisogna regolare il bilanciamento in modo che i due segnali abbiano la stessa intensità. Quindi occorre procedere al bilanciamento di tono; spesso può accadere che i due canali presentino differenze nella risposta di frequenza, cosicché un canale contiene toni più alti (o più bassi) dell'altro. Se la differenza è apprezzabile si può tentare di eliminarla regolando i controlli di tono dell'amplificatore o anche il potenziometro per la regolazione degli alti eventualmente su un diffusore acustico a più vie.

PROVA 2

Risposta di frequenza, canale sinistro

Per questa prova la gamma da 20 a 20000 Hz è divisa in 18 sezioni, ciascuna delle quali porta inciso un tono vacillante che copre tutte le frequenze contenute nella sezione. Immediatamente dopo ciascuno di questi toni c'è sempre un tono di riferimento, tra 920 e 1300 Hz, utile per confrontare l'intensità dei vari suoni. Ogni sezione viene identificata mediante l'annuncio del numero corrispondente, come segue:

- 1) 14.700 - 20.000 Hz;
- 2) 10.300 - 14.700 Hz;
- 3) 7.360 - 10.300 Hz;
- 4) 5.200 - 7.360 Hz;
- 5) 3.700 - 5.200 Hz;
- 6) 2.600 - 3.700 Hz;
- 7) 1.840 - 2.700 Hz;
- 8) 1.300 - 1.840 Hz;
- 9) 920 - 1.300 Hz;
- 10) 650 - 920 Hz;
- 11) 460 - 650 Hz;
- 12) 325 - 460 Hz;
- 13) 320 - 325 Hz;
- 14) 160 - 230 Hz;
- 15) 115 - 160 Hz;
- 16) 80 - 115 Hz;
- 17) 40 - 80 Hz;
- 18) 20 - 40 Hz.

Se il vostro impianto lavora perfettamente da 20 a 20000 Hz ciascun tono deve avere la stessa intensità del tono pilota. Il confronto a orecchio è un po' difficile da farsi e va ripetuto più volte; inoltre conviene scrivere il risultato di ogni singola prova, esprimendo il valore di ciascun tono rispetto al tono pilota, per esempio si può scrivere: uguale, minore, molto minore, maggiore, molto maggiore ecc.

Per giudicare la risposta ai toni più bassi, compresi nelle sezioni 15) 16) 17) e 18), conviene che l'ascoltatore cambi spesso posizione nell'ambiente destinato all'ascolto, per poter studiare quale è la migliore. Ricordiamo che un piccolo spostamento degli altoparlanti può già essere utile per migliorare i toni bassi, specie se i diffusori acustici vengono avvicinati alle pareti la-

terali. In ogni caso si tenga presente che anche i migliori altoparlanti lavorano in condizioni limitate tra 20 e 40 Hz.

È noto che la sensibilità dell'orecchio umano decresce notevolmente verso le frequenze alte; per questo motivo non c'è da meravigliarsi se qualche ascoltatore non sentirà i toni dell'asezione 1).

PROVA 3

Risposta di frequenza, canale destro

Analoga alla precedente.

PROVA 4

Appoggio della cartuccia, bassa frequenza

Un tono, alla frequenza di 300 Hz, inizia con una intensità moderata, la quale cresce fino ad un livello molto alto, per poi ritornare al valore iniziale e ripetere il ciclo. Se il pick-up non riesce a riprodurre correttamente tutta la gamma di intensità, si sente un ronzio che contrasta nettamente con la purezza dei 300 Hz. In questo caso bisogna aumentare la forza di appoggio della cartuccia sul disco, fino a quando si sente l'intero suono senza ronzio; questo risulta la disposizione ottima della forza di appoggio. Le cartucce di buona qualità devono lavorare con forza di appoggio inferiori ai 5 grammi; se la forza richiesta è superiore ai 5 grammi la cartuccia è installata male o è difettosa.

In questi casi bisogna controllare tutto l'apparato braccio-cartuccia, cioè che non ci sia sporcizia sulla puntina, che la cartuccia sia disposta correttamente come angolo verticale e laterale di lettura, che i supporti del braccio non esercitino una frizione esagerata, ecc.

La prova viene eseguita separatamente sui due canali; bisogna notare che qualche volta la forza di appoggio per il canale destro è superiore a quella necessaria per il canale sinistro. Infatti il pick-up tende a esercitare una forza maggiore verso la parte interna del solco (canale sinistro), dovuta alla forza centripeta che agisce sul braccio.

L'inconveniente viene eliminato nei giradischi dotati di compensazione « anti-skating ».

PROVA 5

Appoggio della cartuccia, alta frequenza

Due toni, di 11000 e 11500 Hz, sono incisi simultaneamente in una successione di variazioni di volume, simili a quelle per il tono a 300 Hz. Una errata forza di appoggio provoca un aumento di intensità nel suono differenza a 500 Hz. Esso è quasi impercettibile in condizioni regolari, mentre diventa predominante se la forza di appoggio è insufficiente. In quest'ultimo caso conviene aumentare la forza di un grammo o due, non superando però i 5 grammi, altrimenti occorre un nuovo controllo del braccio e della cartuccia.

PROVA 6

Test musicale, bassa frequenza

Permette di giudicare la qualità della cartuccia con la musica. Consiste di un breve brano musicale, ripetuto 4 volte con intensità crescente, dove i toni di frequenza superiore a 1000 Hz sono notevolmente attenuati.

Una cartuccia di buona qualità deve riprodurre tutti e quattro i brani senza alcuna distorsione.

PROVA 7

Test musicale, alta frequenza

Simile al precedente, ma in questo caso vengono attenuate le basse frequenze.

PROVA 8

Separazione

La prima parte della prova consente di controllare la parte di segnale, inciso sul

canale sinistro, che influisce sul canale destro. A questo scopo sul canale sinistro è incisa una serie di toni vacillanti:

- 1) 200 - 400 Hz;
- 2) 400 - 800 Hz;
- 3) 800 - 1.600 Hz;
- 4) 1.600 - 3.200 Hz;
- 5) 3.200 - 6.400 Hz;
- 6) 6.400 - 12.800 Hz;
- 7) 12.800 - 20.000 Hz.

Ciascuno di questi toni è seguito da un tono di riferimento, tra 800 e 1600 Hz, inciso sul canale destro ad un livello di 15 dB inferiore al precedente. L'ascolto deve avvenire solo tramite l'altoparlante destro, dove si confronta il tono di riferimento con il segnale residuo dell'altro canale. Una buona separazione si ha quando il segnale residuo è inferiore o al più uguale al tono di riferimento.

La seconda parte della prova avviene in maniera simile con i due canali scambiati.

PROVA 9

Estensione stereo

Due tamburi sono percossi alternativamente; uno di essi è sempre al centro (battuto due volte), l'altro (battuto 4 volte) occupa una serie di sei posizioni a partire dall'estrema sinistra, avvicinandosi e oltrepassando il centro, per finire all'estrema destra. Se l'effetto stereo è corretto ascoltando si deve avere proprio l'impressione fisica dello spostamento del tamburo. Però, se gli altoparlanti sono troppo lontani tra loro, non si noteranno le posizioni intermedie del tamburo mobile; viceversa, se gli altoparlanti sono troppo vicini, si avrà l'impressione che tutti i colpi vengano dal centro.

PROVA 10

Livello di rumore

Per controllare il rumore c'è un solco non inciso che comincia quando l'annunciatore dice « quiet groove »; bisogna ascoltare attentamente l'eventuale rumore di fondo. Naturalmente è opportuno ascoltare prima, con il braccio alzato, il rumore prodotto dal solo giradischi.

PROVA 11

Flutter

Il « flutter » è dovuto alla rotazione non uniforme del giradischi.

Sul disco è inciso un pezzo al pianoforte, ripetuto quattro volte con « flutter » crescente; se il flutter del giradischi è lo stesso della musica incisa, esso nasconderà quello della musica. Perciò per la valutazione bisogna procedere come segue:

Aumento del flutter dal primo al secondo passaggio: il giradischi ha un flutter molto basso.

Nessun aumento fino al secondo pas-

saggio: il giradischi ha ancora un flutter basso.

Nessun aumento fino al terzo passaggio: il giradischi ha un flutter notevole.

Tutti i passaggi risultano uguali: il giradischi ha un flutter molto elevato.

Stroboscopio

Sul margine dell'etichetta centrale sono stampati segni stroboscopici. Quando il giradischi ruota esattamente a 33 1/3 giri/minuto, le linee devono apparire ferme. Se invece si muovono in senso orario la rotazione è troppo rapida; in senso antiorario è troppo lenta.

Programma musicale

La seconda faccia del disco permette di giudicare l'impianto con l'ascolto di musica di assoluta fedeltà. La musica è stata incisa direttamente sul disco durante l'esecuzione, senza passare attraverso registrazioni su nastro e matrici di stampa. Inoltre l'ambiente dell'esecuzione è stato particolarmente studiato con acustica « morta », in modo da mettere in risalto solo il suono proveniente dagli strumenti e non le riflessioni.

Le grandi antenne orientabili usate nel campo delle comunicazioni via satellite e in radio astronomia vengono progettate per fornire il guadagno più elevato possibile, e ciò richiede dimensioni veramente rilevanti. Risulta perciò difficile costruire il supporto del paraboloide con le qualità meccaniche di rigidità e resistenza alla tensione necessarie a mantenere inalterato il profilo riflettente, specialmente quando l'antenna è soggetta a notevoli sollecitazioni dovute all'azione degli agenti atmosferici (pioggia, vento, temperatura, ecc...).

Il problema è stato recentemente riesaminato dai tecnici inglesi del ramo con l'intento di creare una struttura d'antenna relativamente leggera ma con elevata rigidità contro le sollecitazioni esterne. Nel corso di una conferenza, un esperto della R.R.E. (Royal Radar Establishment) ha descritto un prototipo di antenna da 7 metri (modello in scala ridotta di una antenna da 50 metri da utilizzare per trasmissioni in banda X). La superficie del paraboloide è formata da 54 pannelli in fibra di vetro a nido d'ape, montati per mezzo di supporti idraulici su un telaio leggero in alluminio. In ciascun punto di supporto una sollecitazione esterna applicata alla superficie viene trasmessa al telaio.

L'errore risultante nella forma del riflettore viene rivelato dal movimento di un trasduttore ottico, posto in testa al supporto, rispetto ad un segnale ottico di riferimento fisso; il segnale errore dell'ordine di 400 mV/mm di spostamento viene usato per controllare idraulicamente il flusso di liquido in ciascun supporto. Con il sistema descritto i supporti si estendono o si ritraggono regolando la distanza tra telaio e superficie in modo da mantenere inalterata la forma di quest'ultima.

La risposta del sistema, inferiore a 0,5 decimo di secondo, è sufficientemente rapida per reagire anche contro venti turbolenti.

COMPENSAZIONE TERMICA NEI TRANSISTORI AL SILICIO

Una delle caratteristiche che distinguono i transistori dalle valvole termoioniche, è il fatto che, contrariamente a queste ultime, i transistori subiscono notevoli variazioni nelle caratteristiche di funzionamento ad opera delle variazioni della temperatura delle rispettive giunzioni. Ciò che costituisce l'oggetto del presente articolo, pubblicato da « Toute l'Electronique » è un'analisi dei metodi di compensazione attualmente in uso nei circuiti impieganti transistori al silicio.

Un'abitudine, che può essere considerata tanto diffusa quanto riprovevole, consiste nel fatto che — nei circuiti funzionanti con transistori al silicio — vengono usati i medesimi sistemi di compensazione termica usati per i circuiti funzionanti invece con transistori al germanio: in altre parole, si ricorre al noto sistema basato sull'impiego di un partitore di tensione mediante il quale viene stabilita la tensione di polarizzazione della base, che viene completata e perfezionata ad opera di una resistenza collegata in serie all'emettitore.

Ciò premesso, è assai facile dimostrare che — in pratica — questo tipo di compensazione non si rivela in altro che in un aumento artificiale del coefficiente di temperatura, e che il suddetto aumento raggiunge, normalmente, un rapporto pari solitamente a circa dieci.

Se partiamo da questo presupposto, per quanto riguarda il comportamento termico, è facile constatare che — attualmente — e soprattutto nel campo del « grande pub-

blico », i circuiti muniti di transistori al silicio comportano — nella maggior parte dei casi — un costo inferiore che non quelli realizzati con l'impiego di transistori al germanio.

L'EFFETTO TERMICO

Nel caso specifico del transistor, è necessaria una certa distinzione tra due aspetti fondamentalmente diversi tra loro dell'effetto della temperatura sulle caratteristiche di funzionamento. Il primo di essi si rivela in una variazione di intensità della corrente inversa che scorre internamente alla giunzione tra base e collettore; la suddetta corrente — in pratica — assume una intensità pressoché doppia per ciascun aumento della temperatura ammontante a circa 8 o 9 °C.

Il secondo — invece — consiste nel fatto che, per mantenere ad un valore costante l'intensità della corrente di collettore, è necessario variare opportunamente la tensione di collettore, in base alla variazione

di temperatura. In effetti, si è riscontrato che — nei transistori al germanio — la tensione di collettore deve essere diminuita di circa 1,8 millivolt per ciascun aumento di un grado centigrado della temperatura: nel caso del transistor al silicio, la diminuzione di tensione deve essere pari approssimativamente a 2,1 millivolt.

A tale riguardo è però necessaria una precisazione: i due valori di cui si è detto or ora non hanno valore se non nei casi in cui la corrente inversa che scorre internamente alla giunzione base-collettore è di intensità trascurabile. Infatti, in alcuni testi tecnici sull'argomento, è possibile rilevare che la variazione di tensione di collettore per grado centigrado di aumento della temperatura ammonta a 2,5 millivolt per i transistori al germanio. In questo caso, il dato è riferito ad una valutazione cumulativa dei due effetti descritti, ed è valido nei soli confronti di un'intensità media della corrente residua.

Tuttavia, dal momento che da una prova all'altra questa corrente presenta un valore variabile — vale a dire tutt'altro che costante — nel caso del germanio, la approssimazione così stabilita risulta spesso inadeguata agli effetti pratici. Inoltre, questa approssimazione impedisce di stabilire in modo chiaro cosa accade nei confronti di un transistor al silicio.

In pratica, l'intensità massima della corrente residua che i fabbricanti dichiarano nei riguardi dei transistori al silicio è dell'ordine di 0,5 microampère, in corrispondenza della tensione massima di collettore. Ovviamente — tuttavia — il transistor non viene mai fatto funzionare con questo valore limite della tensione, sebbene i valori dell'ordine di 10 nanoampère siano perfettamente correnti. Ciò vale a dire che — nella maggior parte delle realizzazioni attuali — l'intensità della corrente residua può essere considerata del tutto trascurabile.

Di conseguenza, la sola cosa di cui è effettivamente necessario tener conto è la variazione della tensione presente ai capi della giunzione emettitore-base. Per arrotondare in modo più consono alle esigenze di calcolo, per la suddetta variazione

si fa uso quindi del valore di 2 millivolt per grado centigrado (2 mV/°C) anziché del valore di 2,1 mV/°C.

CONTRO-REAZIONE IN SERIE CON RESISTENZA DI EMETTITORE

Il circuito illustrato alla **figura 1** mette in evidenza il metodo di compensazione termica solitamente impiegato nei confronti dei transistori al germanio. Tale compensazione si basa sul fatto che — rispetto alla resistenza di polarizzazione inserita in serie all'emettitore — la variazione di resistenza della giunzione base-emettitore a seguito di una variazione della temperatura diventa trascurabile.

Quando invece si tratta di un transistor al silicio, occorre tener conto esclusivamente dell'effetto dovuto alla sorgente della tensione, ossia a quella variazione di tensione che viene rappresentata dal simbolo ΔV_B .

Se rappresentiamo col simbolo « s » la pendenza che il transistor presenta quando viene fatto funzionare con emettitore a massa, tenendo conto del fattore di contro-azione in serie, si ottiene una pendenza apparente pari a

$$s_s = \frac{s}{1 + s R_E}$$

Se ammettiamo che la corrente che circola nel partitore di tensione costituito da R_p e da R_T (nel circuito di figura 1) sia di notevole intensità rispetto a quella della corrente di base, è facile riscontrare che — per una determinata variazione della temperatura « ΔT » — la variazione corrispondente della corrente di collettore è data da

$$\Delta I_C = \Delta V_B S_s = \frac{2 \Delta T S}{1000 (1 + s R_E)}$$

Rilevando ora che — per qualsiasi transistor — la pendenza è pari a 35 I_C , ed esprimendo la variazione in percentuale per grado Celsius del valore iniziale di I_C , si arriva finalmente alla formula:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{7 \Delta T}{1 + 35 I_C R_E} (\%/^{\circ}\text{C}).$$

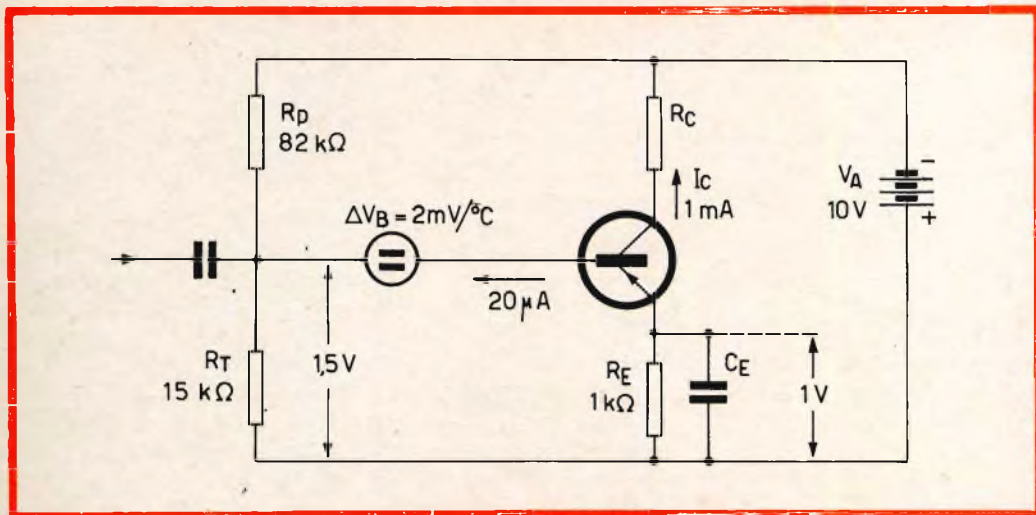


Fig. 1 - Circuito illustrante il sistema di compensazione termica di un transistoro convenzionale al germanio. La compensazione viene effettuata grazie all'impiego delle resistenze R_T ed R_E , e del condensatore C_E .

Nell'esempio illustrato alla figura 1 (nel quale I_C è di 1 mA, ed R_C è pari ad 1 kohm), si riscontra una variazione termica di intensità della corrente di collettore, pari a 0,2 per cento per grado centigrado.

ASSENZA DI CORREZIONE

Per osservare la portata effettiva del risultato appena ottenuto, nulla vale di più di un confronto col comportamento nei riguardi della temperatura da parte di un circuito come quello illustrato alla **figura 2**, nel quale non è presente alcun sistema di compensazione termica.

Di conseguenza, una variazione della tensione pari a ΔV_B deve dar luogo ad una variazione di corrente ΔI_C pari a:

$$I_C = \frac{\beta \Delta V_B}{R_p}$$

Ora, dal momento che il valore della resistenza di polarizzazione viene calcolato in base alla seguente formula:

$$R_p = \frac{\beta V_A}{I_C}$$

è del pari possibile scrivere che

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_B I_C}{V_A}$$

oppure, introducendo il valore di ΔV_B (%), e notando che il guadagno di corrente da parte di un transistoro al silicio aumenta in genere con un rapporto di 0,01%/°C:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{2 \Delta T}{10 V_A} + 0,01 (\%/^{\circ}\text{C})$$

Se a questo punto trasferiamo i valori riportati nell'esempio nell'espressione di cui sopra, ci si accorge — non senza una certa sorpresa — che, nonostante l'assenza totale di qualsiasi sistema di compensazione, si arriva ad ottenere una variazione pari soltanto allo 0,03%/°C, rispetto allo 0,2%/°C ottenuto con il sistema di compensazione nel caso precedente.

Oltre a ciò, si rileva facilmente che la stabilità termica risulta del pari più elevata quanto maggiore è il valore di V_A .

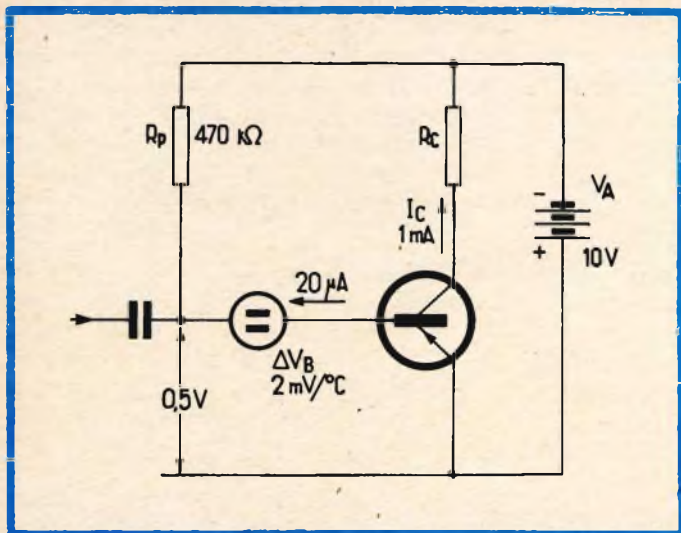


Fig. 2 - In questo circuito, in cui viene usato un transistor al silicio, nonostante l'assenza di un sistema di compensazione termica, si ottiene una stabilità migliore di quella ottenibile col circuito di fig. 1.

A titolo di prima conclusione, è pertanto opportuno constatare che il circuito illustrato alla figura 1 non può rivelarsi utile se non quando si desidera aumentare artificialmente l'effetto termico in un transistor al silicio: in altre parole, l'applicazione in esso evidenziata non potrebbe che compromettere — anziché migliorare — la stabilità termica dello stadio così conce-

pito, qualora si tratti di un transistor al silicio.

CONTRO-REAZIONE IN PARALLELO

Il metodo di correzione delle variazioni dovute alla temperatura, illustrato nello schema di cui alla **figura 3**, di impiego assai raro con i transistori al germanio, me-

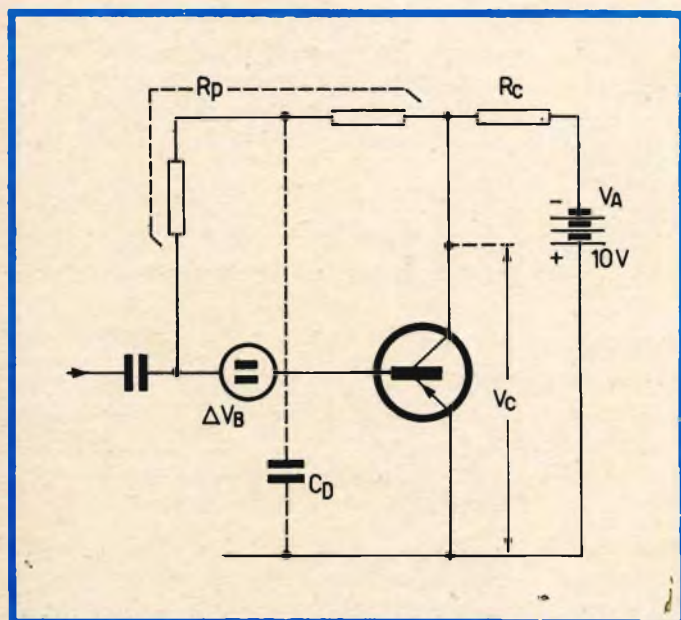


Fig. 3 - Esempio di circuito di uno stadio a transistor, nel quale la stabilizzazione termica viene effettuata con l'impiego di una contro-azione in parallelo.

rita tuttavia di essere esaminato nei confronti dei transistori al silicio.

Mediante un calcolo del tutto analogo a quelli precedentemente riportati, si riesce a stabilire che la variazione della corrente I_B è data da:

$$\Delta I_B = \frac{\Delta V_B}{R_p + \beta R_C}$$

Ciò premesso, è possibile dimostrare che — per ottenere un determinato valore della corrente di collettore — la somma dei valori di R_p e di βR_C , nel caso del circuito di figura 3, deve sempre essere pari al valore della resistenza di polarizzazione di base R_p del circuito di figura 2. A causa di ciò, è chiaro che — per quanto concerne l'effetto della sorgente di tensione V_B — i circuiti illustrati alle citate figure 2 e 3 sono tra loro assolutamente identici.

Ciò nonostante, la contro-reazione in parallelo presenta il vantaggio di compensare in modo abbastanza efficace le variazioni che subisce il guadagno di corrente: in particolare, ci riferiamo sia alle variazioni di guadagno dovute alle variazioni di temperatura, sia alle variazioni di guadagno che vengono riscontrate, nei primi giorni di funzionamento, in alcuni tipi di transistori.

Nella pratica, è possibile dimostrare che le suddette variazioni vengono a subire un'attenuazione pari al rapporto

$$\frac{R_p}{R_p + \beta R_C}$$

Affinché questo rapporto venga ridotto, è utile far funzionare il transistor con un valore basso di R_p , il che impone la scelta di un valore basso della tensione media del collettore (V_C nel circuito di figura 3), rispetto al valore della tensione di alimentazione V_A .

CONSIDERAZIONI ECONOMICHE

A seguito di quanto sopra esposto, risulta dunque inutile insistere sul fatto che l'impiego del circuito secondo lo schema della figura 1 è — nel caso dell'impiego di un transistor al silicio — un grave

errore, sia dal punto di vista tecnico, che da quello commerciale.

Ciò viene ulteriormente confermato, se si rammenta il fatto che questo tipo di circuito compensa le dispersioni che si riscontrano — tra un transistor e l'altro — nel guadagno di corrente.

In pratica, il circuito di cui alla figura 3 compie assai bene la sua funzione, senza apportare un aumento dell'instabilità dovuta alle variazioni di temperatura, e per giunta con l'impiego di una resistenza in meno, oltre che — solitamente — con un condensatore di disaccoppiamento meno voluminoso.

In aggiunta, la stabilità ottenuta senza alcuna compensazione, come nel caso del circuito di figura 2, è — in genere — più che sufficiente. In alcuni casi, sebbene assai rari, si presenta la necessità di accoppiare dei transistori con l'impiego di resistenze R_p di valore corrispondente. La mano d'opera richiesta — tuttavia — non è certamente più rilevante che nel caso della messa a punto degli elementi del circuito R_T , R_E e C_E , necessari quando si tratta di uno stadio costituito da un transistor al germanio.

Incidentalmente, facciamo rilevare che, quando esistono diversi stadi, una pre-selezione consente di organizzare la scelta degli elementi in modo tale che il guadagno globale non risulti troppo differente da un circuito all'altro.

Una volta effettuate tutte le possibili congetture e considerazioni economiche, sostituendo un transistor al silicio ad un transistor al germanio, si risparmiano due resistenze, oltre ad un condensatore, allo spazio relativo, ed ai fori da praticare nella basetta portante, ecc.

Se poi si consultano i prezzi dichiarati da un fabbricante di semiconduttori, è assai facile rilevare che le differenze di prezzo tra alcuni tipi di transistori al silicio, e quelli al germanio ad essi equivalenti agli effetti delle prestazioni, si risolve in poche lire. A tutto ciò occorre poi aggiungere il fatto che il procedimento di fabbricazione « planar » si presta alla produzione in se-

rie assai meglio che non il procedimento detto « per lega », che il silicio è reperibile sulla terra in quantità assai maggiore che non il germanio, e che il silicio, per il suo stesso nome, costituisce un eccellente argomento agli effetti commerciali e pubblicitari, se non altro, per il motivo che i profani lo confondano con i « siliconi ».

Per concludere, l'argomento considerato,

ed esposto solo per grandi linee, dovrebbe essere sufficiente a persuadere chiunque circa la maggior convenienza ad usare transistori al silicio anziché transistori al germanio. Non è lontana l'epoca — infatti — in cui persino le apparecchiature elettroniche di misura, per molte delle quali si ha ancora una notevole tendenza ad usare le valvole, verranno realizzate invece interamente con l'impiego di transistori al silicio.

In Gran Bretagna la scelta del sistema di trasmissione per la televisione a colori continua a suscitare polemiche molto vivaci, che vedono un susseguirsi di prese di posizione da parte delle autorità responsabili in materia, delle industrie interessate e delle riviste specializzate che sono numerose ed influenti.

