

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

6



ARGENTINA
AUSTRALIA
AUSTRIA
BELGIO
BRASILE
CANADA
CIEE
DANIMARCA
EGITTO
ETIOPIA

Paese 135
Sh. 12.10
Sc. 24.00
Fr. 5g. 60
Cr. 1.500
C. Can. 1.50
Dan. 1.00
Dk. 0.00
Lmg. 0.000
E Et. 2.35

FRANCIA
GERMANIA
GIAPPONE
INGHILTERRA
ISRAELE
IUGOSLAVIA
LIBIA
MALTA
NORVEGIA
OLANDA

Fr. Fr. 4.70
D. M. 3.85
Yes. 348.00
Sh. 6.15
L. I. 3.30
Dln. 920
L. Lm. 0.340
Sh. 0.10
No. N. 0.00
Pol. 2.50

PARAGUAY
PERU
PORTOGALLO
SPAGNA
SUD - AFRICA
SVIZZERA
TUSCHIA
URUGUAY
U.S.A.
VENEZUELA

Guar. 120
Sol. 43.90
Esc. 27.60
Pes. 57.70
Fr. 0.90
Fr. S. 4.13
L. T. 2.70
Pesos 10.45
\$ 1.60
Sh. 6.60

Guar. 120
Sol. 43.90
Esc. 27.60
Pes. 57.70
Fr. 0.90
Fr. S. 4.13
L. T. 2.70
Pesos 10.45
\$ 1.60
Sh. 6.60

N. 6 - GIUGNO 1966

Spedizioni in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS



Krundaal test instruments

- Dimensioni di ingombro mm. 60 x 93 x 150. ■ Alimentazione con pila a secco.
- Taratura singola di ogni strumento eseguita con calibratore a quarzo. ■ Quadrante di facile lettura con disco di protezione trasparente in prisma.



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 TRANSISTOR.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 12.800

TRANSIGNAL FM

- GENERATORE DI SEGNALI A RADIO FREQUENZA PER L'ALLINEAMENTO DEGLI STADI DI MEDIA FREQUENZA E DEL DISCRIMINATORE A RAPPORTO NEI RICEVITORI FM E TV.

■ NETTO AI TECNICI: L. 18.500

CAPACIMETRO AF. 101

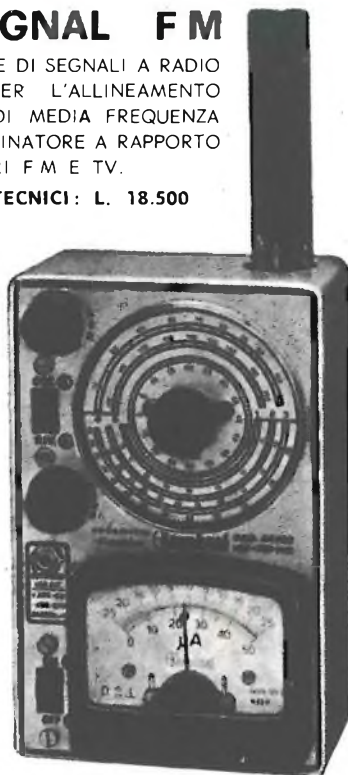
- IL PRIMO CAPACIMETRO PER PICCOLE CAPACITA' ALLA PORTATA DI TUTTI. ■ DUE GAMME DI LETTURA: A = DA 1 ÷ 500 pF (CENTRO SCALA 50 pF). ■ B = DA 10 ÷ 10.000 pF (500 pF CENTRO SCALA).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.

ONDAMETRO DINAMICO AF 112

- GAMMA DI FREQUENZA DA 10,5 MHz A 220 MHz IN 5 BOBINE COPRE L'INTERO CAMPO DELLE FREQUENZE IN USO NELLA RADIO FM E NELLA TELEVISIONE. ■ BOBINE KRUNDAAL PIATTE LEGGERISSIME, STAMPATE (BR).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.



GENERATORE TV (VHF.UHF)

- GENERATORE DI BARRE VERTICALI E ORIZZONTALI PER IL CONTROLLO DELLA STABILITA', LINEARITA' E SENSIBILITA' DEL TELEVISORE. ■ CAVO CON ADATTATORE DI IMPEDENZA IN QUARTO D'ONDA. ■ USCITA BILANCIATA 300 OHM PER LA GAMMA UHF.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 18.500.

gratis il manualetto per la riparazione degli apparecchi a transistor
richiedetelo alla radioelettromeccanica Krundaal via F. Lombardi 6-8 - Parma.