Il Governo inglese decise nel 1962 che il sistema di trasmissione avrebbe dovuto adottare in ogni caso lo standard delle 625 linee; da allora le polemiche non sono mai cessate tra i detrattori e fautori di una soluzione piuttosto che di un'altra, dello standard a 625 linee o di quello a 405 linee. Negli ultimi tempi, pur in contrasto con la citata deliberazione del governo, si è verificato un movimento sempre più vasto a sostegno della seconda soluzione (405 linee).

Autorevoli esponenti tecnici appartenenti sia alle organizzazioni televisive, sia alle industrie, sostengono che l'esperienza acquisita dalla B.B.C. con il secondo canale a 405 linee in banda U.H.F. giustificherebbe ampiamente l'adozione di questo standard anche per il colore. Bisogna comunque ricordare che già alcuni anni fa la B.B.C. chiese al ministero delle Telecomunicazioni l'autorizzazione di questo sistema per le trasmissioni a colori, ma fin da allora il permesso fu negato.

L'intrico di motivi politici, economici e tecnici si è fatto ancora più complicato quando sono iniziate le discussioni sui vari sistemi possibili: PAL ed NTSC.

La pubblicazione da parte della B.B.C. di un rapporto tecnico, redatto dai propri laboratori, in cui sono confrontati diversi sistemi NTSC, PAL semplice e PAL con linee di ritardo, negli standard sia a 405 che a 625 linee, non ha risolto il problema.

Infatti la televisione indipendente (ITA), che comunemente viene legata agli interessi delle case costruttrici, ha presentato a sua volta un altro rapporto, i cui risultati contrastano in parte con quello della B.B.C., per cui la discussione è tuttora aperta, specie se si pensa che non sempre nella scelta prevalgono ragioni esclusivamente tecniche; spesso bisogna tenere conto degli accordi internazionali e di altri fattori che possono influire. Preso esempio da quanto succede in Gran Bretagna auspichiamo soltanto che nel nostro paese la decisione (quando verrà presa) sia il più possibile obbiettiva ed imparziale!

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di tecnica

INFORMA

LA POSSIBILITÀ DI ABBONARSI E RICEVERE L'OMAGGIO
« TV REPLACEMENT GUIDE » È STATA PROTRATTA FINO AL
31 GENNAIO 1967.

DETERMINAZIONE PRATICA DELL'ORIENTAMENTO DI TAGLIO NEI DIAMANTI INDUSTRIALI

Il diamante, grazie alle sue particolari prerogative, trova vaste possibilità di impiego in numerosi campi industriali. Per esempio, sotto forma di polvere, viene impiegato per eseguire lavorazioni di taglio dei diamanti stessi. Tuttavia, a causa del suo costo elevato, è sorta la necessità di compiere accurate ricerche al fine di aumentarne la durata di impiego. Si è così realizzata una apparecchiatura che permette l'orientamento di taglio più indicato per l'impiego a carattere industriale. L'articolo che segue, tratto da *Electronique Industrielle*, dimostra come la ricerca scientifica conduca più di quanto non si possa normalmente immaginare alla realizzazione di una applicazione industriale.

Le dimensioni di un diamante vengono normalmente stabilite con una unità di misura denominata **carato**, che nulla ha a che fare col carato universalmente adottato per stabilire il grado di purezza dell'oro. Nei confronti del diamante — infatti — il carato corrisponde ad un peso pari approssimativamente a due decimi di grammo, mentre nei confronti dell'oro il fattore in carati sta ad indicare quanti ventiquattresimi di oro puro sono presenti in una data lega del prezioso metallo.

La quarta parte di un carato, vale a dire circa mezzo decimo di grammo, costituisce invece un **grano**, che è un'altra unità di misura con la quale vengono classificati i diamanti.

Ciò premesso, apparirà sorprendente, il fatto che l'industria mondiale consumi approssimativamente diversi milioni all'anno di carati di diamanti industriali (vale a dire diversi quintali), per la fabbricazione di utensili. Questo dato — per quanto approssimativo — rende un'idea abbastanza realistica dell'importanza del mercato mondiale dei diamanti. Inoltre, dal momento che la richiesta di mercato è assai maggiore della disponibilità, è assai importante che ogni frammento di questo prezioso cristallo, destinato all'impiego industriale, possa essere usato e sfruttato nel modo più razionale e duraturo.

Ora, poiché è noto che la durata, ossia la resistenza all'abrasione, di un diamante

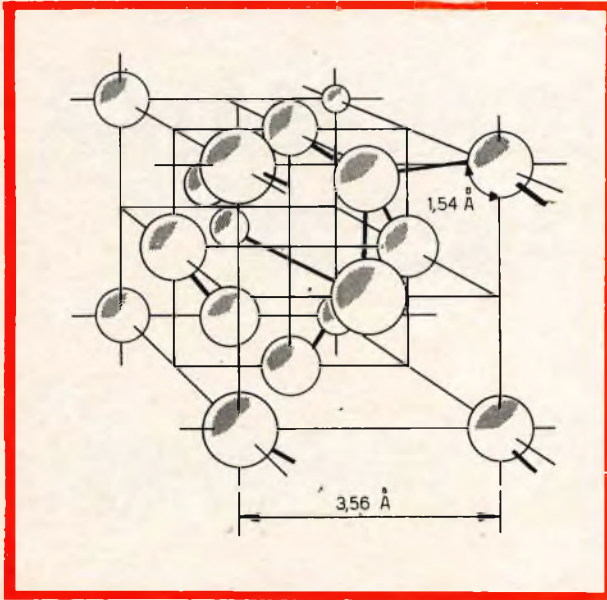


Fig. 1 - Rappresentazione schematica della struttura cristallina cubica di un cristallo di diamante. La notevole durezza di questo materiale è dovuta all'enorme forza di coesione che unisce gli atomi tra loro.

te dipende essenzialmente dall'orientamento degli assi della struttura cristallina, come vedremo meglio tra breve, è necessario non sottovalutare l'importanza delle proprietà del cristallo, in funzione della sua struttura, prima del suo impiego diretto.

La resistenza all'abrasione da parte di un diamante industriale è fortemente influenzata dall'orientamento della struttura cristallina che il cristallo assume durante la sua lunga elaborazione — potratte per secoli — in seno alla terra. Di conseguenza, è assai importante disporre della possibilità di controllare rapidamente, e con la dovuta precisione, l'angolo di taglio di un diamante destinato ad impegni industriali. Un orientamento corretto del taglio — infatti — determina un aumento considerevole della sua efficacia e della sua durata.

I Laboratori di Ricerche sui Diamanti di Joannesburg hanno a tale scopo studiato e messo a punto un metodo scientifico di grande interesse pratico, che consente una determinazione rapida e precisa di tale orientamento, mediante un confronto di diagrammi ottenuti per **diffrazione dei raggi X**, secondo il metodo della trasmissione. Per ottenere questo utile risultato, si fa uso

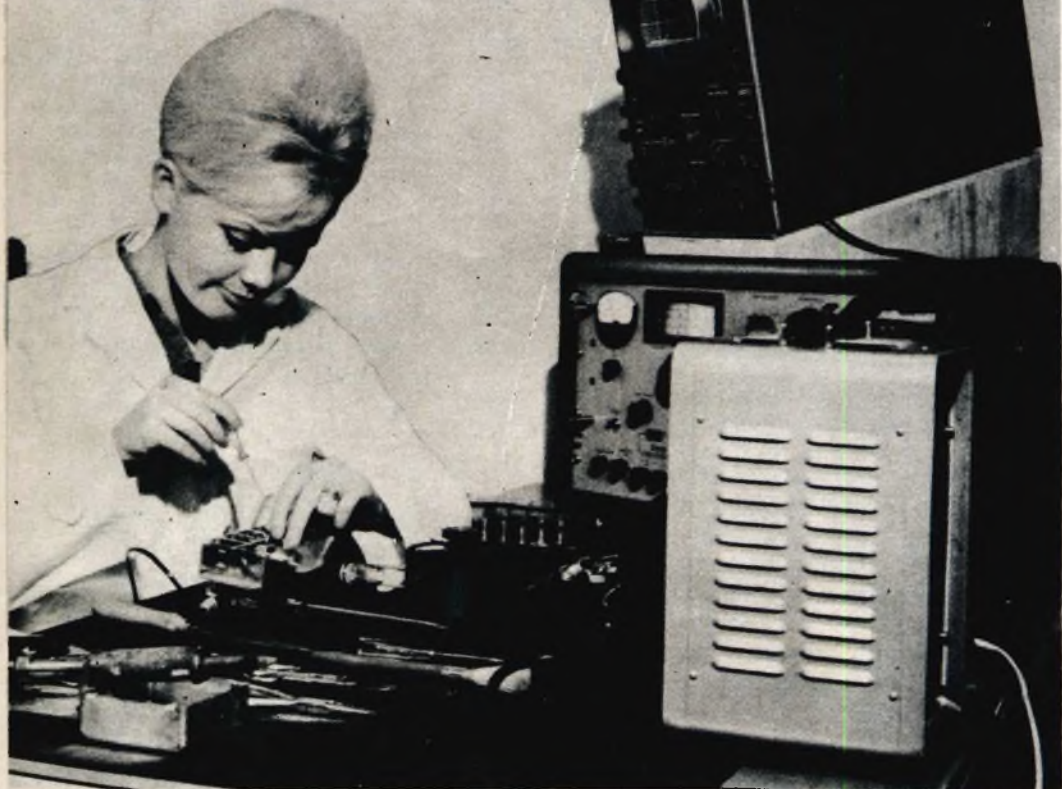
di uno **spettrogoniometro** a comando manuale, munito di un amplificatore elettronico di luminanza. Questo strumento viene predisposto lungo il percorso dei raggi rifratti, che costituiscono infine un **diagramma radiocristallografico** che caratterizza il cristallo esaminato.

IL POTERE ABRASIVO DEL DIAMANTE

Chimicamente parlando, il diamante non è altro che carbonio puro, cristallizzato secondo una struttura cristallina cubica. Così come è stato dimostrato nel 1913 ad opera dei fisici W. H. e W. L. Bragg, in questa organizzazione strutturale ciascun atomo di carbonio è circondato da quattro degli atomi più prossimi ad esso, situati sulla sommità di un tetraedro regolare.

La **figura 1** rappresenta una veduta prospettica di una cellula elementare di diamante, e mette in evidenza le posizioni rispettive degli atomi di carbonio. Tra questi, esistono fortissime interazioni di natura chimica, e ciò a causa della loro reciproca posizione notevolmente simmetrica. Questi legami, noti per essere omopolari o covalenti, contribuiscono a stabilire la straordinaria caratteristica fisica del dia-

EICO



OSCILLOSCOPIO mod. 460

**LA TECNICA MODERNA RICHIEDE
STRUMENTI DI QUALITÀ
PER IL VOSTRO LABORATORIO
SCEGLIETE "EICO",
SCHERMO DA 5"**

Ideale per servizio assistenza TV, bianco e nero e a colori, elettronica scientifica e industriale.

Banda passante estesa fino a 4 MHz per permettere osservazione di segnali a 3,58 MHz, caratteristici dei televisori a colori.

Riproduzione perfetta di onda quadra attraverso gli amplificatori di deflessione a corrente continua.



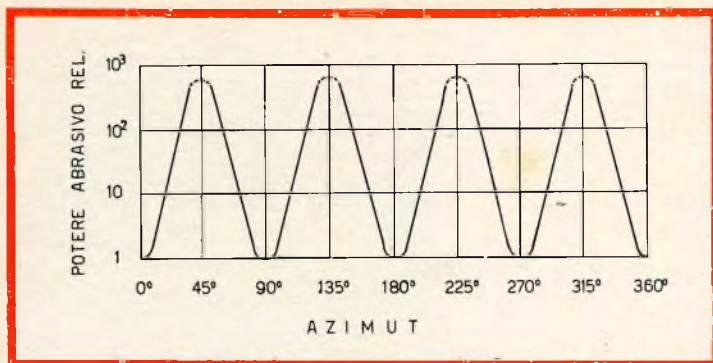


Fig. 2 - Grafico illustrante in forma empirica il potere abrasivo del diamante, in funzione del piano cubico. Sull'asse orizzontale sono riportati i gradi dell'angolo giro. In corrispondenza degli apici si raggiunge un potere abrasivo dell'ordine di 800 (quasi dieci alla terza potenza, corrispondente ad un fattore 1.000).

mante, consistente nella sua durezza, nell'elevato grado di temperatura di fusione, nell'inerzia chimica, ecc.

Il potere abrasivo del diamante è dovuto al fatto che gli atomi di carbonio sono stati allontanati dalla superficie ad opera della potenza delle forze di coesione. Inoltre, dal momento che queste forze hanno una caratteristica direzionale, è ovvio che la resistenza all'abrasione da parte del diamante stesso sia influenzata dalla direzione effettiva. Ciò spiega per quale motivo i diamanti usati per le operazioni di pulitura debbano essere esaminati agli effetti della **grana**, per ottenere una efficienza soddisfacente.

I primi lavori relativi al potere abrasivo del diamante sono stati ufficialmente pubblicati nel 1921. Da allora in poi, sono state intraprese varie ricerche, tra le quali quelle di Slawson e Kohn, e più particolarmente quelle di Denning sono le più interessanti e le più documentate. Quest'ultimo scienziato è riuscito a misurare il valore del potere abrasivo, espresso in unità arbitrarie, per il cubo, il dodecaedro, e per numerosi piani intermedi, presi come orientamento cristallografico di base a seconda dei casi.

La **figura 2** è un grafico che esprime il potere abrasivo relativo del diamante (su piano cubico) prendendo come origine un asse del cubo. La **figura 3** riproduce invece in coordinate polari il medesimo concetto, in funzione dell'angolo di orientamento degli assi.

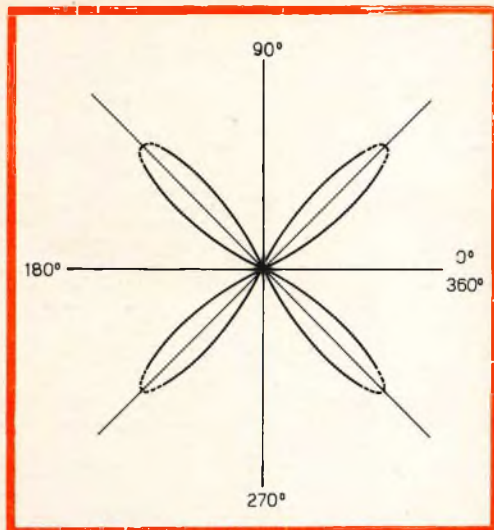
Osservando la figura 2, nella quale si parte dalla scelta di un asse come origine,

si può notare che, in una direzione inclinata di 45° in rapporto all'asse preso come riferimento, il valore relativo del potere abrasivo era maggiore di più di 800 volte. Per maggiore comodità, i dati di figura 2 sono stati riportati anche sul diagramma polare alla figura 3 di cui si è detto, nella quale, con un semplice esame, è possibile distinguere i valori relativi di orientamento corrispondenti alle caratteristiche di maggiore o minore durata dei piani del cubo. Le quattro anse — infatti — corrispondono ai quattro picchi del grafico di figura 2.

Il vettore relativo al potere abrasivo riscontrabile sul diagramma di figura 3, e stabilito per il cubo, per il dodecaedro, e per otto altri piani intermedi, è stato riprodotto in proiezione sferica secondo Custers. Questa proiezione non fornisce soltanto una rapida prospettiva di assieme delle variazioni di durezza corrispondenti ai diversi piani ed ai diversi orientamenti cristallini, ma serve soprattutto a determinare le caratteristiche che occorre attribuire all'utensile per conferirgli una lunga durata, ed una massima efficienza.

I diamanti appartenenti al sistema cubico esistono normalmente in tre diverse strutture cristalline. Essi vengono trovati comunemente, allo stato naturale, sotto le forme di dodecaedro, di ottaedro e di cubo. Inoltre, dal momento che la resistenza del diamante all'abrasione viene dedotta dal vettore di durezza della sfera, come una funzione dell'orientamento cristallino, risulta agevole orientare il cristallo in modo tale da ottenere la massima efficacia per l'impiego previsto.

Fig. 3 - Rappresentazione del significato del grafico di figura 2, mediante coordinate polari. Le quattro anse lungo gli assi a 45° corrispondono a quelle del grafico precedente.



Questa eventualità sussiste in modo particolare quando si tratta di diamanti aventi una forma perfetta o quasi. Sfortunatamente, in pratica, accade assai raramente di riscontrare nei cristalli una forma perfettamente regolare, e un determinato quantitativo di cristalli può essere costituito da una maggioranza nella quale la regolarità della struttura cristallina è completamente o parzialmente sconosciuta.

L'orientamento perfetto in cristalli irregolari di questo tipo può essere determinato col metodo della diffrazione dei raggi X.

PROCEDIMENTO PER LA DETERMINAZIONE DELL'ORIENTAMENTO DEI DIAMANTI

Allo scopo di chiarire nel modo migliore il principio sul quale si basa la determinazione dell'orientamento da attribuire ai diamanti agli effetti dell'impiego per la realizzazione di utensili col metodo della diffrazione dei raggi X, è opportuno ricapitolare brevemente i concetti essenziali della radiocristallografia.

I raggi X non sono altro che radiazioni di natura elettromagnetica, la cui lunghezza d'onda è dell'ordine delle dimensioni

di un atomo. Di conseguenza, essi possono essere diffratti ad opera delle sostanze cristalline, e rivelati mediante uno schermo fluorescente, una pellicola fotografica, o un tubo elettronico analizzatore (del tipo Geiger, a scintillatore, ecc.).

In un cristallo, gli atomi e le molecole sono disposti in un ordine perfettamente definito. L'orientamento particolare degli atomi e la ripetizione identica della loro posizione costituiscono la caratteristica della struttura cristallina propriamente detta. Per questo motivo, è possibile individuare un piano che passi attraverso un dato gruppo di nodi della struttura.

Parallelamente a questo piano, e per una posizione ben determinata, può esistere una **famiglia di piani** che passino tutti attraverso tre punti equivalenti. È del pari possibile costruire un'altra famiglia o gruppo di piani, i quali però non potranno essere paralleli al primo gruppo. Esiste pertanto un gran numero di famiglie di piani, ciascuna delle quali giace con grande precisione in seno al gruppo di atomi; l'assieme dei suddetti piani caratterizza il cristallo, in quanto non esistono due sostanze che posseggano un'identica struttura.

Questi diversi piani paralleli sono — a loro volta — caratterizzati da una forte concentrazione di atomi, la quale, come la

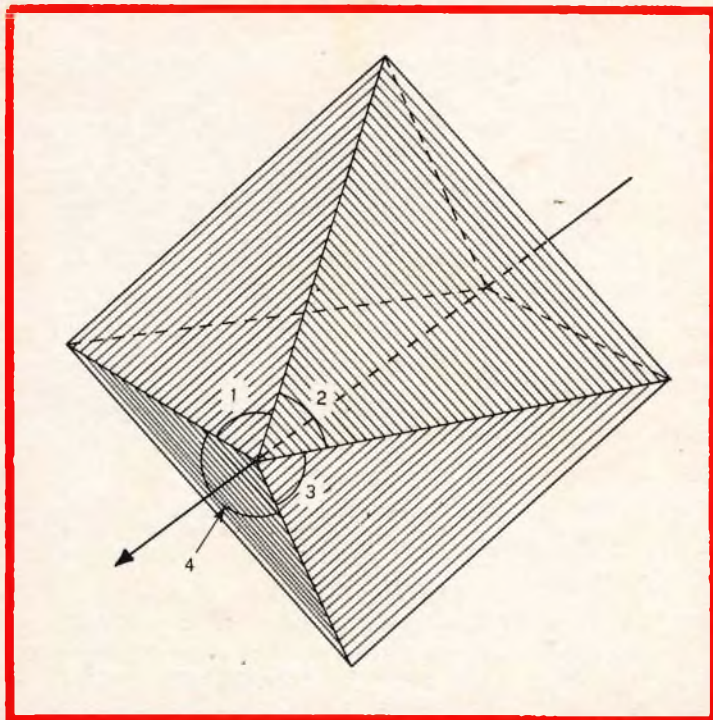


Fig. 4 - Esaminato lungo un asse cubico, un diamante ottaedrico rivela che i piani ottaedrici sono disposti simmetricamente, secondo la direzione di osservazione.

più semplice struttura cristallina, è in grado di diffrangere i raggi X.

Il fisico W. L. Bragg ha stabilito una legge fondamentale, che stabilisce la relazione che esiste tra la lunghezza d'onda dei raggi X, e l'angolo con cui questi vengono rifratti ad opera della fine struttura cristallina:

$$n\lambda = 2d\theta$$

nella quale:

λ è la lunghezza d'onda dei raggi X incidenti

d è la distanza tra due piani della struttura cristallina

θ è l'angolo di incidenza tra il fascio di raggi X ed i piani atomici, e

n è un numero intero specifico dell'ordine della riflessione cristallina.

Dalla suddetta legge si deduce che — una volta stabilito un certo angolo di incidenza θ ed un intervallo d tra due dei piani della struttura cristallina — esiste una sola lunghezza d'onda λ che può essere riflessa. Di conseguenza, se si considera un fascio di raggi X **policromatici**, (paragona-

bili alla luce bianca, costituita da raggi di lunghezza d'onda varia, corrispondenti ai vari colori in cui essa può essere decomposta), la cui lunghezza d'onda sia compresa all'incirca tra 0,25 ed 1 Å (Angstrom), i piani atomici di un determinato intervallo d possono — per un angolo fisso di incidenza pari a θ — selezionare e riflettere il suddetto fascio. Questo è il concetto sul quale si basa il principio della spettrometria a raggi X.

La scienza ci ha insegnato che la natura degli atomi ed il modo secondo il quale essi sono disposti variano da un cristallo ad un altro, e determinano un diagramma tipico ed individuale sotto l'influenza dei raggi X. Pertanto, se esaminiamo un diamante ottaedrico lungo un asse cubico, così come è rappresentato alla **figura 4**, constatiamo che i piani ottaedrici di questo cristallo sono disposti in modo simmetrico rispetto alla direzione di osservazione.

A questo punto, se un fascio di raggi X viene portato a coincidere con l'asse perpendicolare al piano del cubo, il diagram-

ELAC

NEW

**Giradischi
Studio Hi-Fi
MIRACORD 50 H**



n. G.B.C. R/237
senza cartuccia

Cambiadischi automatico a 4 velocità - motore sincrono che ruota ad alta velocità costante, legata alla frequenza di rete - piatto in metallo antimagnetico da 2,3 kg e di 300 mm di diametro - braccio metallico bilanciato in tutti i piani con pressione di appoggio regolabile da 0 a 6 g - dispositivo di compensazione « anti-skating » - dispositivo per la discesa frenata del braccio mediante ammortizzatore oleo-pneumatico - è possibile montare qualsiasi cartuccia magnetica con sistema di fissaggio standard americano - comandi a pulsanti - dimensioni: 368 x 317 mm.

ELAC

- ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany

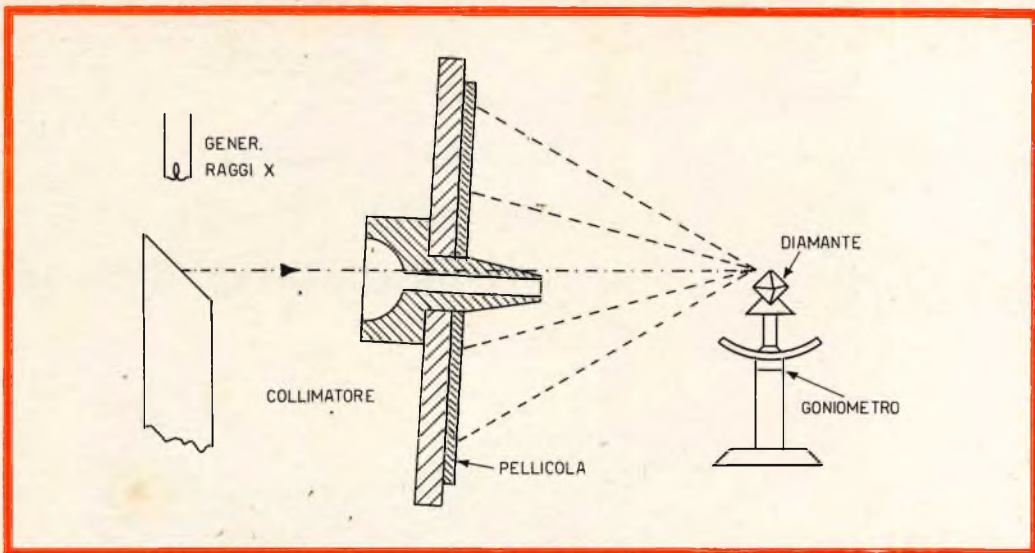


Fig. 5 - Rappresentazione schematica del dispositivo di analisi dei cristalli, funzionante per riflessione. I raggi riflessi dal cristallo impressionano la pellicola che si trova sul lato del supporto del collimatore, rivolto verso il cristallo.

ma di diffrazione dei raggi X può presentare quattro simmetrie reciproche dovute alle riflessioni da parte dei piani ottaedrici, dodecaedrici, ecc. Analogamente, se il diagramma di diffrazione dei raggi X presenta due o tre simmetrie reciproche, se ne può dedurre che il fascio di raggi X incidente è perpendicolare ad un piano di un ottaedro o di un dodecaedro.

Con questa tecnica, i diamanti possono essere efficacemente orientati, senza tener conto della loro forma. Il suddetto orientamento — inoltre — può essere determinato in due diversi modi, e precisamente:

- 1) In base al metodo classico di **riflessione**, vale a dire dall'analisi dei raggi di ritorno.
- 2) Mediante un dispositivo predisposto per il metodo della trasmissione, comprendente un amplificatore elettronico di immagini radiosopiche.

Il metodo della riflessione

La tecnica del metodo per riflessione è classica, e fu scoperta e messa in opera

per la prima volta nel 1912 ad opera di Von Laue, successivamente alla scoperta da parte sua — peraltro assai geniale — della diffrazione dei raggi X internamente ai cristalli.

I raggi policromatici emessi da un apposito generatore, come si osserva alla **figura 5**, vengono diretti verso il cristallo di diamante, facendo però in modo che essi passino attraverso un **collimatore** ed una pellicola fotografica. Il diamante viene predisposto su di un **supporto goniometrico**, in modo che risulti possibile orientarlo secondo tre diversi assai orizzontali, e che venga a trovarsi ad una distanza normalizzata dalla pellicola, pari a 30 millimetri.

Il fascio di raggi X che raggiunge il diamante viene diffratto ad opera del primo strato di atomi di carbonio, ed i raggi riflessi determinano sulla pellicola sensibile un diagramma permanente. Le riflessioni dovute ai piani cubici, ottaedrici e dodecaedrici risultano facilmente riconoscibili, e — grazie alla geometria della graduazione — è perciò facile calcolare, in base al diagramma di diffrazione ottenuto, gli intervalli compresi tra i suddetti piani.

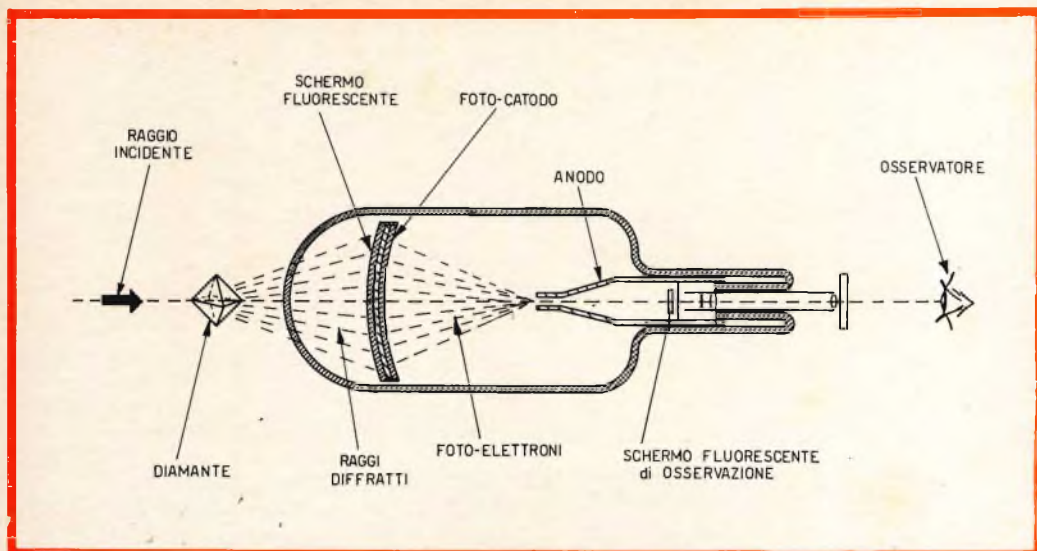


Fig. 6 - Rappresentazione schematica dell'amplificatore elettronico di luminanza, usato per effettuare l'esame di un cristallo col metodo di diffrazione. L'osservatore vede attraverso un oculare a forte ingrandimento l'immagine radioscopica del cristallo riprodotta dallo schermo di osservazione.

Regolando il goniometro in conformità, è dunque possibile ottenere rapidamente, e senza alcuna incertezza, l'esatto orientamento.

È però opportuno precisare che questo procedimento tecnico comporta una certa perdita di tempo, prima che sia possibile ottenere i dati voluti. Infatti, l'esposizione e lo sviluppo della pellicola esigono che trascorra il tempo necessario, oltre a quello durante il quale viene interpretata l'immagine radiografica ottenuta. Naturalmente, per ottenere un certo risparmio di tempo, è sempre possibile accumulare diversi diamanti da analizzare, ed eseguire in serie l'esposizione delle pellicole, contrassegnandole opportunamente, e sviluppandole poi in un unico bagno.

Il metodo della trasmissione

Per i suddetti motivi, i Laboratori di Ricerche sui Diamanti, con sede in Joannesburg, hanno messo a punto un metodo mediante il quale l'orientamento del taglio dei diamanti destinati ad impieghi indu-

striali può essere determinato direttamente, ed in pochi istanti.

Si tratta di un metodo di confronto, basato sulla trasmissione e la diffrazione dei raggi X da parte di un cristallo, che impiega un amplificatore elettronico di immagine radioscopica, e che consente un risultato tanto rapido quanto preciso.

Il principio è illustrato alla **figura 6**, nella quale è messa in evidenza la struttura schematica dell'amplificatore elettronico di immagine, di tipo analogo a quello già in uso da diversi anni per compiere con maggiore esattezza e ricchezza di dettagli analisi radioscopiche di tipo diagnostico, a carattere medico. Infatti, sia la Philips che la Westinghouse hanno da tempo realizzato apparecchiature del genere, adatte all'osservazione diretta di parti del corpo umano, con notevole amplificazione dimensionale, col vantaggio di una maggiore precisione, e di una minore esposizione ai raggi X.

L'interpretazione del diagramma che è possibile ottenere con tale apparecchiatura avviene nel modo seguente: in primo luogo, il raggio incidente, dopo aver attra-

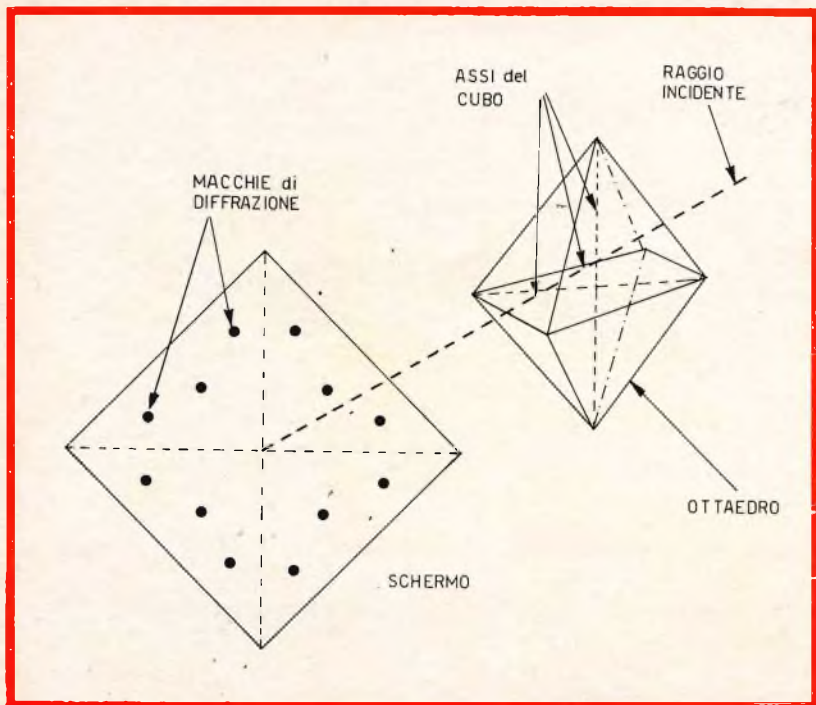


Fig. 7 - Con l'aiuto del dispositivo illustrato alla figura 6, si ottengono sullo schermo dell'amplificatore elettronico quattro gruppi simmetrici di macchie di diffrazione, che consentono di stabilire l'orientamento più efficace agli effetti del taglio.

versato il cristallo che ne varia l'intensità a seconda della struttura cristallina, e li rifrange in conformità, crea un'immagine corrispondente alla struttura stessa sullo strato sensibile dello schermo fluorescente. Questo, come si osserva alla citata figura 6, aderisce ad un fotocatodo, il quale — in seguito alla eccitazione della luce proveniente dallo schermo — emette dei fotoelettroni, che si raggruppano in un raggio secondario, attirato dall'anodo che si trova all'interno del dispositivo. L'accelerazione dovuta al forte potenziale positivo che polarizza l'anodo è tale da consentire ai fotoelettroni di eccitare adeguatamente lo schermo fluorescente di osservazione. Su quest'ultimo viene quindi a formarsi una immagine corrispondente a quella prodotta in precedenza sul primo schermo fluorescente, con la caratteristica però di una luminosità assai maggiore, e — quindi — di una maggiore ricchezza di dettagli.

La seconda immagine in tal modo prodotta viene osservata direttamente attraverso un oculare, internamente al quale si trovano due potenti lenti, che determinano un forte ingrandimento, senza alte-

rare la geometria dell'immagine stessa, e senza introdurre aberrazioni. Di conseguenza, l'osservatore, guardando attraverso il suddetto oculare, ha la possibilità di vedere **direttamente** il diagramma risultante, in tutti i suoi dettagli, senza dover attendere lo sviluppo della pellicola, usata nel metodo di riflessione.

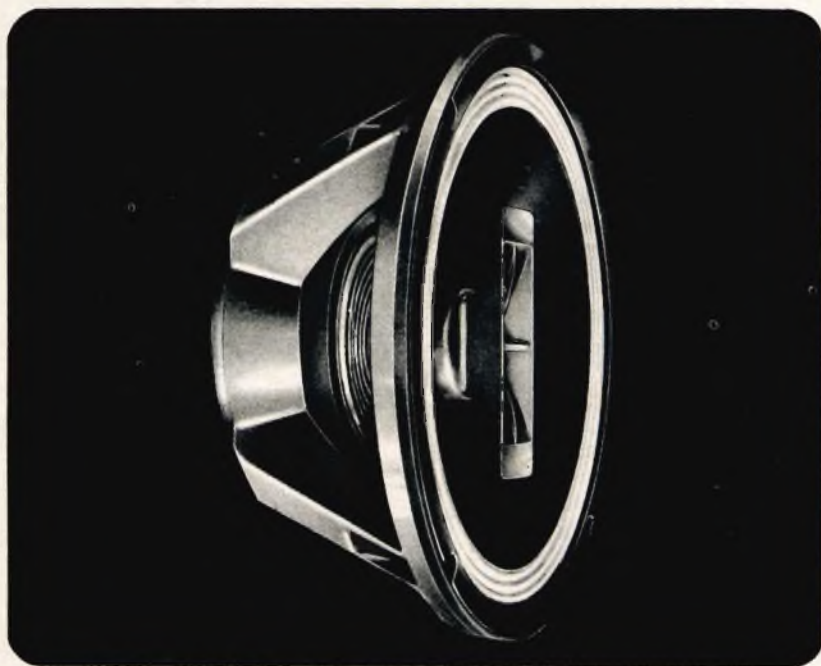
Se, esaminando l'immagine ottenuta, il diagramma denota quattro spazi reciproci di simmetria, il fascio di raggi X coincide con un asse del cubo del diamante, come si osserva alla **figura 7**.

In realtà — tuttavia — questo primo diagramma osservato, derivante da una semplice manipolazione dei comandi, è principalmente destinato alla verifica della regolazione micrometrica del goniometro sul quale il diamante è stato predisposto in precedenza (vedi figura 5), per ottenere due o quattro spazi reciproci di simmetria. Un diagramma che presenti invece tre spazi reciproci di simmetria non è altrettanto facile da riconoscere: tuttavia, in questa direzione, l'orientamento del diamante non risulta in pratica molto importante.

ALTOPARLANTI

Celestion

Studio
Series



Gli altoparlanti di Alta Fedeltà si presentano in numerosi tipi, diversi per forma, dimensioni e anche per principio operativo.

Scopo comune per tutti, però, è di riprodurre il suono senza « colorazione » o distorsioni.

A tale scopo la Celestion presenta i suoi altoparlanti « Serie Studio » a due vie: il tipo Standard e il tipo Delux.

Celestion

FERRY WORKS - THAMES DITTON - SURREY

L'immagine che si ottiene rappresenta il risultato della radiocristallografia che si ottiene con l'impiego di un amplificatore elettronico di luminanza.

Oltre a ciò, è stato realizzato — contemporaneamente — un metodo relativamente semplice per il trasferimento del diamante, dopo che il relativo orientamento è stato stabilito, senza alcuna alterazione dei dati ottenuti, fino al montaggio finale sul rapporto dell'utensile di cui è destinato a far parte.

La grande importanza dell'orientamento conveniente del diamante in un utensile è stata messa in assoluta evidenza mediante numerose prove, constatazioni e confronti, eseguiti tra cristalli montati a casaccio, ed altri montati invece dopo averne studiato l'orientamento con il sistema descritto. In tal modo, si è potuto constatare — ad esempio — che i diamanti orientati, ed utilizzati per l'allestimento di mole speciali, presentano un rendimento superiore fino del 250%. In base ai medesimi principi, i diamanti usati come puntine sui fonorilevatori di tipo moderno, e realizzati in seguito allo studio superficiale dell'orientamento, presentano normalmente una du-

rata approssimativa di 600 ore, mentre le medesime puntine, realizzate in base allo studio dell'orientamento secondo il metodo cubico, lungo una direzione perpendicolare al loro asse, consentono ancora un risultato più che soddisfacente, dopo ben 2.500 ore di funzionamento.

CONCLUSIONE

Da quanto esposto, è facile concludere che — in genere — l'orientamento corretto di un diamante si impone in funzione di un determinato tipo di impiego, in quanto consente di ottenere un aumento considerevole della durata effettiva, che può risultare compreso tra il 200% ed il 1.000%. Oltre a ciò, dal momento che i diamanti presentano una durata sostanzialmente costante da un campione ad un altro, si assicura in tal modo un servizio più importante e, grazie ad una maggiore flessibilità, si ottiene una regolarità delle caratteristiche assai più soddisfacente. Ciò elimina completamente le numerose preoccupazioni sia dei fabbricanti di utensili, che di coloro che ne fanno uso.

Mentre il programma Gemini è ormai terminato con successo, il programma spaziale Apollo entra nella fase di realizzazione pratica.

La NASA ha ora indetto una gara, da assegnare entro breve tempo, per la costruzione di una memoria ausiliare per il calcolatore di bordo. Questa unità dovrà contenere 12.000 parole di 16 bit su memoria a nuclei ed 1.500.000 parole su memoria a nastri, rispettando esigenze molto severe riguardo al peso e l'ingombro.



FIRENZE

VIALE BELFIORE, 8-10r
TELEF. 486.303
VIA G. MILANESI, 28/30

LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48
TELEF. 31.017

SALE DI AUDIZIONE HI-FI

PROVA TRANSISTORI

Presentiamo in questo articolo uno strumento di grande utilità per il tecnico riparatore. Si tratta di un provatransistori per il rapido controllo dei semiconduttori dall'impiego semplicissimo.

Il controllo rapido dei semiconduttori, sia prima del montaggio che durante le riparazioni, richiede uno strumento di facile utilizzazione e che consente di rilevare le caratteristiche statiche dei diodi e dei transistori.

A tale scopo la FACE STANDARD ha iniziato la produzione del prova transistor tipo 302 A, studiato e realizzato dalla consociata francese METRIX, il quale permette di controllare i diodi di rivelazione e raddrizzatori, i diodi Zener ed i transistori.

Diodi

Corrente inversa- I_{inv} .

Il controllo di questi elementi viene effettuato misurando la corrente inversa, il cui valore è fornito dal costruttore in corrispondenza ad una determinata tensione.

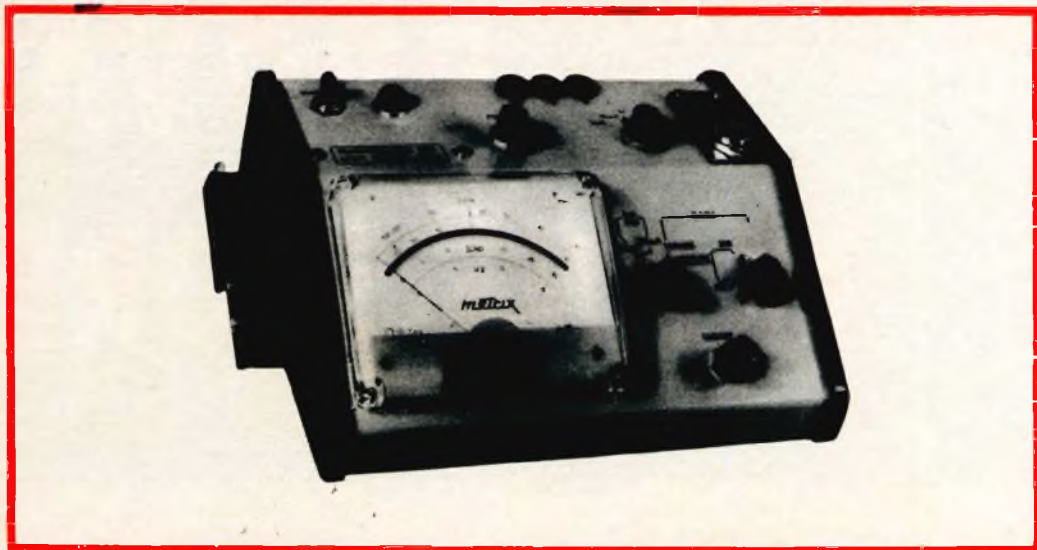
In pratica, questa corrente varia poco quando la tensione rimane inferiore a quella fissata.

Una misura della corrente inversa inferiore al valore massimo indica che il diodo non possiede più le caratteristiche iniziali.

La misura viene effettuata utilizzando lo schema 1 della fig. 1. La sorgente 4 Vcc. alimenta il diodo con in serie una resistenza di protezione scelta in funzione del valore di corrente da misurare.

Tensioni V_z di un diodo Zener.

Il diodo, con in serie una resistenza di limitazione di corrente, è sottoposto ad una tensione continua di 18 V. (schema 1 fig. 2). Lo strumento di misura, il cui consumo è trascurabile, è collegato in parallelo al diodo onde rilevare la tensione regolata dallo stesso. Per diodi Zener a 15 V, la corrente del galvanometro viene regolata a 30 μ A (deviazione a fondo scala) mediante una resistenza aggiuntiva di circa 500 k Ω .



Transistori

Misure di I_{CBO} .

Questa misura è analoga a quella della corrente inversa dei diodi. La corrente I_{CBO} viene determinata sulla curva della corrente di collettore I_c in funzione della tensione V_{CB} per $I_E = 0$.

Il valore di I_{CBO} fornito dal costruttore per una temperatura di 25°C aumenta esponenzialmente con la temperatura.

Sullo strumento un dispositivo di commutazione determina il senso della corrente secondo il tipo di giunzione **P N** o **N P** (schema 1 fig. 3).

Misura del guadagno statico h_{zIE} o h_{FE} di un transistor.

Il guadagno statico o integrato è definito dal rapporto $\frac{I_c}{I_B}$

Questo parametro si può calcolare utilizzando la curva della corrente di collettore in funzione della tensione Collettore-Emettore per differenti valori I_B .

Durante la misura, fissato un valore di I_c , si legge direttamente I_B in valore di guadagno sulla scala del galvanometro.

La tensione $V_{CE} = 2\text{ V}$ è data dalla sorgente di tensione di 4 V_{CC} mediante una caduta di 2 V_{CC} ottenuta su una resistenza calibrata inserita nel circuito in funzione del valore della corrente di collettore, quindi a ciascun valore di I_c 1 - 10 - 100 mA - 1A corrisponde una potenza uguale rispettivamente a 2 - 20 - 200 mW - 2W.

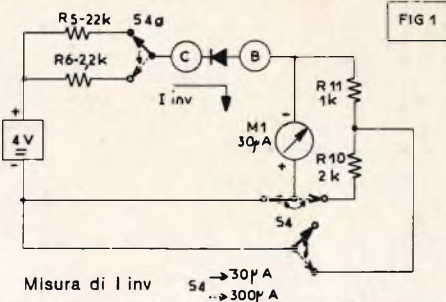
Taratura della corrente di collettore

(schema 1 fig. 4a).

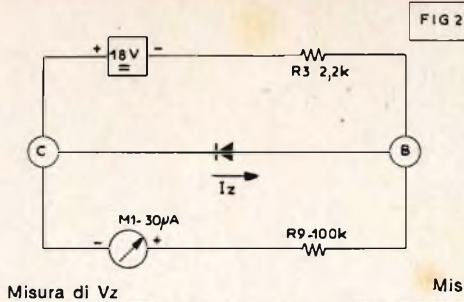
Il galvanometro $M1$ è collegato in parallelo sulle resistenze ($R12 - R13 - R14 - R15$) corrispondenti al valore di I_c scelto.

Agendo sul potenziometro $P2$ ($50\ \Omega$) si regola la corrente di base del transistor in prova fino a portare l'ago in corrispondenza ad un segno rosso indicato nel quadrante onde avere la tensione $V_{CE} = 2\text{ V}$ per ciascun valore di I_c (1 - 10 - 100 mA - 1A).

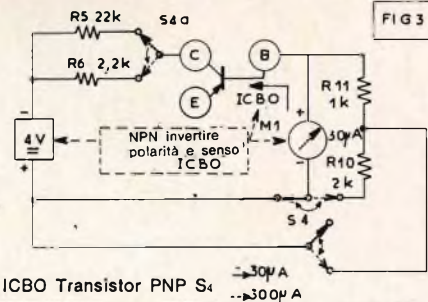
Effettuata la taratura secondo la scala scelta e le diverse combinazioni dei circuiti rappresentate nella fig. 4 b c d, si commuta sulla posizione **lettura** (schema 1 Fig. 5) e si effettua la lettura del guadagno su una delle due scale 100 o 300.



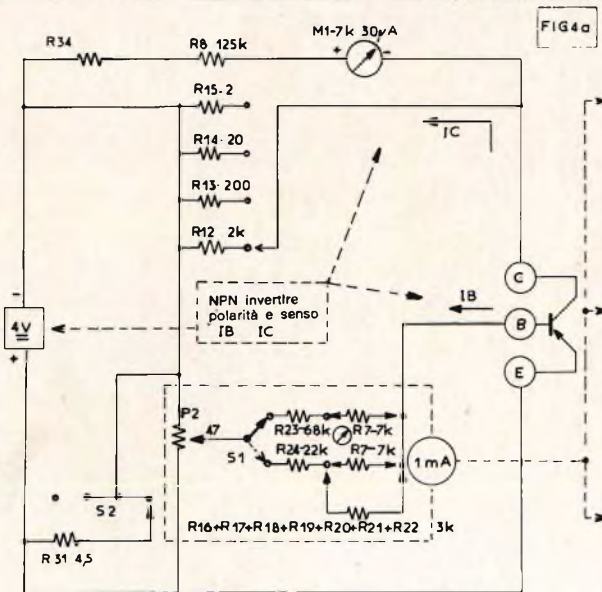
Misura di I inv
S4 → 30µA
→ 300µA



Misura di Vz

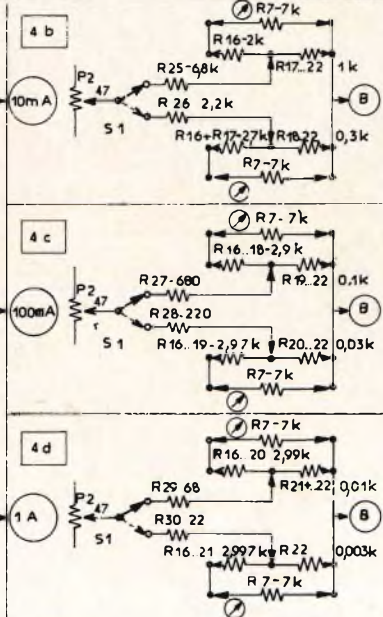


Misura di ICBO Transistor PNP S4 → 30µA
→ 300µA

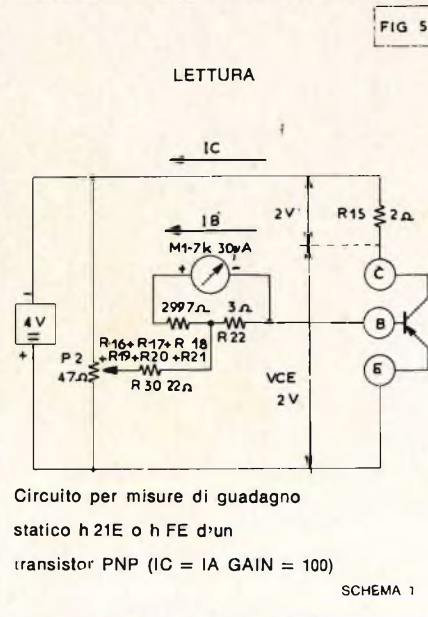


Taratura per misure di guadagno statico h_{21E} o h_{FE} d'un transistor PNP

S2 pour IC = 1 mA
S1 → GAIN 300
→ GAIN 100



S1 → GAIN 300
→ GAIN 100



Circuito per misure di guadagno statico h_{21E} o h_{FE} d'un transistor PNP (IC = IA GAIN = 100)

SCHEMA 1

Prova-Transistor 302A Metrix
Schema parziale di principio

UNITA' DI REGISTRAZIONE



**STEREO
HI-FI**

CARATTERISTICHE:

Risposta di frequenza:

30 ÷ 17.000 Hz (± 2 dB) a 19 cm/s.

40 ÷ 10.000 Hz (± 2 dB) a 9,5 cm/s.

60 ÷ 8.000 Hz (± 3 dB) a 4,75 cm/s.

Tre testine:

registrazione, riproduzione, cancellazione.

Bobine da 7" (18 cm).

Movimento a 3 motori.

Velocità di riavvolgimento:

360 metri al minuto.

Precisione della velocità:

migliore dell'1 %.

Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB.

Segnale massimo in uscita: 1 V.

Wow e flutter:

< 0,1 % a 19 cm/s.

Frequenza dell'oscillatore: 90 kHz.

Dimensioni:

405 x 420 x 200 mm.

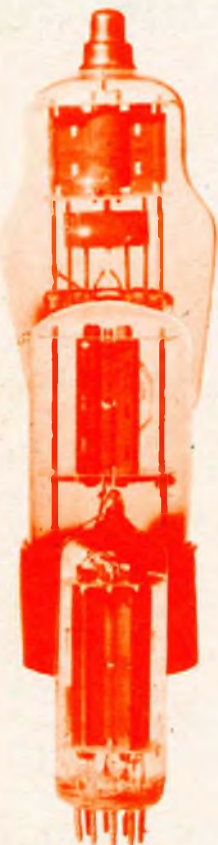
Mod. PD 102 (2 tracce) - G.B.C. S/178

Mod. PD 104 (4 tracce) - G.B.C. S/180

TRUVOX

**TRUVOX LTD.
NEASDEN LANE
LONDON
ENGLAND**

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

Alimentazione

Lo schema di principio della fig. 2 illustra anche il circuito di alimentazione, il quale fornisce le tensioni di 18 Vcc per i diodi Zener e di 4 Vcc per i transistori.

La tensione stabilizzata di 4 Vcc è ottenuta nel modo seguente: l'alimentazione fornisce in permanenza una corrente di 1A; la resistenza $R_{31} = 4,5 \Omega$, viene collegata in parallelo sul carico quando la corrente di collettore del transistor di prova è di 1 - 10 - 100 mA. La tensione di uscita (emettitore di TR 1) è funzione della tensione di base dello stesso transistor, la quale dipende dalla tensione di base del TR2 stabilizzate del diodo Zener D6 ed aggiustabile mediante il potenziometro P1.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Misura della corrente inversa dei diodi e della corrente I_{CBO} dei transistor:

Portate: 30 e 300 μ A.

Precisione: $\pm 3\%$ del valore massimo.

Tensione d'alimentazione del circuito: 4 V.

Controllo dei diodi Zener:

Tensione d'alimentazione del circuito: 18 V.

Resistenza di limitazione della corrente: 2,2 k Ω .

Potenza dissipata nel diodo: 30 mW circa.

Scala di misura: 0 \div 15 V.

Precisione: $\pm 3\%$ del valore massimo.

Misura del guadagno h_{z1E} :

Corrente di collettore: 1 mA - 10 mA - 100 mA - 1 A.

Precisione: $\pm 3\%$.

Tensione $V_{CE} = 2 V \pm 10\%$.

Potenza dissipata nel transistor: 2 mW - 20 mW - 200 mW - 2 W.

Scala di misura: 10 \div 100

30 \div 300

Precisione: 5%.

Dimensioni: 275 x 115 x 225 mm.

Peso netto: 3,6 kg.

RELÉ A THYRISTORI SENZA CONTATTI

Nelle applicazioni elettroniche ed elettromeccaniche in cui si fa uso dei relé convenzionali di tipo elettromagnetico, quando la frequenza delle commutazioni è notevole, a volte lo scatto del relé non è abbastanza rapido; e, a causa della scintilla che si produce all'apertura e alla chiusura dei contatti, sovente si ha una rapida usura dei contatti stessi. L'impiego di Thyristori permette di provvedere in modo statico alle commutazioni normalmente ottenibili con un relé elettromagnetico.

L'articolo che segue, tratto da *Electricité*, chiarisce i principi di funzionamento e fornisce alcuni esempi della tecnica di impiego di questi componenti semiconduttori.

Il thyatron solido, tuttora definito col termine convenzionale di **rettificatore con elettrodo di controllo**, o col termine inglese **Thyristor** non è altro che un dispositivo semiconduttore al silicio, caratterizzato da una notevole robustezza. Inoltre, le sue prestazioni — agli effetti delle possibilità di impiego — sono assai simili a quelle consentite da un thyatron a gas, con i vantaggi di una grande sicurezza di funzionamento, e di una sorprendente insensibilità alle variazioni di temperatura.

Il thyatron, sia esso a gas (a catodo caldo o a catodo freddo), o del tipo solido (al silicio), si comporta come un interruttore automatico in grado di consentire o di impedire il passaggio di una corrente elettrica attraverso un circuito qualsiasi. In sostanza, è uno di quei dispositivi che — nel linguaggio tecnico moderno — vengono definiti « tutto o niente », caratterizzati da due condizioni di operazione stabili. O esso

è **bloccato**, nel qual caso si comporta come un circuito aperto o come una resistenza di valore infinito, oppure è **sbloccato**, nel qual caso agisce esattamente come un collegamento di corto-circuito nei confronti della linea precedentemente aperta: ciò, grazie alla sua resistenza interna, di valore estremamente ridotto.