SIEMENS
COMPONENTI

in ogni campo
dell'elettronica
valvole speciali
siemens



tubi ad onde progressive
oscillatori ad onde regressive
klystrons reflex
triodi e tetrodi planari
tubi trasmettenti e generatori AF
valvole raddrizzatrici per alta tensione
thyratrons
valvole speciali amplificatrici
e per telecomunicazioni
nuvistori
valvole stabilizzatrici

SIEMENS & HALSKE - COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia:
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Piazza Castello, 22 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 6 giugno 1966
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 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 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 350
numero arretrato L. 700
Abbonamento annuo L. 3.500
per l'Estero L. 7.000.

versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
essi possono essere effettuati
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.

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

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

SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

N. 6 Giugno 1966

S O M M A R I O

IN COPERTINA

Panoramica del Self Service della G.B.C.
Italiana a Cinisello

- 763** Grafici per la scelta rapida dei transistor di
potenza B.F.
- 767** Resistenza di irradiazione di un'antenna
- 771** Metodo semplice per la prova dei diodi semi-
conduttori
- 777** Il decibel - II parte
- 783** Insegne luminose elettroniche - II parte
- 795** F.I. video - Amplificatore video - Cinescopio
- 801** Termostato elettronico
- 805** Rivelatore di metalli
- 815** Metodi di polarizzazione dei transistor
- 819** TV a colori
- 823** Semplici circuiti a transistor per impieghi
industriali - I parte
- 833** Stadi di amplificazione di MF e BF
- 841** Il diodo Zener - I parte
- 850** Dati tecnici dei transistor
- 855** I lettori ci scrivono
- 863** Servizio Radio TV
- 869** Rassegna delle riviste estere
- 877** L'elettronica illustrata
- 883** Trasformatori per circuiti a transistor



BRIMAR

**Valves and
Teletubes**

GRAFICI PER LA SCELTA RAPIDA DEI TRANSISTORI DI POTENZA BF

Si descrive, con l'aiuto dei tre grafici riportati nell'articolo, un metodo semplice e rapido per la scelta, da parte del progettista, delle caratteristiche riguardanti la potenza d'uscita di vari transistori. I grafici danno inoltre delle specificazioni sulla tensione di alimentazione e sulla resistenza di carico per ognuno dei tre circuiti riportati.

Gli stadi di uscita di bassa frequenza funzionano, solitamente nelle tre configurazioni seguenti:

- 1) single-ended classe A
- 2) push-pull classe B con trasformatore d'uscita
- 3) single-ended in controfase classe B

Questi vari tipi di circuiti sono stati trattati altre volte sulla rivista e quindi non staremo a riportarli. I grafici riportati permettono al progettista di valutare a prima vista i parametri variabili del circuito. La massima potenza d'uscita ottenibile è limitata dai valori massimi ammissibili della corrente di collettore, della tensione collettore-emettitore e dalla dissipazione totale dei transistori. Questi parametri sono stati impiegati nella costruzione dei grafici, la loro funzione principale è quella di fornire i valori della

potenza d'uscita dei vari tipi di transistori, con la tensione di alimentazione come variabile principale. Sovrapposte sui grafici vi sono delle rette che rappresentano la potenza d'uscita ottenibile attraverso i diversi valori della resistenza di carico per differenti valori della tensione di alimentazione. È così possibile determinare rapidamente per ogni circuito la relazione fra la potenza d'uscita massima, la tensione di alimentazione e la resistenza di carico per ogni tipo di transistore segnato.

Si deve notare che i diagrammi sono puramente indicativi e vengono riportati solo per una valutazione rapida dei vari elementi; di conseguenza non dovrebbero essere usati per un progetto rigoroso dei circuiti.