Ciò premesso, occorre rilevare che la prerogativa più interessante del thyatron consiste nel fatto che la quantità di energia necessaria per ottenere la commutazione può essere considerata praticamente irrilevante, rispetto alla quantità di energia che può circolare nel circuito comandato dal dispositivo. Infine, non è necessario che il segnale che determina la commutazione rimanga permanentemente applicato al thyatron. Esso è necessario soltanto durante il periodo in cui avviene la apertura o la chiusura del circuito, dopo di che il dispositivo rimane nello stato di conduzione o di interdizione in cui è sta-

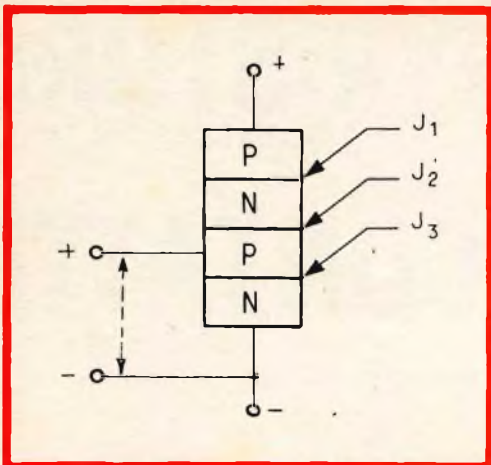


Fig. 1 - Struttura schematizzata di un thyatron solido. Esso consta di quattro strati sovrapposti di materiale semiconduttore, disposti alternativamente in elementi « P » ed « N ».

to predisposto, finché non arriva un altro segnale che ne inverte lo stato di funzionamento.

Da tutto ciò è facile dedurre che il thyatron non è altro che un relé statico con guadagno elevato, che permette di stabilire o di interrompere una corrente elettrica in un circuito, senza disporre di contatti elettrici, soggetti agli inconvenienti ai quali abbiamo accennato, e con una rapidità di azione assai maggiore di quella consentita da un vero e proprio relé.

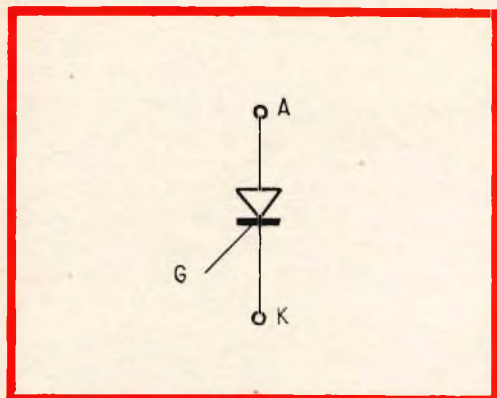


Fig. 2 - Rappresentazione schematizzata di un thyatron solido. A rappresenta l'anodo, K il catodo, e G l'elettrodo di controllo.

Il principio di funzionamento

Il più semplice elemento semiconduttore, vale a dire il comune diodo a cristallo, consiste soltanto in due regioni a conduttività opposta, di cui una di tipo « N », ed una di tipo « P », separate tra loro da una giunzione. Da questa struttura fondamentale è derivato il thyristore, ossia il thyatron solido, costituito sostanzialmente da quattro strati sovrapposti di materiale semiconduttore, aventi caratteristiche di conduttività alternate, e separati l'uno dall'altro da tre giunzioni.

La **figura 1** illustra in forma didattica la suddetta struttura, nella quale si osservano — a partire dall'alto — i quattro strati alternati « P-N-P-N ». J1, J2 ed J3 sono le tre giunzioni di cui si è detto.

In questo dispositivo, l'estremità « P » costituisce l'anodo contrassegnato dal segno « + », l'estremità « N » costituisce il catodo, contrassegnato dal segno « — », ed il penultimo strato, di tipo « P », costituisce l'elettrodo di controllo, contrassegnato solitamente « G » dal termine inglese « gate ».

La **figura 2** illustra invece il simbolo schematico universalmente adottato per rappresentare un thyristore. In esso, l'anodo è contrassegnato « A », il catodo « K », e l'elettrodo di controllo (che lo distingue dal comune simbolo del diodo a cristallo) è contrassegnato col simbolo « G » di cui si è detto.

Questo dispositivo, grazie alle sue particolari caratteristiche, può funzionare in due modi diversi. Il primo è rappresentato alla **figura 3-A**, nella quale si può notare che nessuna tensione risulta applicata all'elettrodo di controllo. Il secondo è rappresentato invece alla **figura 3-B**, nella quale un apposito commutatore permette di applicare — ove lo si desidera — una tensione all'elettrodo di controllo, fornita da una batteria avente il polo negativo in comune col circuito principale.

In riferimento alla **figura 3-A**, supponiamo che il catodo — a differenza del caso illustrato — venga portato ad un potenziale positivo rispetto a quello dell'anodo.

In tal caso, è ovvio che le due giunzioni esterne J1 e J3 risultano polarizzate in senso inverso. In queste condizioni, il thyristore si comporta esattamente come una unica giunzione, polarizzata in senso inverso, per cui non è possibile il passaggio di alcuna corrente.

Se ora invertiamo le polarità, facendole diventare come illustrate alla figura 3-A, l'anodo assume un potenziale positivo, mentre il catodo assume un potenziale negativo. In queste condizioni, entrambe le giunzioni esterne, J1 ed J3, vengono polarizzate in senso diretto, per cui potrebbero consentire il passaggio di una corrente elettrica. Ciò nonostante, la giunzione intermedia J2, che non aveva alcuna importanza nel caso considerato in precedenza, risulta qui polarizzata a sua volta in senso inverso, per cui anche in questo caso non è possibile un passaggio di corrente attraverso il dispositivo.

Prima di procedere, è però opportuno rammentare che la resistenza inversa di una giunzione non è mai di valore infinito. Tuttavia, esso è talmente elevato, che la debole corrente inversa che scorre in tale stato di polarizzazione è di intensità talmente ridotta, da poter essere considerata nulla agli effetti pratici.

In sostanza, le due estremità « P » ed « N » del dispositivo vengono a svolgere il ruolo di iniettori di portatori di corrente, in quanto sono in grado di iniettare cariche elettriche positive (cavità) o negative (elettroni), internamente alla giunzione centrale J2, alla quale sono affacciate.

Partiamo ora dal presupposto che sia possibile aumentare la tensione fornita dalla sorgente. Se ciò accade, l'anodo assume un potenziale progressivamente più positivo rispetto al catodo, per cui aumenta proporzionalmente il numero dei portatori di cariche iniettate al livello della giunzione centrale, il che provoca un aumento del campo elettrico presente all'interno di quest'ultima.

Quando il campo elettrico che si trova ai capi della giunzione interna supera il valore che corrisponde all'effetto valanga,

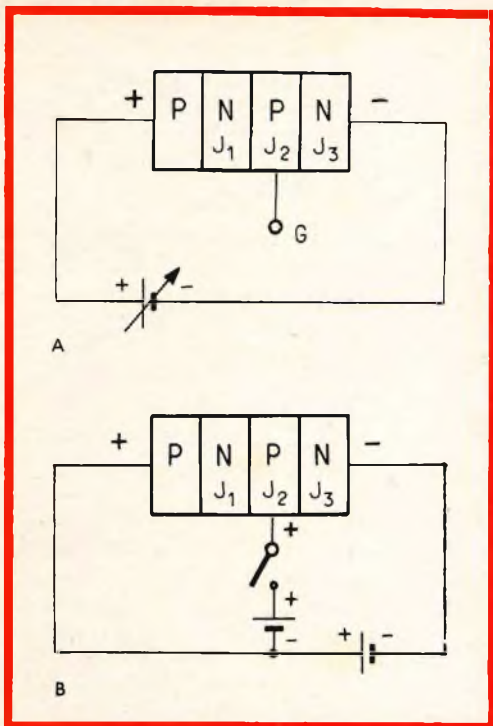


Fig. 3 - Schema semplificato di impiego di un thyristore solido. In A l'impiego avviene senza l'applicazione di una tensione all'elettrodo di controllo, che risulta invece presente in B.

lo stato in cui si trova il thyristore si inverte, per cui esso si comporta come se la giunzione interna fosse polarizzata nel senso favorevole alla conduzione. In queste condizioni, il dispositivo passa assai bruscamente allo stato di massima conduzione, mentre — nel medesimo tempo — la differenza di potenziale presente ai suoi capi (vale a dire tra l'anodo ed il catodo) si riduce con la medesima rapidità ad un valore minimo. In tal caso, si suol dire che il thyristore è **sbloccato**, o **innescato**.

Tale stato permane — come si è detto all'inizio — finché non interviene una causa esterna che lo modifica, facendolo tornare in condizioni di interdizione, ossia di massima resistenza interna.

Prendiamo ora in esame il circuito di cui alla figura 3-B, vale a dire con l'aggiunta di un potenziale applicabile all'elettrodo di controllo.

La sua influenza è tale che — se si applica a questo elettrodo una tensione positiva — si determina automaticamente un aumento dei portatori di cariche iniettati nella giunzione centrale, ad opera delle regioni esterne « P » ed « N » delle giunzioni esterne J1 ed J3.

In queste condizioni, l'estremità di tipo « N » del dispositivo inietta nella regione di tipo « P » che la segue (al livello della giunzione J3), degli elettroni che si diffondono alla volta della giunzione centrale J2. Quest'ultima, polarizzata in senso di non conduzione, attira gli elettroni, i quali hanno così la possibilità di raggiungere l'estremità « P » attraverso la giunzione J1, ad eccezione — tuttavia — di quelli che si ricombinano — durante l'attraversamento degli strati — con le cavità iniettate dalla regione di tipo « P » che costituisce la estremità opposta.

In modo del tutto analogo, l'estremità di tipo « P » del dispositivo inietta, al livello della giunzione J1, delle cariche positive (ossia delle cavità) nella regione di tipo « N » che la segue, le quali cariche positive si diffondono fino a raggiungere la estremità di tipo « N » attraverso la giunzione J3.

Ne consegue che il risultato diretto di questa iniezione di elementi portatori consiste in un aumento di intensità della corrente totale che scorre attraverso il thyristore. Non appena l'intensità di questa corrente raggiunge un valore tale da oltrepassare un certo valore limite, denominato **corrente di stasi**, il dispositivo entra totalmente in stato di conduzione, ossia si sblocca. Non appena ciò è accaduto, l'elettrodo di controllo non è più in grado di intervenire agli effetti della corrente che scorre nel circuito esterno: in altre parole, cessa di avere la sia pur minima influenza agli effetti del funzionamento del dispositivo.

Riassumendo, per ottenere l'innescò di un thyatron, esistono due metodi distinti:

1 - L'applicazione tra l'anodo ed il catodo di una tensione avente un valore superiore a quello necessario per provocare l'effetto valanga. In tal caso, il dispositivo

conduce automaticamente, anche nonostante la completa assenza di qualsiasi segnale di comando.

2 - L'applicazione all'elettrodo di controllo di una tensione di polarità positiva, avente un'ampiezza sufficiente. In tal caso, l'innescò si verifica con una tensione tra catodo ed anodo inferiore a quella necessaria nella condizione precedente.

Analogamente, per determinare il disinnescò di un thyatron, esistono due metodi distinti:

1 - Annullare completamente la tensione applicata tra il catodo e l'anodo (come quando — ad esempio — viene applicata una corrente alternata).

2 - Ridurre l'intensità della corrente anodica ad un valore inferiore a quello di regime.

Il grafico illustrato alla **figura 4** rappresenta la curva caratteristica della corrente che scorre in un thyatron, in funzione della tensione applicata ai suoi capi. In esso, tenendo conto che I_{g1} e I_{g2} sono due valori della corrente che scorre attraverso l'elettrodo di controllo, di cui la seconda maggiore della prima, è facile osservare che — quando questa corrente assume un'intensità nulla — la tensione presente tra il catodo e l'anodo cade bruscamente ad un valore minimo, dopo aver raggiunto il valore massimo V_{BO} , che rappresenta la tensione di innesco in senso diretto.

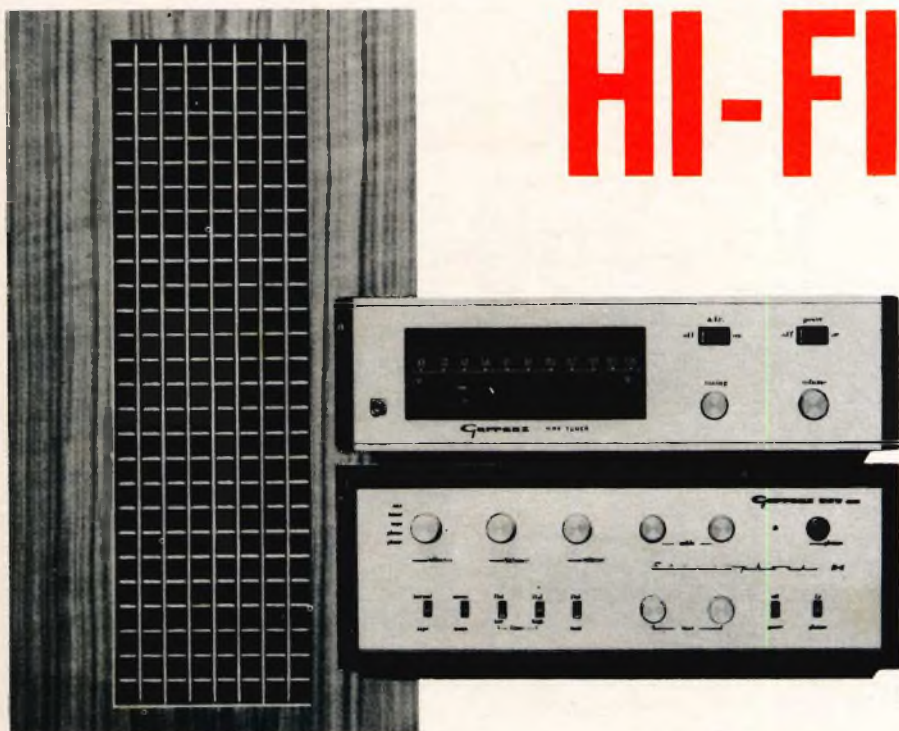
Se si ha il passaggio di una corrente di una determinata intensità nel circuito tra l'elettrodo di controllo ed il catodo, le correnti di fuga diretta ed inversa che scorrono attraverso il circuito tra catodo ed anodo aumentano di intensità.

CIRCUITO DI PRINCIPIO DI UN THYRISTORE USATO COME RELÉ

Dopo la necessaria premessa a carattere teorico, possiamo ora esaminare il circuito di principio mediante il quale è possibile sfruttare le caratteristiche di un thyristore; per farlo funzionare come un relé.

Garranz

HI-FI



Amplificatore stereo 50 W mod. G/PA50 - Potenza musicale per canale: 25 W - Distorsione: 0,2%
Risposta di frequenza: 10 ÷ 60.000 Hz - Impedenza: 4-8-16Ω - Dimensioni: 385x150x280 - **Z/670**

Amplificatore di potenza stereo mod. G/AP140 - Potenza music. per canale: 50 W - Distorsione: 0,1%
Risposta di frequenza: 5 ÷ 100.000 Hz - Impedenza: 4-8-16Ω - Dimensioni: 400x185x260 - **Z/672**

Preamplificatore stereo mod. G/P140 - Controlli: alti, bassi antirombo, antifruscio, fisiologico
Ingressi: microfono, testina magnetica di registrazione, sintonizzatore, registratore
Rapporto segnale/disturbo: 80 dB - Dimensioni: 410x150x210 - **Z/674**

Sintonizzatore FM stereo mod. G/S1 - Impedenza d'antenna: 300Ω - Distorsione: 0,2%
Risposta di frequenza: 30 ÷ 20.000 Hz - Dimensioni: 377x110x230 - **Z/676**

Diffusore acustico a tre vie mod. G/SMB 15 - Potenza: 15 W - Impedenza: 8Ω
Risposta di frequenza: 35 ÷ 15.000 Hz - Dimensioni: 380x660x270 - **A/868**

Diffusore acustico a due vie mod. G/SMB 20 - Potenza: 20 W - Impedenza: 16Ω
Risposta di frequenza: 30 ÷ 25.000 Hz - Dimensioni: 760x800x370 - **A/868-2**

Diffusore acustico a tre vie mod. G/SMB 30 - Potenza 30 W - Impedenza: 8Ω
Risposta di frequenza: 25 ÷ 25.000 Hz - Dimensioni: 760x800x440 - **A/868-4**

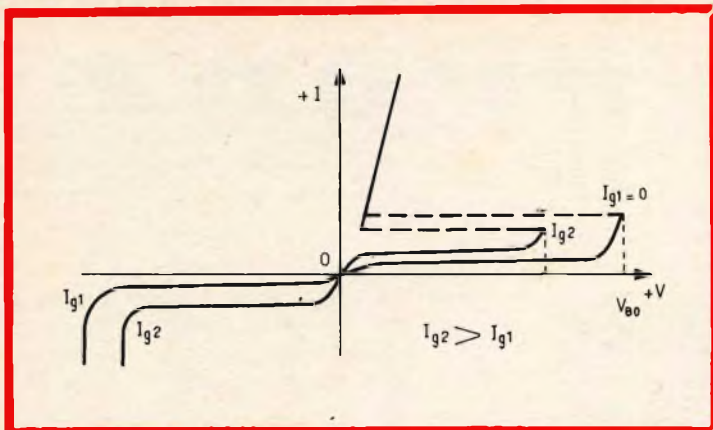


Fig. 4 - Grafico illustrante la curva caratteristica della corrente I , in funzione della tensione applicata V_{BO} . I_{g1} ed I_{g2} sono due valori diversi della corrente che scorre attraverso l'elettrodo di controllo, di cui la seconda è maggiore della prima.

Un esempio pratico è illustrato alla **figura 5**. In questa particolare applicazione, risulta possibile interrompere una corrente alternata che scorre in un circuito, senza impiegare contatti metallici, e con una rapidità dell'ordine corrispondente in modo approssimativo alla metà di un ciclo di quest'ultima.

L'elemento di interruzione consiste in due thyatron (contrassegnati Th nello schema), collegati tra loro in opposizione di fase ed in parallelo. Con questo sistema di collegamento, ciascuno dei due elementi semiconduttori è in grado di lasciar passare o di interrompere la corrente corrispondente ad una delle due alternanze (semiperiodi) della tensione alternata applicata all'ingresso del relé.

Il comando che determina il funzionamento di questo tipo di relé può essere costituito — come nel caso illustrato — da contatti di « marcia » e di « arresto » classici (contrassegnati rispettivamente « M » ed « A ») oppure da due elementi fotosensibili, contrassegnati nello schema P₁M e P₁A.

I circuiti di comando dei thyatron sono alimentati mediante un trasformatore, il cui primario è collegato alle estremità del circuito di utilizzazione tramite la resistenza R₆, ed il contatto di arresto « A ». Questi circuiti consistono in due generatori di impulsi, ciascuno dei quali impiega un diodo a doppia base, del tipo solitamente definito col termine di transistor a

giunzione singola. Inoltre, ciascuno dei due circuiti viene alimentato da un apposito secondario del trasformatore.

A questo punto, prima di procedere nella nostra esposizione, è opportuno richiamare alla memoria alcune nozioni relative a questo tipo di semiconduttore.

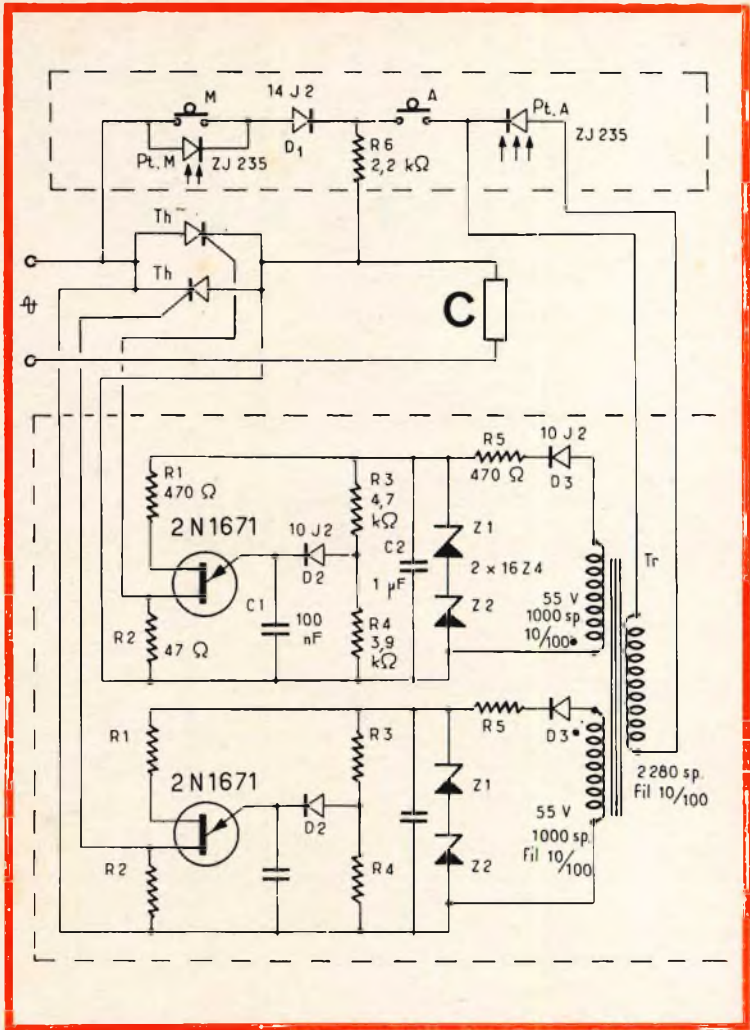
Il transistor a giunzione singola (o a doppia base)

Il diodo a doppia base consiste sostanzialmente in una barra di silicio del tipo « N » di grande resistività (dell'ordine cioè di 100 ohm per centimetro), alla quale è stata unita in lega una particella del medesimo materiale, ma di tipo « P », allo scopo di ottenere una giunzione « P-N », come si può osservare alla **figura 6**. Da ciò appare subito evidente che si tratta di un dispositivo a giunzione singola, per cui sembrerebbe che il termine che definisce il dispositivo sia inutile.

Alle due estremità del materiale semiconduttore di tipo « N » sono stati disposti due contatti ohmici, denominati BASE 1 e BASE 2.

L'elettrodo di tipo « P », disposto sull'altra faccia della barra di silicio, più vicino alla base 2 che non alla base 1, è un conduttore metallico che svolge il ruolo di emettitore. La **figura 7** indica la rappresentazione schematica del dispositivo così concepito.

Fig. 5 - Schema elettrico del relé elettronico a thyristori. La sezione superiore rappresenta l'organo di comando. La sezione inferiore costituisce il circuito del dispositivo elettronico. Tra le due sezioni è rappresentata la sorgente di tensione, unitamente agli elementi Th ed al carico di utilizzazione (C).



Il principio di funzionamento del diodo a doppia base consiste nel fenomeno della modulazione della conduttività nella regione della barra di silicio compresa tra la giunzione « P-N » dell'emettitore, e la base 1. In termini molto succinti, il funzionamento avviene come segue: in assenza di iniezione di elementi portatori di carica da parte dell'emettitore, la conduttività della barra di silicio è data da:

$$\sigma = qn\mu_n$$

nella quale

σ rappresenta la conduttività.

q rappresenta la carica elettrica dell'elettrode

n rappresenta la concentrazione di elettroni liberi per centimetro cubo

μ_n rappresenta la mobilità degli elettroni internamente al silicio.

Quando la giunzione viene polarizzata in senso diretto, vale a dire nel senso di conduzione, l'emettitore inietta delle cariche (ossia elementi portatori di cariche positive) internamente alla regione della barra di silicio situata tra l'emettitore e la base 1. In tali condizioni, la conduttività

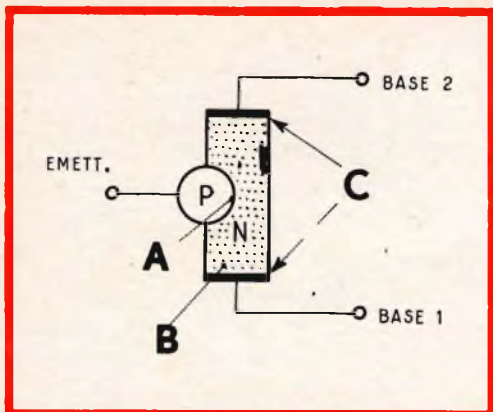


Fig. 6 - Struttura di principio di un diodo a doppia base. A rappresenta la giunzione di tipo « P-N », B la barra di silicio di tipo « N », e C i due contatti ohmici che fanno capo alle due basi.

da parte della barra stessa aumenta considerevolmente, e diventa:

$$= q (\rho \mu_p + \eta \mu_n)$$

nella quale

ρ rappresenta la densità delle cavità, e μ_p rappresenta il loro grado di mobilità.

Nel funzionamento normale del dispositivo, la base 1 agisce da elettrodo comune ai circuiti di ingresso e di uscita. Tra le due basi si applica una tensione U_{BB} la cui polarità è tale per cui la base 2 risulta positiva rispetto alla base 1, come si osserva appunto alla citata figura 7. Questa ten-

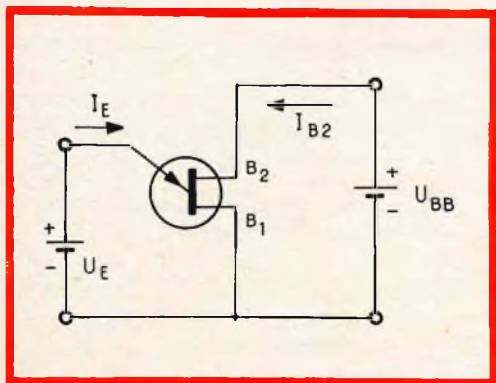


Fig. 7 - Rappresentazione simbolica di un diodo a doppia base (detto anche transistor a giunzione singola), e circuito di polarizzazione degli elettrodi.

sione produce — all'interno della barra di silicio — un campo elettrico, che si suddivide nella lunghezza della stessa barra, che si comporta pertanto come un partitore di tensione. In base a questa distribuzione del campo elettrico, tra l'emettitore e la base 1 si presenta una frazione della tensione totale applicata, rappresentata dal simbolo

$$\eta U_{BB}$$

nel quale η rappresenta il rapporto intrinseco di tensione, il cui valore numerico è una funzione della distanza che separa l'elemento dai due contatti di base.

D'altra parte, si applica una tensione positiva U_E direttamente tra l'emettitore e la base 1, in modo che la polarità positiva sia sull'emettitore, come si osserva alla figura 7. Se questa tensione ha un valore inferiore alla frazione ηU_{BB} , la giunzione dell'emettitore risulta polarizzata in senso inverso, per cui resta bloccata, e non viene percorsa che da una corrente di intensità assai ridotta. Per contro, se questa tensione è maggiore del valore ηU_{BB} , la giunzione tra l'emettitore e la base 1 risulta polarizzata in senso diretto (ossia nel senso di conduzione), per cui l'emettitore inietta delle cavità (cariche positive) nella barra di silicio.

Il campo elettrico che viene a crearsi all'interno di quest'ultima attira le suddette cavità verso la base 1. Da ciò deriva una conduttività (vale a dire una diminuzione della resistività) nella regione della barra compresa tra l'emettitore e la base 1.

Maggiore è la quantità delle cavità iniettate, minore è il valore di resistività che il materiale assume, per cui minore risulta anche la tensione presente tra l'emettitore e la base 1.

La caratteristica di ingresso, vale a dire la curva della funzione

$$U_E = f(I_E)$$

rappresentata alla **figura 8**, denota pertanto l'esistenza di una zona avente la caratteristica di resistenza negativa. Ciò significa che la tensione diminuisce quando la corrente aumenta.

SINTONIZZATORE UHF A TRANSISTOR

**TIPO 3122.108/
59501**

CON ACCORDO IN $\lambda/4$



DATI TECNICI:

Banda di frequenza: 470-890 MHz

Accordo linee di Lecher: $\lambda/4$

Portante audio F.I.: 40,4 MHz

Portante video F.I.: 45,9 MHz

Impedenza dell'antenna: 300 Ω simmetrici

Guadagno: circa 20 dB

Uscita della F.I.: accoppiamento capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita inclusa quella del cavo coassiale è circa 68 pF e dipende dall'accoppiamento e dalla qualità dei circuiti accordati.

Transistor impiegati: AF 186/83 amplificatore RF; AF 186/84 oscillatore-mescolatore.

Alimentazione: +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio oscillatore; +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio amplificatore R.F. Corrente complessiva \approx 8 mA (senza C.A.G.).

Tensione massima ammissibile all'ingresso senza apprezzabili segni di saturazione: 50 mV su 300 Ω di impedenza.

PHILIPS

Le prestazioni di questo sintonizzatore sono considerevolmente superiori a quelle di un analogo sintonizzatore a valvole; ciò è dovuto principalmente alle più favorevoli caratteristiche di rumore e di guadagno dei transistor.

L'accordo è ottenuto mediante condensatore variabile a 4 sezioni e linee di Lecher risonanti in $\lambda/4$. Anche il circuito di aereo può essere accordato consentendo un maggior guadagno e tasso di riflessione più basso.

Il selettore può essere fornito anche in esecuzione con controllo automatico di frequenza (C.A.F.).



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:5.



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:40.

Questi due tipi di demoltiplica vengono forniti a parte dietro richiesta.



PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 - MILANO

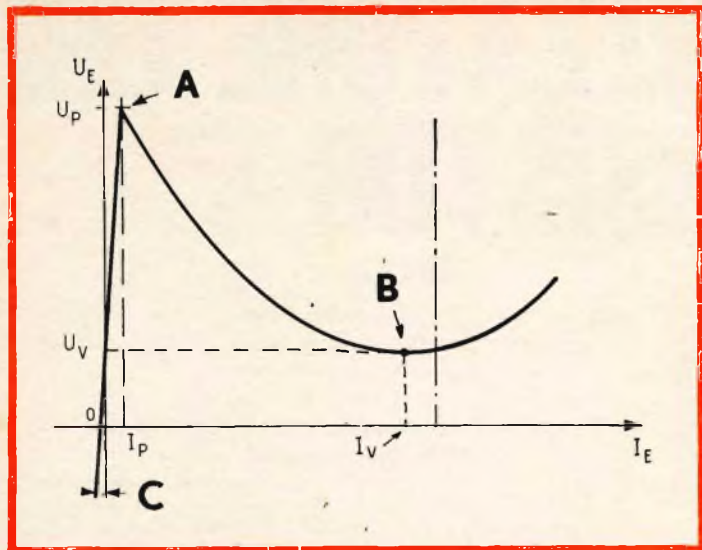


Fig. 8 - La caratteristica di ingresso di un diodo a doppia base presenta un effetto di resistenza negativa. A è il valore di valle della stessa, e C è la corrente inversa.

Generatore di impulsi

L'effetto della resistenza negativa presentato dalla caratteristica di un diodo a doppia base si presta in modo particolarmente favorevole all'impiego di questo semiconduttore nel campo delle oscillazioni a rilassamento.

La **figura 9** illustra lo schema — peraltro assai semplice — di un oscillatore di questo tipo. In esso, il condensatore C_T si

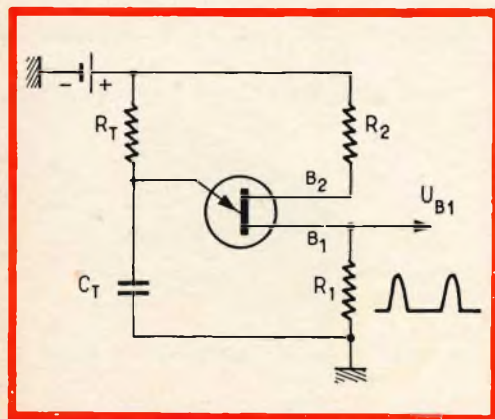


Fig. 9 - Schema elettrico di principio di un circuito per la produzione di oscillazioni di rilassamento (la cui forma d'onda è indicata a lato), funzionante con un diodo a doppia base.

carica attraverso la resistenza R_T , a partire dall'istante in cui il circuito viene messo sotto tensione, e fino all'istante in cui la tensione presente tra l'emettitore e la base 1 raggiunge il valore di picco. In quel preciso istante, il diodo entra in stato di conduzione, ciò che determina la scarica del condensatore attraverso la resistenza R_1 .

Quando ciò si verifica, la tensione presente tra l'emettitore e la base 1 inizia a diminuire di valore, e continua fino all'istante in cui il diodo cessa di condurre (ossia si blocca), dopo di che ha inizio un nuovo ciclo.

Il periodo T delle oscillazioni in tal modo prodotte può essere calcolato mediante la seguente formula:

$$T = 2,3 \log_{10} \frac{R_T \times C_T}{1 - \eta}$$

Funzionamento del relé

A questo punto, siamo perfettamente in grado di comprendere il funzionamento del circuito di cui alla figura 5.

Quando il contatto « M » (marcia) è chiuso, oppure il fotoelemento ad esso in parallelo viene illuminato, il che equivale a corto-circuitare i due contatti del comando

« M », il trasformatore Tr viene messo sotto tensione attraverso il diodo D1 ed il contatto « A », sempre che le relazioni di fase siano tali che la tensione istantanea di rete renda l'anodo di D1 positivo rispetto al relativo catodo.

La tensione fornita dal secondario del trasformatore viene rettificata ad opera del diodo D3 (con rettificazione ad una sola semionda), e la corrente pulsante che ne risulta carica il condensatore C2.

La tensione di carica di questa capacità viene stabilita ad opera della catena di diodi zener Z1 e Z2.

Il ponte costituito dalle due resistenze R3 ed R4, collegate in parallelo al condensatore C2, ha il compito di portare l'anodo del diodo D2 ad una tensione di valore inferiore a quello di innesco del transistor a giunzione singola. La capacità C1 si carica attraverso il diodo.

Durante il tempo in cui si svolge il semiperiodo della tensione alternata di alimentazione che rende conduttore il diodo D3, tutte le tensioni mantengono un valore costante. Quando il valore istantaneo della tensione di rete diminuisce, fino a raggiungere il valore zero, il condensatore C2 si scarica attraverso il ponte costituito dalle resistenze R3 ed R4, mentre C1 conserva la sua carica, in quanto il diodo D2 — essendo in stato di non conduzione — si oppone alla sua scarica attraverso la resistenza R4.

La scarica della capacità C2 determina una diminuzione di valore della tensione

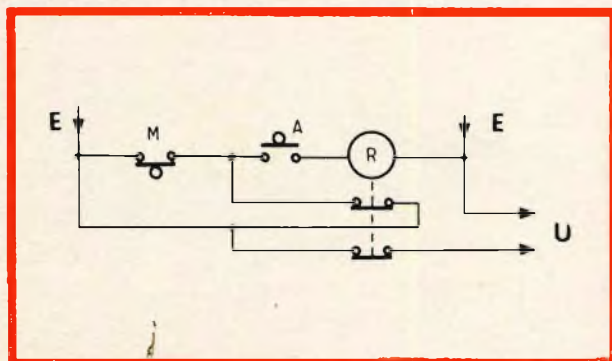
presente tra le due basi del transistor a giunzione singola, fino a raggiungere il valore di innesco stabilito dal condensatore C1. Successivamente, si ha il sorgere della corrente di emettitore, in seguito al quale si verifica una improvvisa diminuzione della resistenza tra l'emettitore e la base (effetto di resistenza negativa della caratteristica statica). Ciò — a sua volta — provoca la scarica del condensatore C1 attraverso la resistenza R2 facente capo alla base 1 del transistor a giunzione singola, e — quindi — attraverso l'elettrodo di controllo del thyatron solido.

La costante di tempo $(R3 + R4) \times C2$ viene calcolata in modo tale che questa scarica si verifichi in corrispondenza dell'inizio dell'alternanza (semi-periodo) della tensione alternata di alimentazione, condizione — come si è detto — indispensabile per il funzionamento.

Si può constatare che ciascun generatore di impulsi è alimentato da un thyatron, e comanda l'innesco del secondo.

Successivamente all'applicazione di un impulso tramite il contatto contrassegnato « M » (oppure dovuto all'illuminazione del fotoelemento P_iM), i due thyatron rimangono in stato di conduzione, e si mantengono in tale stato reciprocamente. Per bloccare questo loro stato di conduzione, è sufficiente interrompere l'alimentazione fornita dal trasformatore Tr, sia aprendo il contatto « A », sia illuminando il fotoelemento P_iA. Ciò mette in corto-circuito il primario del trasformatore.

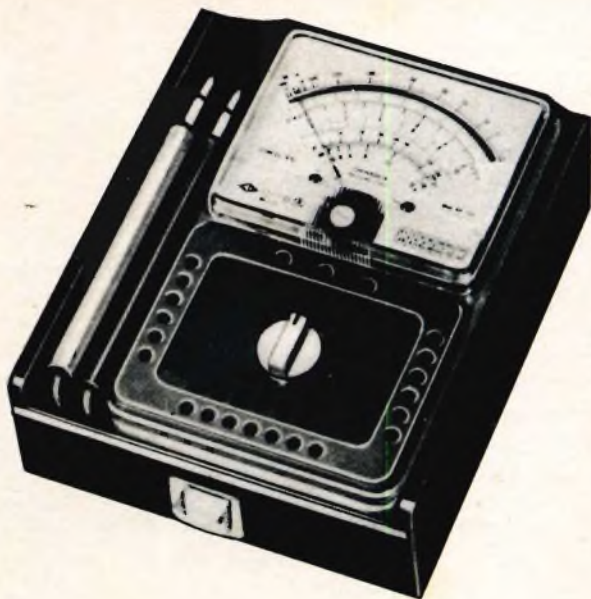
Fig. 10 - Circuito equivalente del dispositivo descritto. Il simbolo E identifica i terminali di ingresso. U rappresenta invece l'uscita alla quale viene applicato il dispositivo che viene comandato dal relé elettronico a thyristori.



NEW

ANALIZZATORE CHINAGLIA

mod. 660



Presentiamo ai nostri lettori il Tester AN. 660, il più recente risultato del Laboratorio Studi ed Esperienze Chinaglia.

È uno strumento che non teme confronti per le caratteristiche di qualità e di precisione proprie dei componenti impiegati; essi infatti sono pregiati e selezionati e si trovano soltanto in alcune apparecchiature di gran classe e da laboratorio.

Le resistenze di precisione sono del tipo a strato di carbone ed hanno una tolleranza del $\pm 1\%$ conformemente alle Klasse delle norme DIN 41.

Le boccole di contatto, costruite in Inghilterra dalla Ediswan, sono in bronzo fosforoso ed hanno prestazioni rispondenti alle più severe norme MIL.

I diodi al germanio ed al silicio della Philips fanno parte della serie professionale dei semiconduttori.

Le sezioni del commutatore di tipo professionale, con contatti in bronzo fosforoso argentati, costruite dalla Commutex sono in Superwagnerit cl. IV, e presentano delle caratteristiche dielettriche superiori a quelle comunemente usate.

È da tenere in giusta considerazione altri componenti usati nel campo strumenti di misura: potenziometri Lesa, condensatori ceramici, poliesteri Philips e resistenze di basso valore avvolte con filo di manganina.

Il cuore dell'apparecchio è costituito dal microamperometro Chinaglia, la cui robustezza è ormai risaputa e famosa. Lo strumento è racchiuso in una calotta di elegante disegno in metacrilato « cristallo » gran luce, mentre il pannello è realizzato in urea, materiale che resiste alle graffiature e mantiene nel tempo la primaria lucentezza.

Il quadrante e la targhetta anodica sono stati disegnati con la massima semplicità: le scale sono state ridotte al minimo, le varie boccole hanno una sola portata, così che l'impiego dell'analizzatore risulti evidente anche senza l'aiuto del libretto istruzioni.

DESCRIZIONE

L'AN. 660, data l'alta sensibilità (20.000 Ω/V sia in CC che in CA) è un apparecchio destinato al servizio Radio TV e TV a colori.

Il circuito in corrente alternata impiega 4 diodi al germanio collegati a ponte ottenendo così una sensibilità eccezionale per le portate voltmetriche ed un campo di frequenza lineare da 20 Hz a 20 kHz.

Sono pure previste le portate amperometriche in CA fino a 2,5 A. Il circuito Ohmmetrico è dimensionato per le misure di resistenza fino a 100 M Ω , e poiché l'alimentazione è a pile, consente di effettuare misure su apparecchiature con telaio sotto tensione. Detta caratteristica è di PRIMARIA IMPORTANZA.

Le misure di piccola capacità si effettuano con il capacimetro a reattanza alimentato dalla rete con tensione compresa tra 125 V e 220 V. Le misure di grande capacità si effettuano invece con il metodo balistico.

L'analizzatore AN. 660 può essere usato anche come millivoltmetro in corrente continua, infatti alla portata 50 μA corrispondono 300 mV.

Lo strumento è dotato di ampio quadrante a specchio per evitare errori di parallasse. Un dispositivo a semiconduttori protegge l'equipaggio mobile dello strumento da eventuali sovraccarichi per errate inserzioni, anche nel caso di inversione di polarità.

Per le pile di alimentazione dello strumento è stato ricavato un alloggiamento nel retro della scatola, accessibile all'esterno svitando l'apposita vite di chiusura dello sportello « Cambio Pila ».

Con ciò la sostituzione delle pile risulta molto agevole, impedendo eventuali manomissioni dei componenti il circuito ed eventuali avarie alle parti vitali dello strumento nel caso che le batterie dovessero solfatarsi; caso che può facilmente verificarsi negli apparecchi in cui la batteria è posta all'interno dello strumento.

Sia i componenti staccati che lo strumento finito vengono sottoposti a rigorosi collaudi da parte di personale altamente qualificato.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità: 20.000 Ω/V CC e CA.

Custodia: in materiale antiurto ad alta resistenza.

Strumento: Cl. 1,5 tipo a bobina mobile e magnete permanente. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato. Quadrante a specchio con 6 scale a colori. Indice a coltello. Vite esterna per la regolazione dello zero.

Protezione statica: dispositivo di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

Potenziometro: per la regolazione dell'indice a fondo scala, per le portate ohmmetriche e capacitive.

Commutatore: rotante per le inserzioni Vcc-Vca- Ω -pF-Acc-Aca.

Puntali: del tipo ad alto isolamento.

Ohmmetro: alimentato da pile interne. 2 pile da 1,5 V per le portate basse; 1 pila da 30 V per la portata 100 M Ω .

Capacimetro: con cordone di collegamento alla rete 125-220 Vca.

Semiconduttori impiegati: N. 4 diodi al germanio Philips OA/95; N. 2 diodi al silicio Philips OA/200.

PORTATE: 46.

Ingombro: 150 x 95 x 50 mm.

Peso: 620 gr.

Art. G.B.C. T/558-1

VERSIONE ANALIZZATORE AN. 660 SJ

con signal-injector

Il modello AN. 660 SJ si differenzia dal precedente, in quanto è dotato dell'iniettore di segnali e di una portata per la misura di bassi valori di resistenza (l portata da 0 a 1000 Ω con valore C.S. di 4,5 Ω).

CAMPO DI MISURE

Voltmetro in CC.	300 mV	5 V	10 V	50 V	250 V	500 V	1000 V
Voltmetro in CA.		5 V	10 V	50 V	250 V	500 V	1000 V
Amperometro in CC.	50 μ A	0,5 mA	5 mA	50 mA	500 mA	2,5 A	
Amperometro in CA.		0,5 mA	5 mA	50 mA	500 mA	2,5 A	
Output in dB	-10+16	-4+22	+10+36	+24+50	+30+56	+36+62	
Output in V B.f.	5 V	10 V	50 V	250 V	500 V	1000 V	
Ohmmetro	10 k Ω	100 k Ω	1 M Ω	10 M Ω	100 M Ω		
Capacimetro a reatt.	25.000 pF	250.000 pF					
Capacimetro balistico	10 μ F	100 μ F	1000 μ F				

INIETTORI DI SEGNALI

Funzionamento a multivibratore.

Transistori impiegati: N. 2 al germanio tipo OC 76.

Frequenza fondamentale: 1 kHz.

Tensione d'uscita: 4 Vpp.

Massima tensione applicabile al puntale: 400 V.

Corrente assorbita: 380 μ A.

L'INIETTORE DI SEGNALI è uno strumento di valido aiuto nella riparazione di radiorecettori, amplificatori e televisori (sezione audio) siano essi a valvole o a transistori.

Il segnale presente all'uscita copre la gamma delle onde medie e delle onde corte e pertanto un normale radiorecettore può essere controllato stadio per stadio dall'antenna all'altoparlante.

Nei radiorecettori a modulazione di frequenza può venire convenientemente impiegato anche negli stadi di alta e media frequenza, come modulatore dell'oscillatore locale. L'alimentazione del circuito è ricavata dalle pile dell'ohmmetro dello strumento stesso.

PANORAMA RADIOFO

AFRICA

ALGERIA (République Algérienne Démocratique et Populaire)

(Lingua ufficiale l'arabo, comuni il francese, e dialetti berberi).

Amministrazione: Radio Algerie, 21 Boulevard des Martyrs, Alger.

ONDE MEDIE (kHz): Ayn al Bayda **529**; Orano **548**; Touggourt **557**; Laghouat **575**; Bouira **692**; Tlemcen **746**; Setif **854**; Alger II **890**; Alger I **980**; Tanger III **1016**; Souk Ahras **1079**; Orano, Costantine **1142**; Orano, Costantine **1304**; Alger **1421**; Michellet **1570**; Bougie **1594**.

ONDE CORTE (kHz): 6050, **6080**, 6160, **6175**, **9510**, **9685**, **11835**, **15225**, **15375**.

STAZIONI FM: sono in preparazione alcuni trasmettitori.

STAZIONI TV (MHz): Alger, Chrea, F6, (162,25-173,40); Costantine Bellevue, lizi, Ouzou, Beloua, F7, (177,15-188,30); Oran, Perret, F8, (186,55-175,40); Alger, Matifou, F11, (203,45-214,60); Oran-Tessala F12, (212,85-201,70).

BURUNDI (Royaume de Burundi)

(Lingua ufficiale francese, popolari dialetti bantu e il kirundi).

Amministrazione: Radio Burundi, Postal Box 1900 Bujumbura; Radio Cordac (Corporation Radiodiffusion Afrique Central) Postal Box 1140 Bujumbura.

ONDE MEDIE (kHz): Bujumbura **1165**; 9UB93 **1400**.

ONDE CORTE (kHz): Bujumbura 3300, Cordac **3970 (3985)**; Usumbura 4800; Bujumbura 4790; Cordac **4920**; Bujumbura **6195**.

Radio Cordac invia gratuitamente il bollettino **New Flashes**.

CAMERUN (République Fédérale du Cameroun)

(Lingue ufficiali francese ed inglese, popolari sudanesi, semibantu e bantu).

Amministrazione: Radiodiffusion du Cameroun, Postal Box 281 Yaounde; Radio Douala, P.B. 986 Douala; Radio Garoua P. B. 103 Garoua; Radio Buea P. B. 281 Yaounde.

ONDE MEDIE (kHz): Le stazioni in funzione attualmente sono sottolineate: Douala 534; **Garoua 1348**; Garoua 1400; **Douala 1448**; Yaounde 1538; **Yaounde 1286**.

ONDA CORTA (kHz): Buea **5985**, 6005; Garoua **5010**; Douala (FLA6) **6115**; Yaounde **4975**, **6040**.

Non esistono attualmente stazioni FM e TV.

CENTROAFRICANA (Repubblica) (République Centrafricaine)

(Lingue ufficiali francese e sangho, popolari dialetti sudanesi).

AMA NICO

Amministrazione: Radiodiffusion Nationale Centre-Africaine, Postal Box 940, Bangui.

ONDE MEDIE (kHz): Bangui **1570**.

ONDE CORTE (kHz): Bangui **5035, 6100, 7220**.

CIAD (République du Tchad)

(Lingua ufficiale il francese, popolari l'arabo, sara, e dialetti sudanesi).

Amministrazione: Radiodiffusion Nationale Tchadienne, Postal Box 168 Fort Lamy.

ONDE MEDIE (kHz): Fort Lamy 1466; Fort Lamy **1538**.

ONDE CORTE (kHz): Fort Lamy **4905, 6165, 9615**.

CONGO (République du Congo - Brazzaville)

(Lingua ufficiale francese, popolare il bantu).

Amministrazione: Radio Brazzaville, Postal Box 108 Brazzaville. Radiodiffusion Television Congolaise, P.B. 2241 Brazzaville.

ONDE MEDIE (kHz): Brazzaville 1385, Brazzaville **1407, Brazzaville 1484**.

ONDE CORTE (kHz): **3265, 4800, 4830, 4845, 5970, 7105, 7175, 9715, 9720,**

9730, 11710, 11725, 11930, 11950, 11970, 15190, 15445, 17720, 21500.

TELEVISIONE (MHz): Brazzaville 199,25-205,75.

CONGO (République Démocratique du Congo - Leopoldville)

(Lingua ufficiale francese, lingue popolari kiluba, lingala, kikongo, kiswahili ed altre bantu).

Amministrazione: Radiodiffusion République Démocratique du Congo, Postal Box 3171 Leopoldville. Radio Elisabethville P. B. 1938 Elisabethville; Radio College Elisabethville; Radiodiffusion Uafc P.B. 97 Elisabethville, Radio College Albert-Leo, P.B. 3165 Kalina-Leopoldville.

ONDE MEDIE (kHz): Leopoldville **1331**; Radio College **1500** (Elisabethville).

È prevista per il 1967 l'installazione di stazioni a Coquilhatville, Stanleyville, Bukavu, Luluabourg, e l'aumento della potenza di quelle esistenti.

ONDA CORTA (kHz): Albertville 10675, Bakwango 7295, Coquilhatville **5995**, Elisabethville, R. College **3390, 3950**, R. Katanga 4980, 11865, Elisabethville 5900, 5935, 5955, 6055, 7205, 9545, 11705, 11865, 11955, Leopoldville 3995, 4710, **4725, 4880, 7130, 7170, 9780, 11720, 11795, 11830**, Luluabourg 6125, Stanleyville **6085**, R. College **5050, 7200**.

COSTA D'AVORIO (République de la Côte-d'Ivoire)

(Lingua ufficiale il francese, popolari linguaggi sudanesi e kwa).

Amministrazione: Radiodiffusion Television Ivoirienne P.B. 2261 Abidjan.

ONDE MEDIE: Abidjan II **1240**, Bouake 1240, Abidjan I **1493**, Bouake, Abidjan 1554, Bouake 1578. (È previsto il seguente piano: Man 540, Bouake 640, Sassandra 850, Odiene 930, Daloa 1190, Bondoukou 1350, Bouake 1578).

ONDE CORTE: Abidjan **3240, 4810,**

4940, 6015, 7135, 7215, 9670, 11555, 11815, 11820.

TELEVISIONE (MHz): Abidjan 207,25 - 213,75 (625 linee), Bouake 199,25-205,75.

DAHOMEY (République du Dahomey)

(Lingua ufficiale il francese popolari, kwa, ewe, semibantu).

Amministrazione: Radiodiffusion Dahomey, P.B. 366 Cotonou.

ONDE MEDIE: Cotonou **1475**, Cotonou 1602 (probabile Parakou 1598).

ONDA CORTA: Cotonou 3270, 4870.

EGITTO (RAU) - (Al-Jumhuriya al-Arabia al-Muttahida)

(Lingua ufficiale l'arabo, molto usati il francese e l'inglese, conosciuti l'italiano, il greco e lo spagnolo).

Amministrazione: RAU Bdc TV Corporation - Cairo P.B. 1186.

ONDE MEDIE: Cairo Abu Zaabal **557**, Beni Suef **603**, Batra **620**, Cairo Abu Zaabal **708**, Cairo **773**, Batra **818**, Cairo **873**, Giza **926**, Cairo **980**, Minia, Luxor **1079**, Sohag **1142**, Assuan, Quena, **1178**, Alexandria, Assuan **1277**.

ONDE CORTE: 3295, **6080**, 6215, **7050**, **7075**, **7140**, **7215**, **9475**, **9495**, 9515, **9550**, 9570; 9595, 9560, 9660, **9685**, **9700**, **9715**, **9750**, 9755, **9775**, 9780, 9785, 9795, **9790**, 9795, **9815**, 11415, 11665; 11690, **11745**, 11765, **11805**, **11855**, **11870**, 11875, **11915**, 11935, **11940**, **11965**, **11980**, 12050, 15100, **15115**, **15210**, 15275, **15290**, **15350**, 15365, 15390, 15430, **15435**, **15475**, **17690**, **17710**, **17720**, 17730, **17780**, 17790, **17805**, 17865, 17875, 17905, 17920.

Notiziari in lingua italiana: (ore GMT): 1830-1930 9475, 11965.

STAZIONI FM (MHz): Cairo 88,0; 88,2; 88,9; 89,5; 90,5; 94,7; 99,0.

STAZIONI TV (MHz): Cairo 1, Assuan, Mallawi, 5, (175,25-180,75); Alexandria 1, Ismailia, Damietta, Maghagha, 6, (182,25-187,75); Cairo 2, Qusiya, 7, (189,25-194,75); Mansourah, 8, (196,25-201,75); Sueza, Cairo 3, Alexandria 2, El-Minya, Kassassin, 9, (203,25-208,75); Tanta, Port Said, Assiut, 10, (210,25-215,75); Bush 11, (217,25-222,75).

ETIOPIA (Yatyiopya Nigusa Nagast Manguist)

(Lingua ufficiale ahmarica, comuni il tigré, il tigrino, galla, sidama, somali, danicali ed altre lingue semitiche e camitiche. Comuni l'italiano e l'inglese).

Amministrazione: Radio Etiopia, Ministero Informazione Postal Box 1364 Addis Ababa. Ethiopian Television Sce. P.B. 1020 Addis Ababa.

ONDE MEDIE: Harra 560, Massoua 590, Dessie 630, Gondar 670, Lekempti 710, Dilla 810, **Harrar 840**, Addis Ababa **870**, Gimma 908, Asmara **940**, Addis Ababa 998, Asmara Marina 1205. (Attualmente sono in funzione solo le stazioni sottolinate altre sono di prossima installazione).

ONDE CORTE (kHz): Addis Ababa 4905, 5010, **5050**, **6010**, **6185**, 7165, **7265**, 7290, 9535, **9565**, **9610**, 9595, 9630, 9645, 9665, 9690, **9705**, **9755**, 11755, 11760, 11770, 11845, **11875**, **11890**, 11895, 11935, 11940, 11950, 15265, 15300, 15345, 15365, 15400, **15410**.

Molte di queste frequenze sono dalla Voce di Gospel (chiesa luterana) P.B. 654 Addis Ababa.

STAZIONI TV (kHz): Addis Ababa 189,25-194,75 (625 linee).

GABON (République du Gabon)

(Lingua ufficiale il francese, locale il bantu).

Amministrazione: Radiodiffusion et Television dj Gabon, P.B. 150 Libreville.

ONDE MEDIE (kHz): Libreville **1313**, Libreville **1520**.

ONDE CORTE: Franceville 6030, Libreville **4777**, 4815, 484, **7270**.

TELEVISIONE (MHz): 77,25-83,75.

GAMBIA

(Lingua ufficiale l'inglese, locali dialetti mandinka, fula e wolof).

Amministrazione: Radio Gambia - Bathurst.

ONDE CORTE (kHz): Bathurst **4820**.

GHANA (Republic of Ghana)

(Lingua ufficiale l'inglese, comuni dialetti twi, kwa, fanti ed altri sudanesi).

ONDE CORTE (kHz): Accra **3240**, **3280**, **3350**, **3365**, **4825**, **4915**, 4980, **6070**, 6110, **6130**, 6135, 6180, **9545**, **9690**, **11800**, 15190, **15285**, 17755, **17910**, **9760**, **11800**, 15190, **15285**, 17755, **17910**, **21545**, 21610, **21720**, 23795, Ejura 5990, 6030.

Amministrazione: Ghana Radio and TV, P.B. 1633 Accra.

TELEVISIONE (MHz): Tamale 5 (175,25-180,75), Adjankote 4 (62,25-67,75), Yamasi 3 (55,25-60,75), Kissi 2 (48,25-53,75).

GUINEA (République de Guinée)

(Lingua ufficiale francese, comuni dialetti sudanesi quali kissi, malinke e fulbe).

Amministrazione: Radiodiffusion National P. B. 617 Conakry.

ONDE MEDIE (kHz): Conakry **1403**, Conakry 1594.

ONDE CORTE (kHz): **3385**; 4810, **4910**, **6155**, **7125**, **9650**, 10450, **11963**.

KENYA (Jamhuri ya Kenya)

(Lingue ufficiali swahili ed inglese, comuni il kikuyu, il kamba ecc.).

Amministrazione: Voice of Kenya Bc and Tv, P.B. 30456 Nairobi.

ONDE MEDIE (kHz): Nairobi **683**, Nairobi **746**, Mombasa **791**, Nairobi **863**, Kisumu **953**, Nakuru 1196, Nairobi **1268**, Mombasa 1304, Nairobi 1448.

ONDE CORTE (kHz): Kisumu **4805**, **7290**, Mombasa 4965, Nairobi 3315, **4855**, 4860, 4885, **4935**, **7125**, 7140, **7150**, 7210, **7240**.