Per esempio, questi grafici non prendono in considerazione parametri tanto importanti come la distorsione, le resistenze

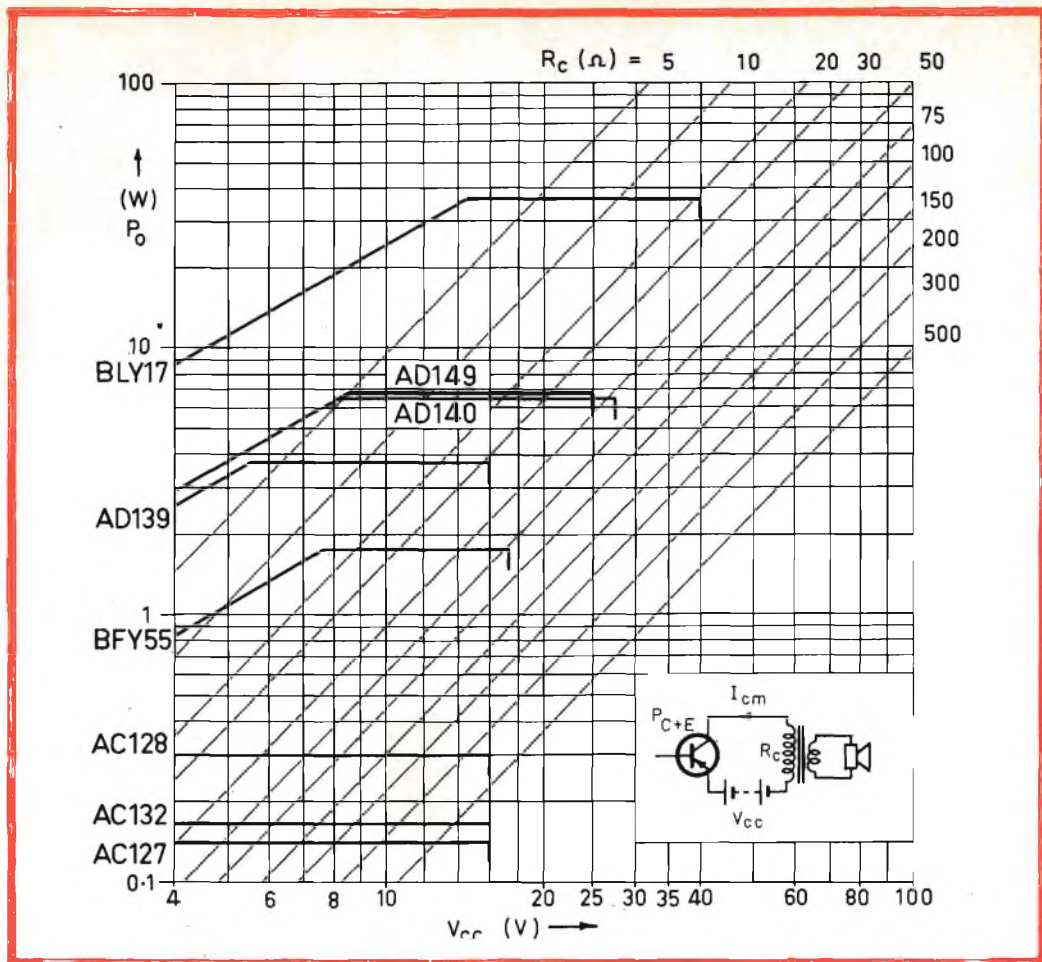


Fig. 1 - Grafico per il progetto rapido di stadi finali in classe A.

di emettitore e le frequenze della tensione di alimentazione. Allo scopo di avere risultati più precisi, il lettore dovrebbe ridurre la potenza d'uscita riportata sul grafico del 20-25%.

Le parti più ripide sulla sinistra delle curve rappresentano le limitazioni imposte dalla corrente di collettore, poiché le parti più lineari rappresentano le limitazioni della dissipazione. Questi fattori si applicano a tutti i grafici. La temperatura ambiente è di 45 °C e la tensione di collettore al ginocchio della curva è di 0,5 V per transistor.