TELEVISIONE: Nairobi E4 (62,25-67,75), E2 (48,25-53,75).

LIBERIA (Republic of Liberia)

(Lingua ufficiale l'inglese, comuni mende, tan, mande-fu, kru ed altre sudanesi).

Amministrazione: Liberian Broadcasting and TV P.B. 594 Monrovia.

ONDE MEDIE (kHz): Monrovia 566, Monrovia **650**, Monrovia **710**.

ONDE CORTE (kHz): 3965, **3225**, 3255, 3365, 3990, **4770**, 5030, 6035, 6075, 6165, 7135, 7255, 7265, 9520, 9530, **9555**, 9565, 9590, 9660, 9675, 11715, 11740, 11760, 11790, 11840, 11880, 11950, **11975**, **15155**, 15265, 15270, 15315, 15445, 17815, 17820, 17860, 17870, **21535**, 21670.

ONDE CORTE (Voce dell'America): 3990, 6020, 6035, 6090, 6165, 7135, 7195, 7280, 9530, 11705, 11760, 15265, 15265, 15270, 15315, 15360, 15445, 21670.

LIBIA (Al-Mamlaka al-Libiyya)

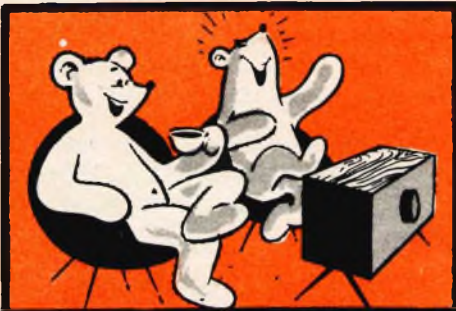
(Lingua ufficiale l'arabo ed anche il berbero, comuni l'inglese e l'italiano).

Amministrazione: Libian Bcstg. Sce. P.B. 274 Bengasi.

ONDE MEDIE (kHz): El Beyda **674**, Bengasi **833**, Tripoli **990** (AFS), Tripoli **1052**, Tripoli 1214, Tripoli **1394** (BFS), Bengasi **1484**.

ONDE CORTE: 5965, 7165, 9565, 3305, 3905, 4930, 6025, 7275, 9895, 11960.

Esiste una stazione televisiva gestita dalle forze armate americane.



**VIDEO
RISATE**

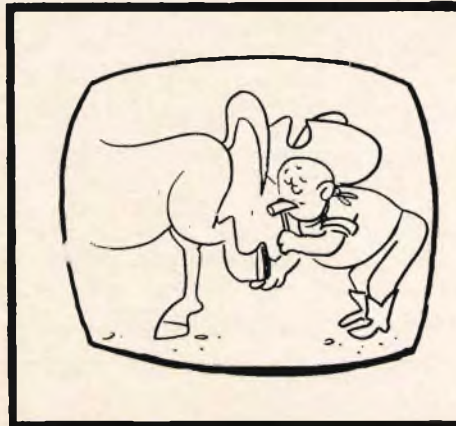
TELE - WEST



« Quanto mi devi amare, tesoro... Sappesi come ti batte forte il cuoricino!... ».



« Mi dispiace, mister, ma da noi i contratti si firmano così... ».



LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte Quindicesima - INTERPRETAZIONE DELLE CARATTERISTICHE

Come avevamo premesso, questo articolo chiude la serie dedicata alle valvole termoioniche riceventi. Dopo aver passato in rassegna i principi che ne governano il funzionamento, i vari circuiti di impiego, e gli accorgimenti necessari per sfruttarne al massimo le prestazioni, esamineremo in quest'ultima occasione il metodo di interpretazione delle loro caratteristiche.

È infatti noto che ogni fabbricante di valvole termoioniche, siano esse semplici o complesse, fornisce dei dati relativi ad ogni tipo prodotto, che sono indispensabili al tecnico progettista per impiegarle nel modo dovuto. Tali dati vengono forniti sotto forma di valori dei parametri di funzionamento, che — spesso — risultano incomprensibili, a meno che non se ne conosca l'esatto significato.

Naturalmente, non è possibile svolgere l'argomento per esteso: ci limiteremo perciò a fornire quei ragguagli che — in determinati casi — possono essere di grande utilità.

I dati caratteristici del funzionamento delle valvole comprendono le caratteristiche tipiche individuali, i valori pratici di impiego riferiti alle condizioni di funzionamento, nonché le curve caratteristiche.

I valori delle tensioni di polarizzazione di griglia, delle tensioni di alimentazione degli altri elettrodi, e di quelle che devono essere fornite dall'alimentatore, vengono indicate in riferimento ad un determinato « punto » come segue:

Per i tipi provvisti di filamenti alimentati in corrente continua, il terminale negativo del filamento viene considerato come **punto di riferimento** nei confronti delle

tensioni applicate agli altri elettrodi. Per i tipi provvisti di filamento alimentato in corrente alternata, come punto di riferimento viene considerato il punto centrale (vale a dire la presa centrale applicata sul secondario del trasformatore che provvede a fornire la tensione di accensione, oppure la presa centrale presente nella resistenza connessa in parallelo al filamento). Infine, per i tipi provvisti di catodi unipotenziati a riscaldamento indiretto, il **catodo** costituisce il punto di riferimento.

I dati caratteristici vengono stabiliti su prototipi delle valvole elettroniche, allo scopo di aiutare i progettisti a sfruttare le

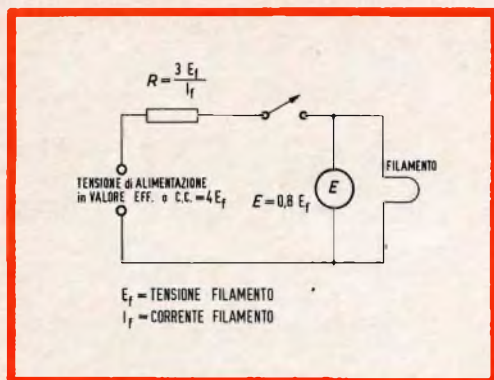


Fig. 124 - Circuito per la determinazione del tempo di riscaldamento di un filamento, durante il quale la tensione presente ai suoi capi raggiunge l'80% del valore nominale.

caratteristiche di funzionamento e le possibilità offerte da ciascun tipo di valvola, in modo da trarne il massimo delle prestazioni. I valori vengono inoltre forniti in riferimento a quelle caratteristiche il cui studio e la cui sperimentazione devono essere considerati entro determinati limiti, al fine di assicurare un funzionamento soddisfacente.

Nell'industria delle valvole elettroniche vengono usati tre sistemi per enunciare le caratteristiche di funzionamento. Il sistema più vecchio è noto come **Sistema Massimo Assoluto**; il sistema successivo è quello creato dal « Centro di Progetto » e l'ultimo — ossia il più nuovo — è il sistema definito **Massimo di Progetto**. Le definizioni di questi sistemi sono state formulate in America dalla « Joint Electron Tube Engineering Council » (JETEC), e standardizzate dalla Associazione Nazionale dei Fabbricanti di Materiale Elettrico, e dalla Associazione Industrie Elettriche: Il loro significato è il seguente:

I valori nel sistema Massimo Assoluto sono valori **limitanti** che non devono essere superati con nessun tipo di valvola analogo al prototipo di riferimento, in nessun tipo di condizione di funzionamento. Questi valori vengono usati solo in casi rari, per le sole valvole riceventi, mentre sono usate in genere per le valvole di tipo trasmettente e per i tipi industriali.

I valori del sistema Centro di Progetto sono anch'essi valori limitanti che non devono essere superati con un determinato tipo di valvola avente caratteristiche eguali a quelle pubblicate, nelle normali condizioni di funzionamento. Questi valori, che tengono conto delle tolleranze per le normali variazioni sia delle caratteristiche stesse delle valvole che delle condizioni di funzionamento, sono stati usati per numerosi tipi di valvole prima del 1957. In genere, a meno che non venga precisato diversamente, per le valvole riceventi le caratteristiche vengono enunciate con questo sistema.

I valori secondo il sistema Massimo di Progetto sono infine anch'essi valori limitanti che non devono essere superati con una valvola del tipo specificato, ed avente caratteristiche eguali a quelle pubblicate, in nessuna condizione di funzionamento.

Questi valori tengono conto delle normali variazioni delle caratteristiche, ma non delle variazioni eventuali delle condizioni di funzionamento. Questo sistema di enunciare le caratteristiche delle valvole riceventi è stato adottato nel 1957.

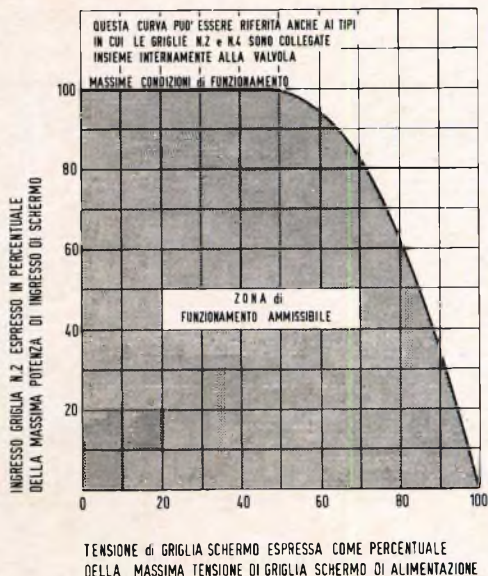
In linea di massima, il significato dei valori di tensione e di corrente è intuitivo; tuttavia, una breve spiegazione degli altri valori sarà di aiuto per comprendere la tecnica di interpretazione delle caratteristiche delle valvole.

Per **tempo di riscaldamento del filamento** si intende il tempo necessario affinché la tensione applicata ai capi del filamento raggiunga l'80% del valore nominale, nel circuito illustrato alla **figura 124**. In esso, il filamento viene collegato in serie ad una resistenza avente un valore pari a tre volte quello nominale che il filamento presenta in condizioni di funzionamento (ossia $R = 3E_f : I_f$), dopo di che si applica una tensione avente un valore pari a quattro volte quello dichiarato per l'accensione del filamento ($V = 4E_f$).

Il tempo di riscaldamento si intende trascorso quando si ha che E assume il valore di $0,8 E_f$.

La **dissipazione di placca** è la potenza dissipata sotto forma di calore della placca,

Fig. 125 - Grafico illustrante la percentuale della potenza di ingresso di griglia schermo, in funzione della percentuale della tensione massima di alimentazione. Nella zona in ombra delimitata dalla curva si hanno tutti i punti in cui è ammissibile l'impiego della valvola.



per effetto del bombardamento di elettroni. Essa rappresenta la differenza tra la potenza fornita alla placca della valvola sotto forma di energia di alimentazione, e la potenza fornita dalla valvola stessa al carico, sotto forma di segnale utile di uscita.

Per **caratteristica di ingresso della griglia n. 2** (ossia della griglia schermo), si intende l'ammontare della potenza applicata a questo stesso elettrodo, ed è costituita essenzialmente dalla potenza dissipata sotto forma di calore per effetto del bombardamento di elettroni.

Con i tetrodi e i pentodi, la potenza dissipata nel circuito di griglia schermo viene sommata a quella dissipata nel circuito di placca, per ottenere la potenza totale di ingresso di dissipazione anodica.

Quando la tensione di polarizzazione della griglia schermo viene fornita tramite una resistenza di caduta collegata in serie all'elettrodo, la massima tensione di griglia schermo può essere superata, purché non venga però superato il valore massimo della dissipazione di potenza, con qualsiasi condizione di applicazione del segnale, e purché la massima tensione di griglia scher-

mo non venga superata in condizioni di massima ampiezza del segnale di ingresso. Se queste condizioni vengono rispettate, la tensione di schermo può raggiungere, ma non superare, la massima tensione che può essere applicata alla placca.

Nei confronti di certi tipi di valvole amplificatrici di tensione, la massima potenza di ingresso ammissibile della griglia schermo varia col variare della tensione applicata al medesimo elettrodo, come risulta evidente osservando la **figura 125**. (Questa curva non può però essere applicata ai tipi di valvola diversi da quello per il quale è stata enunciata).

La massima dissipazione di potenza della griglia schermo è ammissibile per tensioni di schermo fino al 50% del massimo valore ammissibile. Dal punto corrispondente al 50%, fino a quello corrispondente alla massima tensione applicabile, la dissipazione di potenza dello schermo stesso deve essere diminuita in modo corrispondente. La diminuzione della potenza di ingresso ammissibile presenta un andamento che può essere rappresentato con una curva parabolica.

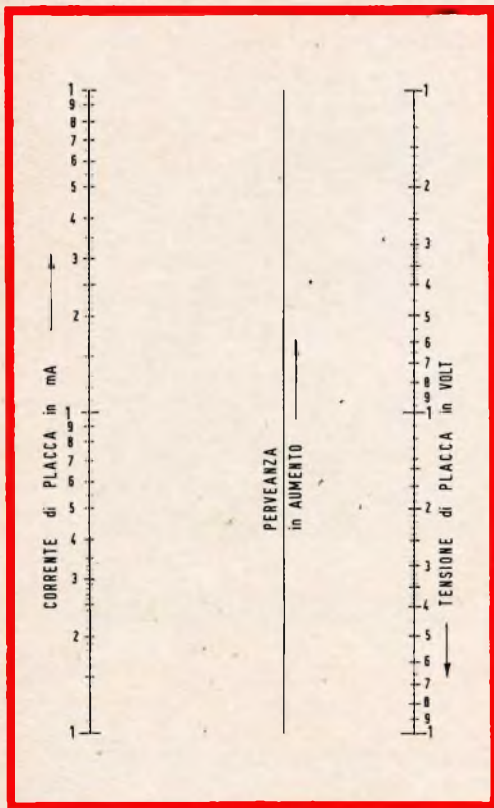


Fig. 126 - Abaco per la determinazione della tensione e della corrente di placca, per qualsiasi tipo di diodo. La retta che unisce i valori di tensione e di corrente nominali, forniti dal fabbricante, interseca l'asse della perveanza in un punto. Tutte le rette passanti per quel punto, e che intersecano i due assi laterali, individuano altrettante coppie di valori abbinati.

Questo grafico caratteristico è utile per le applicazioni in cui si usa o una polarizzazione fissa della griglia schermo, oppure una polarizzazione mediante resistenza di caduta in serie. Quando si usa una tensione fissa, è necessario soltanto stabilire che la potenza di ingresso per la griglia schermo sia contenuta entro i limiti della zona del grafico relativa alle condizioni di funzionamento, ed occorre scegliere in tal caso la tensione di griglia schermo da adottare.

Quando invece si usa la tensione di schermo fornita tramite una resistenza di caduta in serie, il valore minimo della resistenza che consente di stabilire le condi-

zioni di funzionamento entro i limiti della curva può essere stabilito in base alla seguente relazione:

$$R_{g2} \geq \frac{E_{c2}(E_{cc2} - E_{c2})}{P_{c2}}$$

nella quale R_{g2} rappresenta il valore minimo della resistenza di caduta espressa in ohm, E_{c2} è il valore scelto della tensione di griglia schermo espressa in volt, E_{cc2} è la tensione di alimentazione di schermo, espressa in volt, e P_{c2} rappresenta la potenza di ingresso di griglia schermo, espressa in watt, e corrispondente al valore di E_{c2} .

La **tensione di picco tra filamento e catodo** rappresenta il valore massimo della tensione istantanea che può essere applicata tra il filamento ed il catodo di una valvola. Questo valore è riferito alle valvole provviste di un terminale separato per il catodo, e si rivela utile nelle applicazioni in cui la differenza di potenziale presente fra filamento e catodo può raggiungere un valore elevato.

La **massima corrente continua di uscita** rappresenta il valore medio più elevato di intensità della corrente di placca che può essere fornito in continuità da una valvola rettificatrice. Il suo valore, nei confronti di qualsiasi tipo di valvola rettificatrice, è basato sulla massima dissipazione di placca ammissibile per quello stesso tipo di valvola.

In condizioni di funzionamento per le quali si verifica un ciclo di assorbimento di corrente a ripetizione rapida, (ossia in condizioni di carico stabile), il valore medio della corrente di placca può essere misurato con uno strumento per corrente continua.

L'abaco illustrato alla **figura 126** può essere usato per determinare la caduta di tensione o la corrente di placca nei confronti di qualsiasi tipo di diodo, quando è possibile ricavare dalle caratteristiche pubblicate il valore della tensione anodica e della corrente anodica. Questo grafico può essere usato anche per confrontare la **perveanza** relativa (vale a dire l'attitudine da parte di un diodo a rettificare un segnale) $G = I_b/E_b^{4/2}$ di diversi diodi. I tipi di diodi



BRIMAR

un anno di garanzia



BRIMAR

la prima casa europea che
garantisce le valvole per un

anno

aventi un valore di permeanza elevato presentano una caduta di tensione inferiore, rispetto ad una medesima intensità di corrente.

La caduta di tensione, oppure l'intensità della corrente anodica interna di una valvola per un determinato tipo di diodo, può essere determinata nel modo seguente: innanzitutto, si scelgono sulle scale dello abaco dei valori convenienti per la tensione e la corrente di placca. Successivamente, si localizzano sulle scale relative i valori pubblicati nelle caratteristiche della corrente anodica e della tensione di placca, ed i punti corrispondenti vengono uniti tra loro con una linea retta. Il punto di intersezione tra la scala della permeanza e la linea precedente tracciata viene quindi usato come punto base per determinare il valore della caduta di tensione che si verifica internamente alla valvola, in corrispondenza di un determinato valore di intensità della corrente anodica. Analogamente, è possibile determinare l'intensità della corrente anodica corrispondente ad un determinato valore della caduta di tensione interna alla valvola.

Dal momento che il punto di riferimento così ottenuto sul grafico per un dato tipo di diodo rappresenta la sua permeanza, i punti relativi a diversi tipi di diodi (individuati sulla medesima scala) possono essere usati per confrontare la loro permeanza relativa.

Ad esempio, il tipo 5U4GB presenta una caduta di tensione interna (per placca) di 44 volt con una corrente anodica di 225 milliampère. Le scale convenienti per questo tipo sono comprese tra 1 e 100 volt per la tensione di placca, e tra 10 e 1.000 milliampère per la corrente di placca. Successivamente, si uniscono tra loro con una linea retta i punti corrispondenti a 44 volt ed a 225 milliampère, per individuare il punto di riferimento. Con l'aiuto di questo punto è facile determinare valori come — ad esempio — una corrente di placca di 150 milliampère con una caduta di tensione interna di 33 volt, oppure una caduta di tensione interna di 25 volt con una corrente di 100 milliampère.

Per le letture dell'ordine di un volt e/o di un milliampère, l'abaco non presenta una precisione sufficiente, a causa degli effetti del potenziale di contatto, e della velocità iniziale degli elettroni.

L'intensità massima di picco nella corrente di placca rappresenta il valore massimo istantaneo della corrente anodica che una valvola è in grado di sopportare nella direzione normale di scorrimento della corrente.

Il valore di sicurezza di questa corrente di picco nelle valvole a catodo caldo o nelle valvole rettificatrici è una funzione della emissione elettronica ammissibile, e della durata di scorrimento della corrente pulsante dalla valvola rettificatrice, durante ciascun semi-periodo.

Il valore dell'intensità di picco della corrente anodica in un dato circuito rettificatore viene stabilito in massima parte dalle costanti del filtro. Se — all'ingresso di quest'ultimo — si usa una impedenza di valore elevato, l'intensità di picco della corrente di placca non è molto maggiore della corrente che scorre nel carico. Se invece, all'ingresso del filtro, si usa un condensatore di capacità elevata, il valore di picco dell'intensità della corrente di placca può essere pari a molte volte l'intensità della corrente che scorre nel carico.

Per determinare con molta precisione l'intensità di picco della corrente anodica in qualsiasi circuito rettificatore, è bene misurarla con uno strumento che consenta la lettura in valore di picco, oppure con un oscilloscopio.

La massima tensione inversa di picco rappresenta il valore istantaneo più elevato della tensione di placca che la valvola è in grado di sopportare ripetutamente in direzione opposta a quella in cui scorre la normale corrente. Per le valvole a vapori di mercurio ed a gas, questa tensione rappresenta il valore massimo al di sotto del quale si evita il verificarsi di una scarica ad arco internamente alla valvola, allorché questa funziona nelle normali condizioni di temperatura.

In riferimento alla **figura 127**, quando la placca **A** di una valvola rettificatrice a due

semi-onde è positiva, la corrente scorre da C ad A, ma non da C a B, in quanto la placca B è negativa. Nell'istante in cui la placca A è positiva, il filamento risulta positivo (ad alta tensione) rispetto alla placca B. La tensione presente tra il filamento positivo e la placca B negativa è in relazione inversa rispetto a quella che determina il passaggio di corrente.

Il valore di picco di questa tensione è limitato dalla resistenza e dalla natura del percorso tra la placca B ed il filamento. Il valore massimo di questa tensione, in corrispondenza del quale non sussiste pericolo di scarica internamente alla valvola, viene definito come tensione inversa massima di picco.

Le relazioni che intercorrono tra la tensione inversa di picco, il valore efficace della tensione alternata di ingresso, e la tensione a corrente continua di uscita, dipendono in massima parte dalle caratteristiche individuali del circuito rettificatore, nonché dalle caratteristiche di alimentazione.

La presenza di sovra-tensioni istantanee della rete, o di qualsiasi altro tipo di transitorio, può determinare una aumento della tensione di picco effettiva fino ad un valore più elevato di quello calcolato per tensioni ad andamento sinusoidale. Di conseguenza, il valore **effettivo** della tensione inversa, e non il valore calcolato, deve essere tale da non superare la massima tensione inversa consentita per la valvola rettificatrice usata. Per determinare il valore effettivo della tensione di picco inversa, è utile usare un oscilloscopio a raggi catodici con ingresso tarato, oppure un voltmetro a valvola che fornisca le letture in valore di picco.

Nei circuiti rettificatori mono-fasi a due semi-onde, con tensione di ingresso di forma sinusoidale, e privi di capacità ai capi dell'uscita, la tensione inversa di picco applicata alla valvola equivale all'incirca a 1,4 volte il valore efficace della tensione di placca applicata alla valvola. Nei circuiti rettificatori mono-fase ad una semi-onda, con tensione di ingresso di forma sinusoidale, e muniti di capacità collegata all'ingresso del filtro, la tensione inversa di picco può raggiungere un valore pari a 2,8

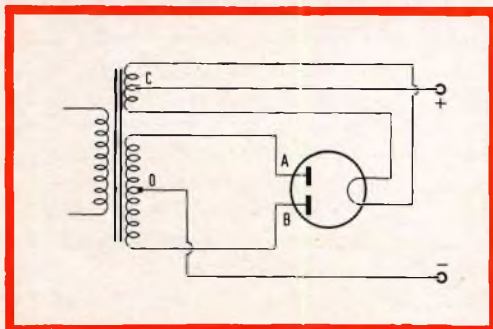


Fig. 127 - Circuito di un rettificatore a due semi-onde, mediante doppio diodo. A e B sono le due placche, e C è il punto in corrispondenza del quale viene prelevato il potenziale positivo della tensione rettificata.

volte la tensione efficace applicata alla valvola. Nei circuiti polifasi, la determinazione matematica della tensione inversa di picco implica l'uso dei vettori.

Il **grafico** relativo alle valvole rettificatrici a due semi-onde rappresenta di solito le relazioni che intercorrono tra la massima tensione alternata di ingresso e la massima corrente continua di uscita, derivante dai valori fondamentali relativi alle condizioni di funzionamento con filtri ad ingresso capacitivo e ad ingresso induttivo. Questa rappresentazione grafica comporta una notevole tolleranza agli effetti della scelta delle condizioni di funzionamento.

Le **caratteristiche di funzionamento** di una valvola rettificatrice a due semi-onde funzionante con filtro ad ingresso capacitivo illustrano — mediante una linea di demarcazione — le relazioni di corrente limite e di tensione presentate nel grafico.

Le **condizioni di funzionamento** di una valvola rettificatrice a due semi-onde con filtro ad ingresso induttivo non indicano soltanto, mediante una linea di demarcazione, le relazioni che intercorrono tra la corrente limite e la tensione presentate nel grafico, ma forniscono anche informazioni nei confronti dell'effetto sulla regolazione da parte di induttanze di filtro di varie dimensioni.

Le curve in tratto pieno rappresentano le uscite in tensione continua che potrebbero

essere ottenute qualora le impedenze di filtro avessero una induttanza infinita. Le linee a tratti lunghi che partono dalla posizione zero sono linee di demarcazione tra le varie dimensioni delle impedenze, così come sono indicate. Il punto di intersezione tra una di queste linee con una curva in tratto pieno indica il punto sulla curva in corrispondenza del quale l'impedenza non si comporta più come se avesse un valore infinito. Alla sinistra di questa linea di demarcazione dell'impedenza, le curve di regolazione partono da curve in tratto pieno, come è solitamente illustrato dalle curve di regolazione in tratti brevi.

I **valori tipici di impiego** vengono in genere forniti nei manuali in cui vengono pubblicati i dati di funzionamento delle valvole.

Questi valori tipici di funzionamento vengono forniti per esprimere in forma concisa alcune informazioni utili in riferimento alle modalità di impiego di ogni tipo di valvola. Tali valori non devono essere confusi con le caratteristiche, in quanto una valvola può essere usata in qualsiasi condizione di funzionamento, purché compresa entro i valori massimi ammissibili, a seconda del tipo di applicazione.

Il valore della potenza di uscita corrispondente a qualsiasi condizione di funzionamento rappresenta un valore approssimato dell'uscita che può essere fornita dalla valvola, vale a dire la potenza di alimentazione, o potenza di perdita, meno la potenza dissipata. Le perdite possono essere sottratte dall'uscita della valvola per conoscere la potenza utile di uscita.

Le **caratteristiche** vengono enunciate da ogni fabbricante di valvole, ed i dati così forniti devono essere interpretati in conformità alle definizioni che abbiamo fornito. Le **curve caratteristiche** rappresentano le caratteristiche di un prototipo. Occorre però considerare che i tipi individuali, come qualsiasi prodotto, possono presentare caratteristiche lievemente diverse da quelle enunciate.

Sebbene alcune curve siano estese notevolmente oltre i valori massimi ammissibili per quel dato tipo di valvola, precisiamo

che l'estensione è stata effettuata unicamente per comodità di calcolo. Si rammenti perciò che i relativi valori non devono essere mai presi in considerazione.

Le **capacità interelettrodiche** rappresentano i valori di capacità misurati direttamente tra elementi specifici o gruppi di elementi internamente alla valvola. A meno che non venga precisato il contrario nelle caratteristiche, tutte le capacità dichiarate sono state misurate in condizioni di catodo freddo, senza alcuna tensione continua applicata, e senza l'applicazione di schermi esterni.

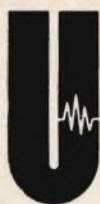
Tutti gli elettrodi estranei a quelli tra i quali si considera la capacità esistente, vengono considerati a massa. Nelle valvole doppie o multiple, le unità inattive sono anch'esse considerate con gli elettrodi connessi a massa.

La capacità tra l'elettrodo di ingresso e tutti gli altri elettrodi (ad eccezione dell'elettrodo di uscita) collegati insieme, è comunemente nota come **capacità di ingresso**. Per contro, la capacità presente tra lo elettrodo di uscita e tutti gli altri elettrodi (ad eccezione dell'elettrodo di ingresso) collegati insieme, è nota come **capacità di uscita**.

Le caratteristiche di **rumore di fondo** delle valvole amplificatrici del tipo adatto all'impiego negli amplificatori ad alta fedeltà, come — ad esempio — i tipi 7025 e 7199, vengono misurate in un circuito amplificatore del tipo di quello illustrato alla **figura 128**. L'uscita del circuito di prova viene applicata all'ingresso di un amplificatore a basso livello di rumore. L'ampiezza di banda di questo amplificatore dipende dalle caratteristiche che si desidera misurare.

Se si desidera misurare il solo rumore di fondo, si fa uso di un'ampiezza di banda relativamente stretta, allo scopo di includere sia la frequenza di rete, sia la frequenza armonica più elevata prodotta dalla valvola sotto-prova. Agli effetti delle misure di livello di rumore, e di rumore di fondo combinati, l'ampiezza di banda viene definita nella registrazione del tipo di valvola.

Il guadagno dell'amplificatore viene stabilito in modo tale che il voltmetro a val-



LTV
UNIVERSITY®
A DIVISION OF LING-TEMCO-VOUGHT, INC.

ALTOPARLANTI



ALTOPARLANTI « UNIVERSITY » SUPER HI-FI

Quanto di meglio è reperibile oggi nella produzione USA. Tra la gamma University si trovano altoparlanti coassiali a tre vie che coprono perfettamente tutta la gamma, una serie di Woofers del tipo High compliance, altoparlanti Mid-Range (per toni medi) e Tweeters, oltre alle reti Crossover necessarie per ripartire le frequenze quando si hanno più altoparlanti in una stessa cassa acustica.



431/435 GREENWICH STR. NEW YORK N.Y. 10013

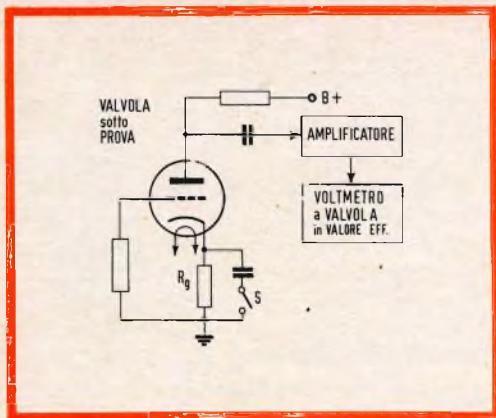


Fig. 128 - Circuito di principio adatto alla determinazione del rumore intrinseco prodotto da una valvola. Questa viene messa nelle normali condizioni di funzionamento, e — tramite un opportuno amplificatore esente da rumore — si misura l'ampiezza del segnale presente all'uscita dello stadio sotto prova, senza che a questo venga applicato un segnale di ingresso.

vola effettui la misura del ronzio e del rumore in microvolt, in riferimento alla griglia della valvola sotto prova.

Anche un pentodo può essere valutato in questo modo, mediante l'aggiunta di una tensione di alimentazione di placca adeguata-

tamente schermata, in corrispondenza del relativo piedino.

L'ondulazione residua presente sulla placca della valvola sotto prova deve essere trascurabile rispetto al ronzio ed al rumore presenti in uscita. Inoltre, per rendere minime le capacità che sussistono tra i conduttori di alimentazione del filamento ed i collegamenti ad alta impedenza, occorre provvedere ad una schermatura eccezionalmente accurata sia dello zoccolo in cui la valvola è inserita, sia dei circuiti associati. Il valore dei componenti del circuito di prova vengono determinati in base alle caratteristiche della valvola da provare, ed al tipo di rumore nei confronti del quale viene compiuto il rilevamento.

Il rumore di fondo tra filamento e catodo può essere eliminato dalla misura chiudendo l'interruttore S1.

Il circuito di figura 127 può infine essere reso più o meno sensibile al rumore di fondo che si presenta tra la griglia ed il filamento, aumentando o diminuendo il valore della resistenza R_g . Nessuna variazione del circuito esercita alcuna influenza nei confronti della componente di rumore di fondo prodotto dalla valvola, di natura magnetica.

per l'industria:
GIRADISCHI E CAMBIADISCHI
 monofonici e stereofonici
 a corrente alternata e continua
 per alta fedeltà
CARTUCCE PIEZOELETTRICHE
POTENZIOMETRI - MACCHINARIO ELETTRICO

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

LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG / F.R.G. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

UN SEMPLICE RICEVITORE FUNZIONANTE A BASSA TENSIONE

(Da « Wireless World »)

Sebbene i radioricevitori di tipo tasabile abbiano subito negli ultimi anni innovazioni tali da renderli praticamente perfetti in rapporto alle prestazioni che da essi è possibile pretendere, la rivista emarginata ha pubblicato una interessante descrizione di un circuito di ricezione radio consistente in quattro transistori, tutti del tipo « n-p-n », adatto alla ricezione radio con l'alimentazione fornita ad opera di un unico elemento da 1,3 volt, che può essere una comune pila del tipo a « stilo », assai diffuso.

I primi tre stadi sono ad accoppiamento diretto, per cui un unico circuito accordato, all'ingresso del primo transistor, è in grado di effettuare la sintonia.

L'uscita del terzo stadio, facente capo al rivelatore a diodo, è del tipo ad impedenza e capacità, ciò che consente una notevole amplificazione.

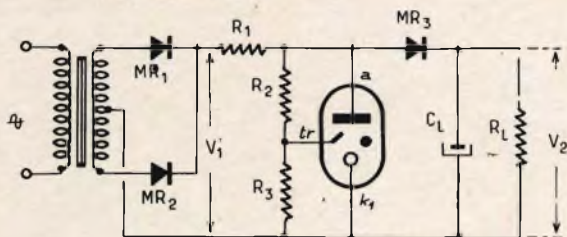
Un unico stadio di amplificazione a frequenza acustica permette di ottenere una ampiezza sufficiente per consentire l'ascolto in cuffia: tuttavia — come è logico supporre — con l'aggiunta di uno o due stadi, è possibile anche l'ascolto in altoparlante. Ciò non comporta un aumento della tensione di alimentazione, sebbene provochi ovviamente una minore durata dell'elemento, dovuto al maggior consumo.

STABILIZZATORE DI TENSIONE MÉDIANTE VALVOLA A CATODO FREDDO

(Da « Electronic Engineering »)

Il circuito stabilizzatore di cui è oggetto l'articolo al quale ci riferiamo impiega — come elemento regolatore — una valvola a catodo freddo.

Lo schema illustrato consiste semplicemente in un rettificatore a due semionde, del tipo in controfase, realizzato mediante due comuni diodi al silicio. La valvola regolatrice viene a trovarsi in parallelo all'u-



Circuito elettrico dello stabilizzatore.

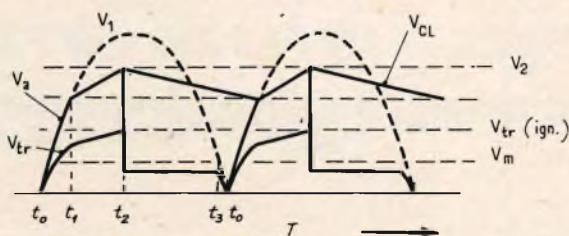


Grafico della dinamica di funzionamento.

scita della tensione rettificata, la cui corrente passa attraverso la resistenza stabilizzatrice R_1 .

Come si può osservare, l'elettrodo di controllo, contrassegnato « tr », viene polarizzato con un potenziale che dipende dal rapporto tra R_2 ed R_3 , e — ovviamente — la tensione da esso fornita è direttamente proporzionale alla tensione rettificata V_1 .

In corrispondenza di qualsiasi aumento della tensione V_1 , si verifica un aumento proporzionale della tensione di polarizzazione del suddetto elettrodo di controllo, la quale — a sua volta — determina un aumento di intensità della corrente che scorre attraverso la valvola. Ciò — come effetto secondario — provoca un aumento della caduta di tensione attraverso R_1 , che tende a compensare l'aumento della tensione originale.

Naturalmente, il fenomeno è reversibile, nel senso che una diminuzione di ampiezza di V_1 determina l'effetto contrario, ottenendo del pari un fenomeno di compensazione.

Il grafico che segue rappresenta in for-

ma schematica la dinamica di funzionamento del circuito, in funzione della tensione V_{tr} , presente sull'elettrodo di controllo, e della tensione V_{tr} (ign.) che rappresenta la tensione di innesco della scarica internamente alla valvola regolatrice.

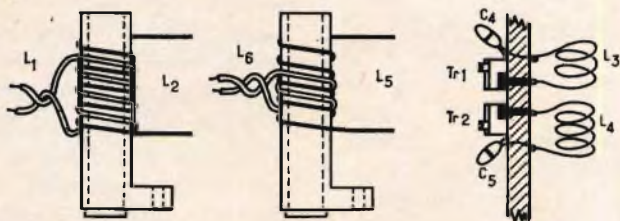
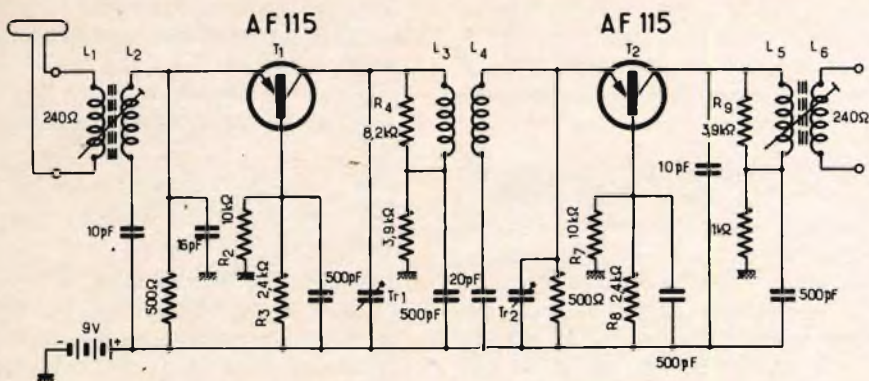
Il diodo MR_3 , che si trova in serie alla tensione di uscita applicata al carico R_L , svolge anch'esso un ruolo di grande importanza agli effetti del funzionamento, che peraltro viene descritto assai dettagliatamente nell'articolo.

AMPLIFICATORE DI ANTENNA PER SINTONIZZATORE FM

(Da « Radio Revue »)

In molti casi, la sensibilità di antenna di un sintonizzatore funzionante a modulazione di frequenza si rivela inadeguata, in particolare quando le caratteristiche della zona sono critiche, e quando il ricevitore è installato nelle zone marginali del campo di irradiazione del trasmettitore.

Ebbene, per soddisfare le esigenze di quei lettori che sono interessati a risolvere



Schema elettrico del preamplificatore di antenna per FM e TV. È illustrata anche la struttura delle bobine di facile realizzazione.

difficoltà di ricezione di questo tipo, pubblichiamo il circuito di questo preamplificatore, che è in grado di aumentare notevolmente la sensibilità del sintonizzatore, tanto da consentire la ricezione con esito soddisfacente, anche nelle condizioni più critiche.

Come si può osservare, si tratta di un amplificatore a due stadi, funzionante con due transistori del tipo AF115, comprendente tre circuiti accordati. Questi ultimi devono essere regolati « a freddo », con i transistori disinseriti dal circuito, ed in modo da ottenere la risonanza sulla frequenza di 94 MHz. A tale scopo, è utile servirsi di un « grid-dip », che si presta perfettamente.

Occorre tener presente che i circuiti di ingresso e di uscita sono ad accoppiamento

assai largo, ciò che rende piuttosto critica la messa a punto della sintonia, a causa della elevata selettività che ne deriva, a meno che non si dissaldi provvisoriamente la resistenza di smorzamento corrispondente.

Una volta eseguita la suddetta messa a punto, conviene riprendere la regolazione delle bobine L3 ed L4 del filtro di banda centrale, ed alterarne la sintonia rispettivamente di $- 2$ MHz e di $+ 2$ MHz rispetto alla frequenza prestabilita di 94 MHz. Di conseguenza, per ottenere la larghezza di banda necessaria a permettere un buon funzionamento ed una buona resa delle frequenze acustiche, i due compensatori Tr1 e Tr2 verranno regolati in modo da ottenere la sintonia rispettivamente sulle frequenze di 92 e 96 MHz.

Le bobine possono essere facilmente realizzate dal costruttore, in base ai dati forniti nella figura che le rappresenta a grandezza naturale. L1 ed L6 sono avvolte con filo da 0,8 mm, isolato in seta; L2, L3, L4 ed L5 sono invece avvolte con filo nudo del diametro di 1 mm.

L'articolo conclude affermando che questo dispositivo si presta anche egregiamente come preamplificatore di antenna per televisione, a patto — naturalmente — che la sintonia venga corretta in modo opportuno, a seconda della frequenza del canale che occorre ricevere. Il guadagno consentito è dell'ordine di 26 dB in prima banda, e di 24 dB in terza banda.

AMPLIFICATORE LOGARITMICO A CORRENTE CONTINUA

(Da « Electronics »)

Gli amplificatori logaritmici, di impiego assai frequente nel campo degli strumenti di misura, sono relativamente complessi e piuttosto delicati dal punto di vista della taratura.

Fortunatamente, questi inconvenienti non sussistono nel caso del circuito descritto nell'articolo che recensiamo, per la cui rea-

lizzazione vengono impiegati soltanto cinque transistori, oltre ad un particolare sistema di compressione della corrente di ingresso, rispetto alla tensione fornita in uscita.

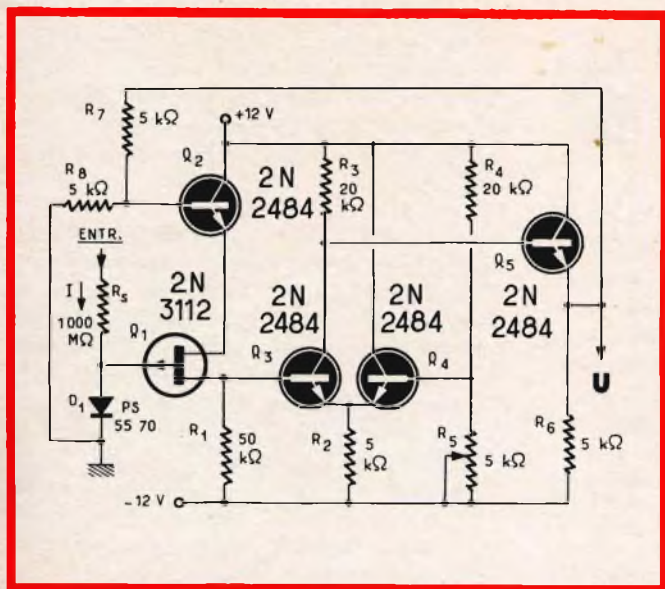
Questa compressione è del tipo:

$$V = A \log I$$

nella quale I rappresenta la corrente di ingresso, A un valore costante, e V la tensione di uscita.

La suddetta compressione viene ottenuta grazie al rapporto logaritmico che esiste tra corrente e tensione ai capi del diodo D1 del circuito illustrato in figura. Questo diodo è un tipo a bassa corrente di dispersione (PS5570). Si tratta di un transistor ad effetto di campo impiegato per lo stadio Q1, caratterizzato da una impedenza di ingresso dell'ordine di 100 GΩ.

Le resistenze R7 ed R8 fanno parte di un circuito di controreazione, che riporta all'ingresso una frazione dei segnali prelevati ai capi dell'uscita. Si noti che il rapporto dei valori di queste due resistenze esercita una notevole influenza nei confronti del guadagno di tensione. Quando questo rapporto diminuisce, diminuisce anche il guadagno, mentre aumenta invece l'impedenza di ingresso.



Circuito elettrico dell'amplificatore logaritmico a corrente continua. U rappresenta l'uscita dei segnali.

I transistori Q3 e Q4 costituiscono un amplificatore differenziale il cui impiego consente di adottare per lo stadio Q1 una resistenza di carico di valore elevato, grazie alla quale il guadagno dello stadio stesso aumenta in misura considerevole.

Questo stesso amplificatore differenziale viene utilizzato anche per ottenere una compensazione della deriva del circuito, in funzione delle variazioni della temperatura ambiente, nonché per mantenere contemporaneamente costante la tensione applicata al collettore del transistor Q3.

Nell'articolo, si precisa che le resistenze R4 ed R5 vengono scelte in modo tale che la corrente che scorre nello stadio di uscita in assenza di segnale sia di intensità prossima a zero, e che l'impiego di Q5, utilizzato nel circuito con collettore a massa, non ha altro scopo — oltre al conseguimento di un valore basso della impedenza di uscita — che contribuire al guadagno di tensione da parte di Q3.

Per quanto riguarda il transistor Q2, il suo compito consiste nel costituire una sorgente a bassa impedenza interna per il transistor Q1 ad effetto di campo, e nel servire da tampone nel circuito di controreazione, predisposto tra l'uscita e l'ingresso del circuito.

Per concludere, si noti che con i valori riportati, le variazioni di corrente da 10 nA a 1 mA corrispondono a variazioni della tensione di uscita comprese tra 0,1 e 1 V.

SONDE PER OSCILLOSCOPIO

(Da « Electronics World »)

Se da un lato le sonde (definite anche col termine di « probe ») non sono altro che un accessorio che facilita l'impiego dell'oscilloscopio e del voltmetro a valvola, bisogna riconoscere che esse hanno una notevole importanza agli effetti dell'esattezza di alcuni tipi di misure.

L'articolo al quale ci riferiamo considera l'argomento dal punto di vista costruttivo, analizzandone i diversi tipi, a partire da quelli meccanici, per corrente continua e per alta tensione, e concludendo con i di-

versi tipi funzionanti con segnali a corrente alternata. Particolare rilievo viene dato alla teoria di funzionamento ed alle norme realizzative delle sonde contenenti uno stadio rivelatore.

TERMOSTATO ELETTRONICO DI PRECISIONE

(Da « Electronics »)

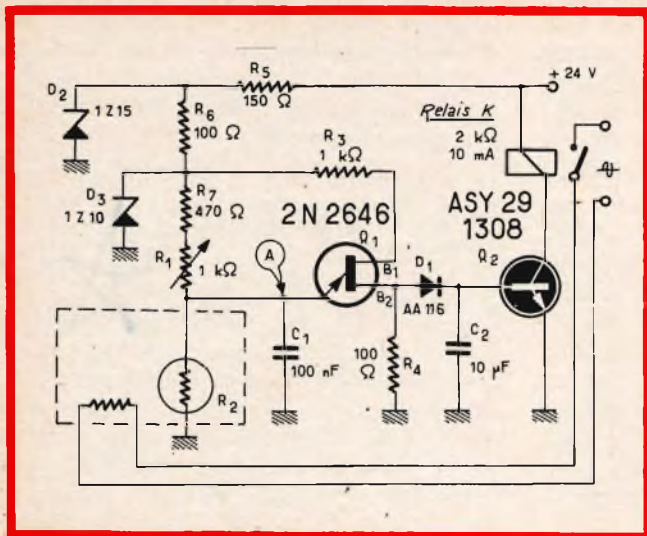
Concepito per consentire la regolazione della temperatura di un bagno liquido entro 0,01 °C, il termostato elettronico descritto presenta alcune caratteristiche originali, tra cui le più rilevanti consistono nell'impiego di un termistore impiegato come rivelatore della temperatura, e di un oscillatore a rilassamento comandato da quest'ultima.

Il termistore del tipo B 8230 A/1 K 3, il cui coefficiente di temperatura è pari a — 6 % per grado centigrado entro la gamma di regolazione considerata, fa parte di un circuito disposto intorno ad uno stadio oscillatore a rilassamento, il cui elemento principale consiste in un transistor (Q1) del tipo a giunzione singola.

Gli altri elementi che determinano la frequenza di oscillazione del circuito sono, rispettivamente, il condensatore C1 e le resistenze R3, R4 ed R1.

Allorché la temperatura diminuisce fino a raggiungere un valore al di sotto della soglia prestabilita dal valore di R1, la resistenza del termistore R2 subisce un aumento. Di conseguenza, la tensione presente sull'emettitore di Q1 aumenta di ampiezza, il che porta il circuito in stato di oscillazione. I segnali così prodotti, prelevati sulla base dello stadio Q1, vengono successivamente raddrizzati tramite il diodo D1, e filtrati ad opera di R4 e di C1, dopo di che vengono applicati alla base del transistor Q2, che entra così in stato di conduzione, determinando l'eccitazione del relé K.

Si noti che quest'ultimo viene disattivato non appena la tensione presente nel punto A diminuisce di 1,4 mV, il che cor-



Circuito del termostato elettronico di precisione. L'elemento termosensibile viene immerso nel liquido, unitamente all'elemento riscaldante, la cui alimentazione è controllata dal relé K.

risponde ad una variazione di un solo centesimo di grado della temperatura del bagno controllato.

Un dispositivo di questo tipo, che non presenta gravi difficoltà agli effetti della realizzazione, si presta egregiamente per l'impiego nei laboratori di analisi, di ricerche scientifiche, ed in tutti quei casi in cui si presenta la necessità di mantenere rigorosamente costante la temperatura di un liquido, con l'aiuto di una resistenza elettrica ad immersione, la cui alimentazione viene controllata dai contatti del relé K.

Nel circuito illustrato, il rettangolo tratteggiato rappresenta il bagno liquido, nel quale sono immersi l'elemento termosensibile (R2) e la resistenza di riscaldamento.

SEMPLICE COMMUTATORE ELETTRONICO PER OSCILLOSCOPIO

(Da « Radio Electronics »)

Con il progredire della tecnica elettronica, e con l'aumento continuo delle sue possibilità, è in costante sviluppo anche l'impiego del commutatore elettronico nel campo dell'osservazione delle forme d'onda con l'oscilloscopio.

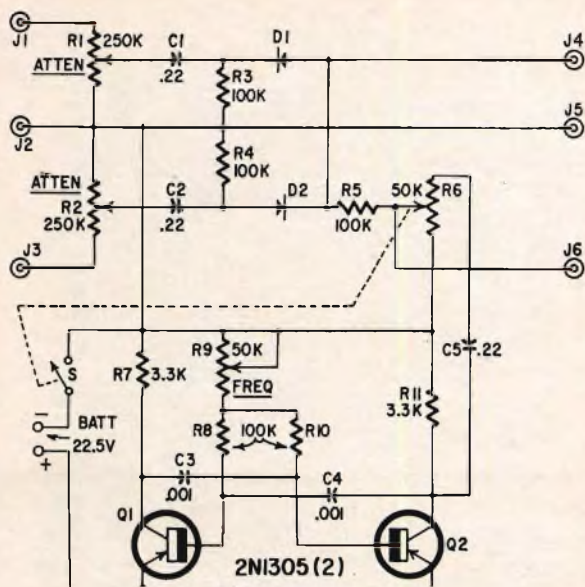
Come è ben noto, questo strumento consiste sostanzialmente in un multivibratore, funzionante con due stadi che vengono portati alternativamente dallo stato di conduzione a quello di interdizione. Nel caso specifico del commutatore, il compito principale non è quello di produrre oscillazioni di una determinata forma d'onda e frequenza, bensì quello di consentire alternativamente il passaggio dall'entrata alla uscita di due diversi segnali.

In tal modo, la frequenza delle oscillazioni prodotte dal multivibratore assume il ruolo di frequenza di commutazione tra i due suddetti segnali.

In genere, nelle apparecchiature del tipo descritto, la frequenza di commutazione viene resa variabile, onde evitare che essa possa interferire in alcun modo con quella di uno o di entrambi i segnali osservati. Naturalmente, la gamma di variazione deve essere tale da non scendere al di sotto di quel valore che non permetterebbe di trarre vantaggio dalla persistenza dell'immagine sulla retina dell'occhio dell'osservatore. Se ciò accadesse, l'immagine osservata sullo schermo dell'oscilloscopio sarebbe deturpata da un fastidioso sfarfallio.

La caratteristica più interessante del dispositivo descritto consiste nel fatto che

Schema elettrico del commutatore elettronico per oscilloscopio.



esso consta esclusivamente di un circuito funzionante a transistori (ne vengono usati due del tipo 2N1305), alimentato da una comune batteria a secco che fornisce la tensione di 22,5 volt.

Nel circuito illustrato, si può osservare che l'ingresso dei due canali è costituito dai « jack » J1 ed J3, mentre J2 costituisce la massa per entrambi. I segnali di uscita, rispetto al collegamento di massa J5, sono disponibili alla presa J4: J6 è invece un'uscita ausiliaria dei segnali ad onda quadra.

Il potenziometro R9, del valore di 50 mila ohm, permette di variare la frequenza di commutazione entro i limiti necessari, mentre il potenziometro R6 — del medesimo valore — consente di ottenere la separazione voluta tra i due segnali simultanei.

R1 ed R2 sono due comuni potenziometri che permettono di variare l'ampiezza dei segnali applicati all'ingresso del dispositivo, equilibrandoli a seconda delle esigenze.

Il funzionamento avviene in modo tale che i due diodi D1 e D2, che vengono por-

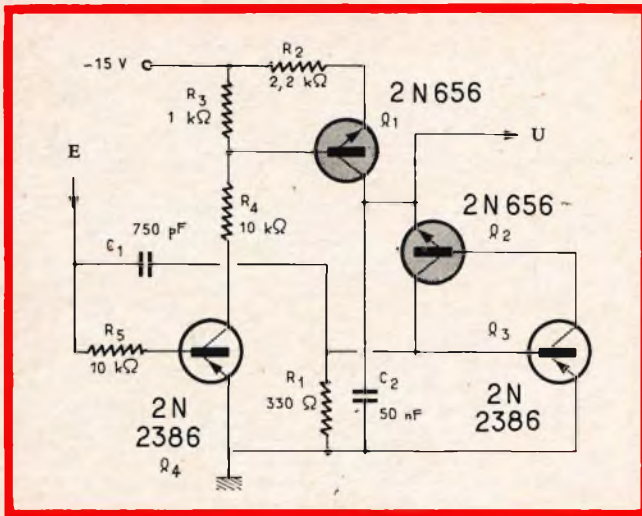
tati alternativamente in stato di conduzione o di non conduzione ad opera degli impulsi prodotti dal multivibratore, lasciano passare alternativamente i due segnali, che risultano così entrambi disponibili all'uscita J4.

I due diodi suddetti possono essere del tipo 1N34A. Nel circuito sono riportati i valori consigliabili per i vari componenti. La realizzazione non è per nulla complessa, anche per il fatto che la frequenza di commutazione si aggira intorno ai 5.000 Hz. I collegamenti vanno tenuti della minima lunghezza possibile, sebbene la disposizione dei diversi componenti non sia affatto critica.

CONVERTITORE ANALOGICO DELLA DURATA DI IMPULSI

(Da « Electronics »)

Spesso, nel campo della telemetria, si presenta la necessità di convertire impulsi a modulazione di larghezza in impulsi ad ampiezza proporzionale, cosa possibile con



Circuito elettrico del convertitore analogico della durata di impulsi, in impulsi ad ampiezza proporzionale.

l'impiego di una complessa apparecchiatura elettronica.

L'effetto di conversione — tuttavia — può essere facilmente ottenuto con il circuito descritto nell'articolo, che qui riportiamo, e che presenta la caratteristica di integrare gli impulsi considerati, e di trasformarli in segnali aventi un'ampiezza proporzionale alla loro larghezza, con una durata pari a quella dei periodi di separazione che sussiste tra due impulsi consecutivi. In altre parole, mentre negli impulsi originali la durata di ciascuno di essi segue l'andamento della modulazione, nei segnali di uscita forniti dall'apparecchio in oggetto l'ampiezza risulta proporzionale alla suddetta durata, mentre la durata corrisponde a quella degli intervalli di tempo che sussistono tra un impulso e l'altro.

Come si può osservare nello schema, il circuito consta di quattro transistori, tutti del tipo « n-p-n », di cui due sono contraddistinti dalla sigla 2N386, mentre gli altri due sono contraddistinti dalla sigla 2N656.

Il circuito riporta tutti i valori dei componenti: E rappresenta l'ingresso dei segnali a modulazione di durata, ed U rappresenta l'uscita dei segnali ad ampiezza proporzionale.

La stabilità di funzionamento del dispositivo è assai soddisfacente, e l'autore precisa che — con i componenti adottati —

esso è in grado di fornire un segnale di uscita di ampiezza pari a 10 volt, quando all'ingresso viene applicato un segnale la cui durata non superi il decimo di microsecondo.

UN CONVERTITORE AUTOMATICO DI FREQUENZA

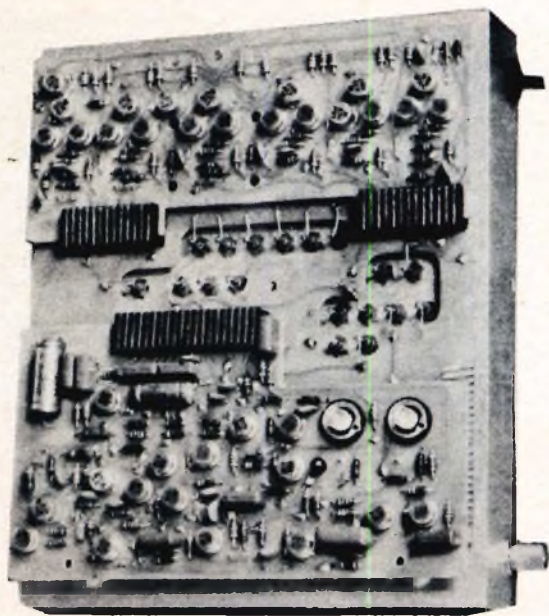
(Da « Industrial Electronics »)

L'articolo al quale ci riferiamo, redatto su tre pagine della rivista, e corredato di numerose illustrazioni, descrive un sistema automatico per effettuare la misura di frequenze nella gamma compresa tra 2 e 500 Megahertz, che — tra l'altro — rappresenta un notevole passo avanti nel campo della strumentazione di precisione.