Formule per l'interpretazione del grafico 1

$$P_{o \max} = \frac{I_{cm}}{4} (V_{CC} - V_{CEK}); V_{CEm} \approx 2 V_{CC}$$

$$P_{o \max} = \frac{P_{C+E}}{2}$$

$$P_o = \frac{(V_{CC} - V_{CEK})^2}{2 R_C}$$

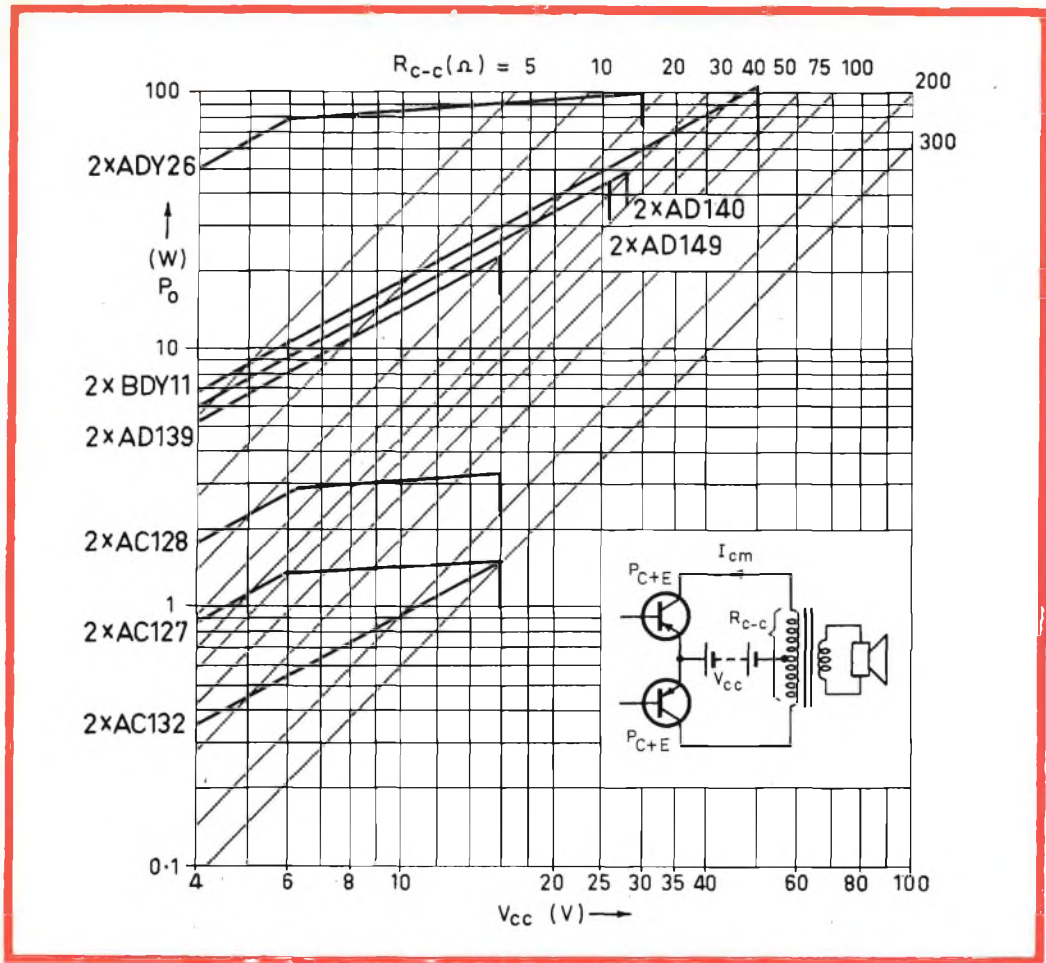


Fig. 2 - Grafico per il progetto rapido di stadi finali in classe B con trasformatore d'uscita.

Formule per l'interpretazione del grafico 2

$$P_{o \max} = \frac{I_{cm}}{2} (V_{CC} - V_{CEK}); \quad V_{CEM} \approx 2 V_{CC}$$

$$P_{o \max} = \frac{\pi^2}{2} P_{C+E} \left(\frac{1 - V_{CEK}}{V_{CC}} \right)^2$$

$$P_o = \frac{2 (V_{CC} - V_{CEK})^2}{R_{CC}}$$

Esempio

Si richiede il progetto di uno stadio single-ended in controfase classe B con una potenza d'uscita di 2 W.

Il grafico rispettivo a tale circuito mostra che un tale valore di potenza può essere ottenuto con un paio di transistori AC 128. La tensione di alimentazione può essere compresa fra 11 V e 32 V con una impedenza di carico compresa fra 5 Ω e 50 Ω . Utilizzando un altoparlante di 15 Ω , la tensione di alimentazione è di circa 18 V.