L'intera apparecchiatura consiste in un generatore di riferimento funzionante sulla gamma dei 10 MHz, in un moltiplicatore di frequenza che aumenta di dieci volte tale valore, ed in un selettore di armoniche, avente una possibilità di scelta in uscita dei valori di 0, 100, 200, 300 e 400 MHz.

All'uscita del selettore suddetto viene applicato un miscelatore bilanciato, al quale fa capo il segnale di ingresso compreso tra 2 e 502 MHz, di cui occorre misurare la frequenza, seguito da un amplificatore a

Aspetto dello chassis del convertitore automatico di frequenza.



larga banda e da un filtro passa-basso. All'uscita di quest'ultimo viene infine applicato il vero e proprio strumento di misura, del tipo a contatore da 100 MHz.

Come si può osservare nella figura, che rappresenta lo strumento visto internamente dall'alto, esso funziona interamente a transistori, e la sua realizzazione è stata possibile grazie ai notevoli sviluppi conseguiti recentemente nel campo dell'adattamento dei semiconduttori alle frequenze assai elevate.

Sebbene questo strumento sia stato creato principalmente per estendere le possibilità di misura dei contatori Racal, esso si presta del pari per aumentare alla portata di 500 MHz qualsiasi misuratore di frequenza che arrivi ad un massimo di 10 o di 100 MHz. Ciò, considerando anche la semplicità di funzionamento, costituisce un notevole progresso nel campo dell'elettronica applicata alle misure.

L'articolo descrive infine alcune pratiche applicazioni di questo particolare strumento.

CIRCUITI DI CONVERGENZA DEI TV A COLORI RCA

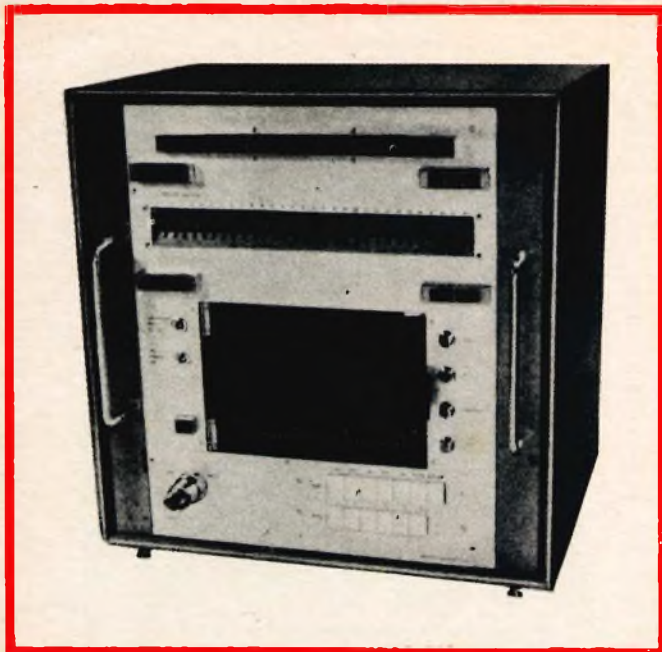
(Da « Electronics World »)

Il prossimo avvento della televisione a colori in Europa sta appassionando tutti coloro che — in veste professionale o dilettantistica — si interessano all'elettronica, ed in particolare alla radiotecnica.

Sebbene l'argomento della messa a punto dei circuiti di convergenza sia già noto a molti di coloro che si occupano di televisione, riteniamo interessante l'articolo in questione, in quanto mette in evidenza i principi tecnici in base ai quali la RCA ha realizzato tali dispositivi.

L'articolo, sebbene condensato in due sole pagine, è corredato di quattro illustrazioni, e descrive esaurientemente la tecnica di funzionamento dei suddetti circuiti, con diversi riferimenti alla tecnica di messa a punto.

Sebbene nel campo della messa a punto della convergenza, esista già una certa standardizzazione, i circuiti descritti pre-



Aspetto esteriore di una delle apparecchiature di programmazione, con le quali è possibile effettuare il comando automatico di macchine-utensili.

sentano alcune caratteristiche originali, che rendono questa breve nota assai interessante.

LA MOSTRA DELL'AUTOMAZIONE DI LONDRA

(Da « Industrial Electronics »)

Una delle mostre più interessanti dal punto di vista dell'elettronica, è quella tenuta a Londra nel maggio del 1966. Essa era infatti riferita alle applicazioni della tecnica elettronica al comando delle macchine utensili per produzioni industriali.

Le applicazioni che sono state esposte erano intese in genere a determinare il funzionamento di macchine abbastanza complesse, quali torni, fresatrici, trapani, ecc., in base ad un programma prestabilito su di un'apposita apparecchiatura.

La foto riportata ne illustra un esemplare, fra i tanti esposti, che rappresenta uno dei più recenti progressi, atti a rendere sempre meno faticoso il lavoro, a vantaggio del benessere dell'umanità.

Con queste apparecchiature — infatti — è possibile programmare numerosi tipi di lavorazioni, che la macchina è poi in grado di eseguire da sé, senza alcun intervento manuale. Ciò significa che, una volta predisposti i diversi programmi, una sola persona è in grado di controllare il lavoro svolto da un certo numero di macchine-utensili.

METODO DI AZZERAMENTO PER GENERATORI DI SEGNALI

(Da « Radio Electronics »)

Come qualsiasi strumento di precisione, i generatori di segnali ad alta frequenza, ivi compresi i ben noti « grid-dip », i generatori per la messa a punto dei televisori, ecc., devono essere accuratamente calibrati affinché consentano la produzione di segnali di frequenza esatta. L'articolo al quale ci riferiamo è una breve nota che illustra un metodo assai semplice, consistente nell'impiego di un transistor 1N34, di due resistenze, di un condensatore e di pochi altri componenti, per ottenere un azzeramento assai preciso.

i lettori ci scrivono ...

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. AVESANI R. - Parona

TX 10/RX 10

Purtroppo le bobine relative ai circuiti di antenna e dell'oscillatore degli apparecchi del radiocomando al quale fa riferimento sono completamente esaurite.

Le facciamo presente, e così pure agli altri lettori che ci hanno scritto in proposito, che la loro autocostruzione non presenta difficoltà notevoli.

Non ci risulta che in Italia esista una buona letteratura tecnica relativa agli apparecchi destinati al radiocomando. Ben diversamente stanno le cose in molti altri paesi europei ed in modo particolare in Francia dove il radiocomando è particolarmente diffuso. Di conseguenza, qualora sia in grado di leggere la lingua francese, le consigliamo il volume RADIOCOMMANDE di L. PERICONE, edito dalla PERLOR RADIO, 16, r. Hérold Paris (1er) nel quale l'argomento è trattato in modo molto ampio.

Al volume è pure allegata una speciale documentazione contenente la descrizione del materiale destinato a tale attività. Il costo dell'opera è di franchi francesi 21 (24 fcs per spedizione raccomandata).

Un altro ottimo volume, in lingua inglese, è quello di Mc Entee, RADIO CONTROL HANDBOOK, pubblicato dalla Gernsback Library Inc, 154 West 14 thb St. New York II (NY), il cui costo originale è di 5 dollari. Le richieste possono essere inoltrate presso le Librerie internazionali o tramite banca.

Sig. RIGNANESE P. - Germania

TX 420 MHz

Il rice-trasmittitore adatto a funzionare sulla banda dei 420 MHz la cui descrizione è stata pubblicata su SELEZIONE RADIO TV del marzo 1963, si riferisce ad una recensione della rivista WEST-HARTFORD edita negli Stati Uniti.

Tutti i dati necessari per la costruzione di tale apparecchio sono stati pubblicati, d'altra parte la sua realizzazione, date le difficoltà che si incontrano specialmente durante le operazioni di messa a punto, è consigliabile esclusivamente a chi abbia in tale campo una notevole esperienza.

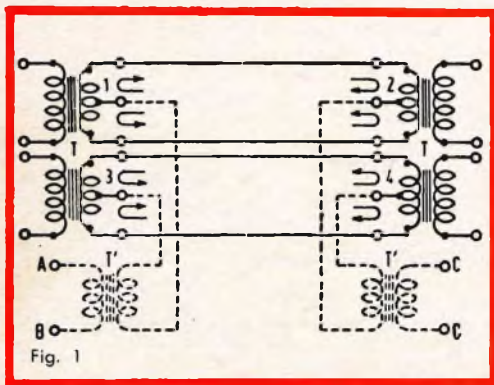
Eventualmente potremo fornirle sull'argomento schemi più recenti accompagnati dalla descrizione in lingua inglese. Per riceverli naturalmente dovrà inviare l'importo prescritto.

Circuito telefonico virtuale

Come è mostrato in figura 1 si prende in considerazione un sistema telefonico costituito da due coppie contigue, facenti parte di un cavo o di un sistema di linee aeree che terminano ciascuna, ad ogni esterno, con un trasformatore « T ».

Ciascun avvolgimento di ogni trasformatore, che è rivolto verso la linea, è fornito di una presa centrale. Si avrà così, da una parte, i terminali 1 e 3 e dall'altra i terminali 2 e 4.

Se le due linee ed i quattro traslatori «T» sono perfettamente simmetrici, applicando fra i due estremi 1 e 3 una tensione, potremo prelevare questa dai due estremi 2 e 4 e viceversa in quanto, come è indicato dalle frecce, i due effetti su ciascun filo di ogni linea, sono uguali e contrari, per cui essi non perturberanno minimamente gli altri segnali presenti sulle due linee.



Inoltre essendo i punti centrali a potenziale zero rispetto agli estremi, le correnti delle due linee non disturberanno il circuito (detto circuito virtuale), indicato in figura con le linee tratteggiate i cui terminali di utilizzazione ai traslatori T' sono indicati con lettere A B e C D. Taluni chiamano questi tipi di circuiti con il termine di Circuito Fantasma. I circuiti che fanno capo ai traslatori « T » sono invece chiamati Circuiti reali.

E da tenere presente che le coppie usate per attuare due circuiti reali ed uno virtuale devono rispondere a particolari requisiti. Innanzi tutto le due coppie devono essere perfettamente identiche tanto dal punto di vista elettrico quanto da quello geometrico e nei riguardi dell'isolamento.

La disposizione dei due circuiti reali deve essere tale che la reciproca influenza elettrica sia nulla.

Date quattro coppie e due circuiti virtuali è possibile realizzare un circuito supervirtuale.

Notizie più estese potrà trovarle in qualsiasi manuale che tratti la telefonia.

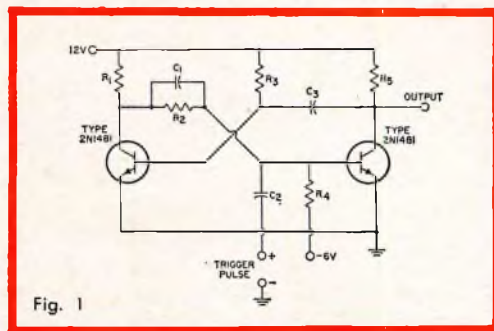
Schemi di multivibratori

In figura 1 riportiamo lo schema di un comune multivibratore a transistor con frequenza di 7000 Hz che può essere variata secondo la formula:

$$f = \frac{1}{2(0.7 R_2 C_1)}$$

Valore dei componenti: C1 = 0,01 µF carta 25 V.

R1 = R4 = 60 Ω 5 W; R2 = R3 = 1000 Ω 1/2 W.



In figura 2 è visibile lo schema di un multivibratore monostabile, con costante di 70 millisecondi, il cui valore è dato dalla formula 0.7 R3C3. Il valore dei componenti è il seguente:

C1 = 0,005 µF carta 25 V; C2 = 0,05 µV carta 25 V; C3 = 0,01 carta 25 V.

$R_1 = R_5 = 60 \Omega$ 5 W; $R_2 = 820 \Omega$ 0,5 W; $R_3 = 1.000 \Omega$ 0,5 W; $R_4 = 5.000 \Omega$ 0,5 W.

ri che possono interessare i richiedenti.

Se il carica batterie deve fornire una tensione stabilizzata, come richiesto, può essere consigliabile la costruzione dell'ALIMENTATORE STABILIZZATO descritto a pagina 779 di tale numero che è destinato all'alimentazione dei televisori transistorizzati, ma che essendo adatto a fornire una tensione di 12 V e 3,7 A può essere usato quale carica batterie. Se invece la stabilità richiesta non deve oltrepassare i limiti consentiti nella normale carica delle batterie di accumulatori, è consigliabile la costruzione del CARICA BATTERIE da 4 e da 20 A CON DIODI AL SILICIO pubblicato a pagina 759 dello stesso numero. Questi due tipi di carica batterie, progettati per fornire correnti di carica da 4 e 20 A, sono equipaggiati con diodi al silicio tipo BYY20 e BYY21 e sono protetti contro i cortocircuiti e l'eventuale erronea connessione della batteria con le polarità invertite. Il primo tipo usa lampade ad incandescenza come limitatori di corrente mentre la seconda versione impiega, allo stesso scopo, un trasformatore ad induttanza dispersa.

È da tenere presente inoltre che la G.B.C. può fornire le scatole di montaggio relative ai carica batterie EICO forniti in tre versioni distinte: EICO mod. 1050 - 6/12 V, per tensioni da 0 a 8 V e da 0 a 16 fino a 20 A munito di voltmetro e amperometro; EICO Deluxe mod. 1060 - 6/12 V avente elevate caratteristiche di stabilizzazione, munito di strumenti e adatto per correnti fino a 10 A, ripple per uscita a 12 V - 0,3% a 2 A. EICO mod. 1064 - 6/12 V, fornisce una corrente perfettamente livellata con ripple particolarmente basso essendo usato un filtro LC, capacità $2 \times 5000 \mu F$. Tutti i suddetti apparecchi sono forniti di strumenti, ed oltre che come carica batterie possono essere utilizzati come alimentatori per apparecchi a transistor o qualsiasi altra applicazione.

Per informazioni rivolgersi alla sede di Roma della G.B.C.

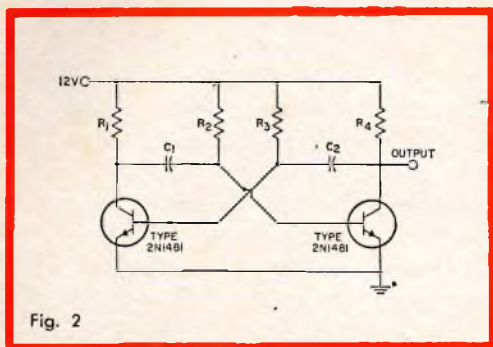


Fig. 2

Infine in figura 3 è rappresentato lo schema di un multivibratore bistabile (Flip-Flop 1 MHz) sempre a transistori.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

$C_1 = C_3 = 180 \text{ pF}$ mica 25 V; $C_2 = C_4 = 430 \text{ pF}$ mica 25 V; $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = D_6 = 1N126$ o similari; $R_1 = R_8 = 5.100 \Omega$ $\frac{1}{2}$ W; $R_2 = R_7 = 1.200 \Omega$ $\frac{1}{2}$ W; $R_3 = R_6 = 11.000 \Omega$ $\frac{1}{2}$ W; $R_4 = R_5 = 2.700 \Omega$ $\frac{1}{2}$ W.

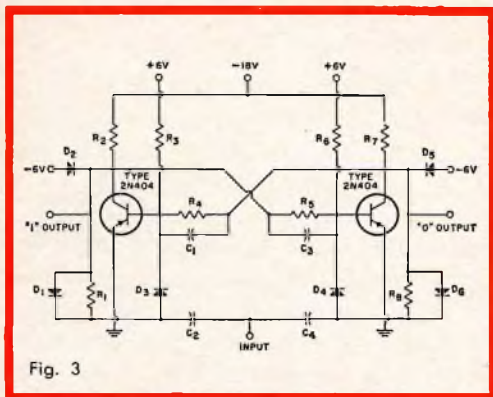


Fig. 3

Sig. NATALE A. - Roma

Carica batterie

Nel n° 6/1964, che può essere richiesto alla nostra amministrazione secondo le solite norme, sono stati descritti due tipi di raddrizzatori alimentato-

Ricevitore RX 8 canali

Nella descrizione relativa al ricevitore per radiocomando a otto canali RX 8, effettuata nei nn. 5-6 del 1963 e ripetuta sul n. 12/1965 in considerazione dell'elevato numero di richieste pervenuteci effettivamente vi sono alcuni errori.

Mentre cogliamo l'occasione per consigliare i lettori di controllare sempre le loro costruzioni valendosi dello schema elettrico, dato che generalmente, gli schemi di cablaggio sono soggetti ad errori non sempre facilmente rilevabili, precisiamo che nello schema relativo al circuito stampato del suddetto apparecchio vi sono i seguenti errori:

a) Sono state riportate quattro resistenze aventi il valore di 4,7 k Ω anziché due. Debbono essere considerate valide le indicazioni della lista « materiale occorrente ».

b) Identica constatazione deve essere fatta nei confronti dei due condensatori da 4.000 pF dei quali il solo C2 ha questo valore mentre il C7 è del tipo da 10.000 pF.

c) È preferibile che i condensatori elettrolitici abbiano la capacità di 5 μ F, come indicato nel circuito stampato anziché di 2 μ F come riportato nella lista.

Il relé impiegato ci è stato fornito, a suo tempo dalla ditta MOVO, Piazza Maria Clotilde 8 Milano. Può darsi, come lei afferma, che attualmente la ditta in questione lo abbia sostituito con altro avente caratteristiche leggermente diverse; pensiamo però che possa essere reperibile presso altre ditte del genere per quanto la leggera differenza di resistenza del relé propostogli non dovrebbe avere praticamente alcuna influenza sui risultati finali.

Radio comando (RX10-TX10)

Per utilizzare gli apparecchi di radiocomando TX10 e RX10 descritti a suo tempo sulla rivista per il controllo di un modello aereo, si è fatto uso di un servomeccanismo di produzione tedesca impiegante un motorino alimentato a 6 V che, con una serie di movimenti programmati muoveva un'asta facente capo al timone di direzione. Per il controllo del modello navale invece si è utilizzato come servocomando un ROTOMATIC alimentato a 4,5 V che sfrutta tutti e tre i contatti del relé.

Tali apparecchi ci erano stati forniti dalla ditta SCIENTIFIC, via R. Sanzio 26, Milano alla quale può rivolgersi per ulteriori informazioni.

D'altra parte ormai in Italia esiste una vasta rete di fornitori di articoli per il radiocomando presso i quali certamente riuscirà a trovare un dispositivo che si adatti alla sua apparecchiatura.

**Alimentazione
tubo fluorescente in cc**

Con riferimento alla sua richiesta, in figura 1 pubblichiamo lo schema di un invertitore per l'alimentazione di due lampade fluorescenti da 40 W ciascuna, che le servirà di guida per risolvere il suo problema. I due transistori OC28 funzionano in opposizione di fase e per mezzo di un circuito oscillante consentono la conversione della corrente continua in corrente alternata ad elevata frequenza. La bobina ha le funzioni di stabilizzatrice della lampada ed il condensatore quella di rifasamento.

Il flusso luminoso è superiore a quello ottenibile con frequenza di 50 Hz mentre le perdite risultano sensibilmente ridotte.

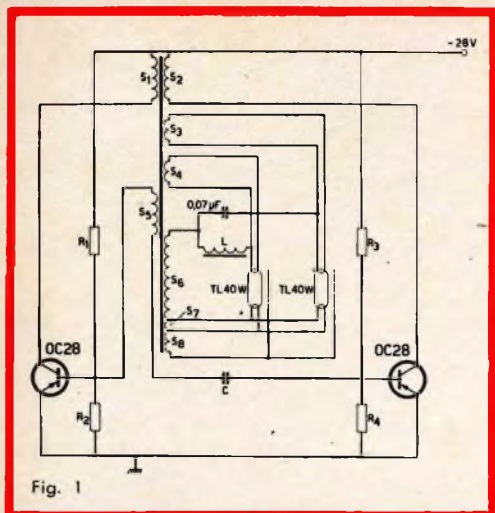


Fig. 1

Introducendo un interruttore (o più di uno) si può regolare il circuito in modo da avere una sola lampada accesa, ad esempio quella stabilizzata dalla bobina od entrambe.

Per il riscaldamento dei filamenti è necessario usare avvolgimenti separati. L'argomento è già stato trattato a suo tempo sulla rivista.

Valore dei componenti:

$R1 = 1.000 \Omega$; $R2 = 27 \Omega$; $R3 = 1 \text{ k}\Omega$; $R4 = 27 \Omega$; $C = 2 \mu\text{F}$. $S1 = 60$ spire; $S2 = 60$ spire; $S3 = 20$ spire; $S4 = 20$ spire; $S5 = 27$ spire; $S6 = 400$ spire; $S7 = 20$ spire; $S8 = 156$ spire. $L = 180$ spire.

Sig. BRESSAN L. - Treviso

Sig. GASTALDI F. - Torino

Preamplificatore universale (n. 9/1966)

Precisiamo che nello schema elettrico relativo al preamplificatore universale descritto nel n° 9/1966 della rivista sono sfuggiti i seguenti errori:

a) Il condensatore elettrolitico C5 da $1,6 \mu\text{F}$ deve essere collegato dal lato positivo, al punto di giunzione delle resistenze R7, R8, R9 e R10 e dal lato negativo alla base del transistor T2.

b) Il condensatore elettrolitico C12 deve essere collegato, dal lato positivo,

al punto di giunzione di R22 con l'emettitore del transistor T3 e con il negativo al punto di giunzione delle resistenze R20 e R21.

c) La resistenza R13, mantenendo il collegamento con C13 sarà collegata direttamente al punto di giunzione fra la resistenza R22 e l'emettitore del transistor T3.

Il collegamento degli altri elettrolitici, dei quali nello schema non è stata segnata la polarità, è il seguente:

C6 deve avere la polarità negativa a massa; C4 il positivo dovrà essere collegato alla base del transistor T1; C10 il polo positivo farà capo alla resistenza R16; C11 positivo da collegare alla base del transistor T3; C13 negativo a massa; C14 lato positivo collegato al collettore di T3; C15 negativo a massa.

Sig. CASAGRANDE A. - Padova

Signal tracer

Il signal tracer, il cui schema è stato pubblicato a suo tempo sulla rivista, è di costruzione talmente semplice che se non sono stati effettuati errori di montaggio, o momentanee inversioni della polarità della batteria che potrebbero aver danneggiato i transistori, dovrebbe funzionare immediatamente non appena montato.

D'altra parte non comprendiamo troppo bene la sua affermazione secondo la quale « inserendo la batteria di 9 V sente un fischio alla cuffia ». Se si tratta della cuffia di un ricevitore ciò potrebbe essere un sintomo che il signal tracer funziona.

Provi ad iniettare il segnale al circuito di rivelazione di un ricevitore funzionante e si accerti se il segnale è udibile in altoparlante (o cuffia), quindi passi ad iniettare il segnale nel circuito di media frequenza ed in quello di alta frequenza (sempre di un ricevitore efficiente): se il segnale è sempre udibile ciò significa che lo strumento funge regolarmente.

Adattatore multiplex stereo

Nel suo caso la costruzione dello STEREO RECORDER UZ42 (fornito come scatola di montaggio con sigla SM/414) sarebbe consigliabile dato che le costruzioni a transistor presentano notevoli vantaggi rispetto a quelle a valvola; comunque, in fig. 1, riportiamo lo schema richiesto, relativo a un decodificatore a valvole realizzato dalla RCA. Le valvole usate sono del tipo RCA 12AX7A e RCA 6CL8A. Il valore dei vari componenti è il seguente:

C1 = C8 = C9 = C13 = C17 = C19 = C20 = 0,01 μ F ceramico 500 V; C2 = C16 = 2.200 pF film 500 V; C3 = C6 = C7 = 270 pF ceramico 500 V; C4 = 3.300 pF ceramico 500 V; C5 = 470 pF ceramico 500 V; C10 = 40 μ F elettrolitico 450 V; C11 = 0,047 μ F carta 200 V; C12 = 0,22 μ F carta 400 V; C14 = C18 = 1.500 pF film 500 V; C15 = 1.000 pF film 500 V.

R1 = 0,56 M Ω 1/2 W; R2 = 1.500 Ω 1/2 W; R3 = 15 k Ω 1/2 W; R4 = R9 = R12 = 22 k Ω 1/2 W; R5 = R6 = R7 = R8 = 0,1 M Ω 1/2 W; R10 = 68 k Ω 1/2 W; R11 = 3,9 M Ω 1/2 W; R13 = 1 M Ω 1/2 W; R14 = R16 = 10 k Ω 1/2 W; R15 = 10 k Ω potenziometro di bilanciamento; R17 = 4,7 k Ω 1/2 W; R18 = 330 Ω 1 W; R19 = 1,2 M Ω 1/2 W; R20 = 0,15 M Ω 1/2 W; R21 = R22 = R23 = 47 k Ω 1/2 W.

L1 = L2 bobina trappola da 67 kHz (RCA 111047); L3 = bobina passa banda 38 kHz (RCA 111048).

CR1 = CR2 = CR3 = CR4 = diodi a cristallo RCA 11207 o equivalenti; T1 = trasformatore 19 kHz (RCA 111045); T2 = trasformatore 38 kHz (RCA 111046).

Le bobine ed i trasformatori potrà richiederli alla RCA ed a tale scopo abbiamo pubblicato il numero di catalogo, oppure autocostruirli.

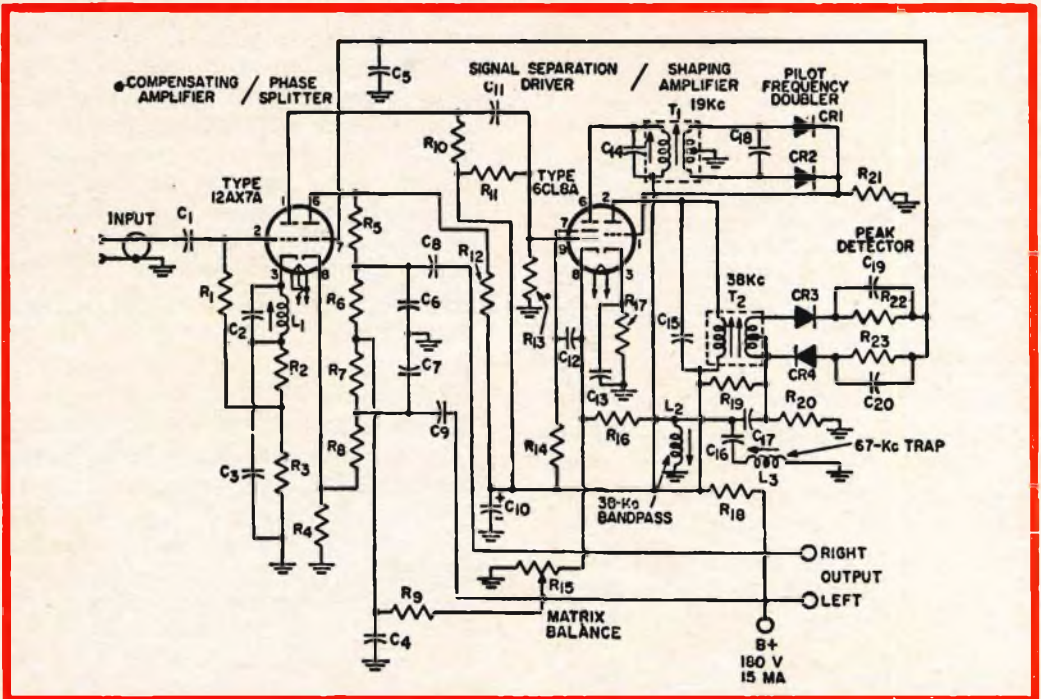


Fig. 1 - Schema elettrico di un decodificatore a valvole.



Il portatile dall'uso universale
di eccezionali prestazioni.

L'11 pollici « Jerry », rappresenta per le sue concezioni veramente nuove, un capolavoro dell'elettronica moderna e, grazie alle sue caratteristiche superiori, viene considerato un fuori classe. La sua estetica, sobria ed elegante, risponde pienamente al gusto moderno.

Jerry



UT/110



L. 165.000

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS

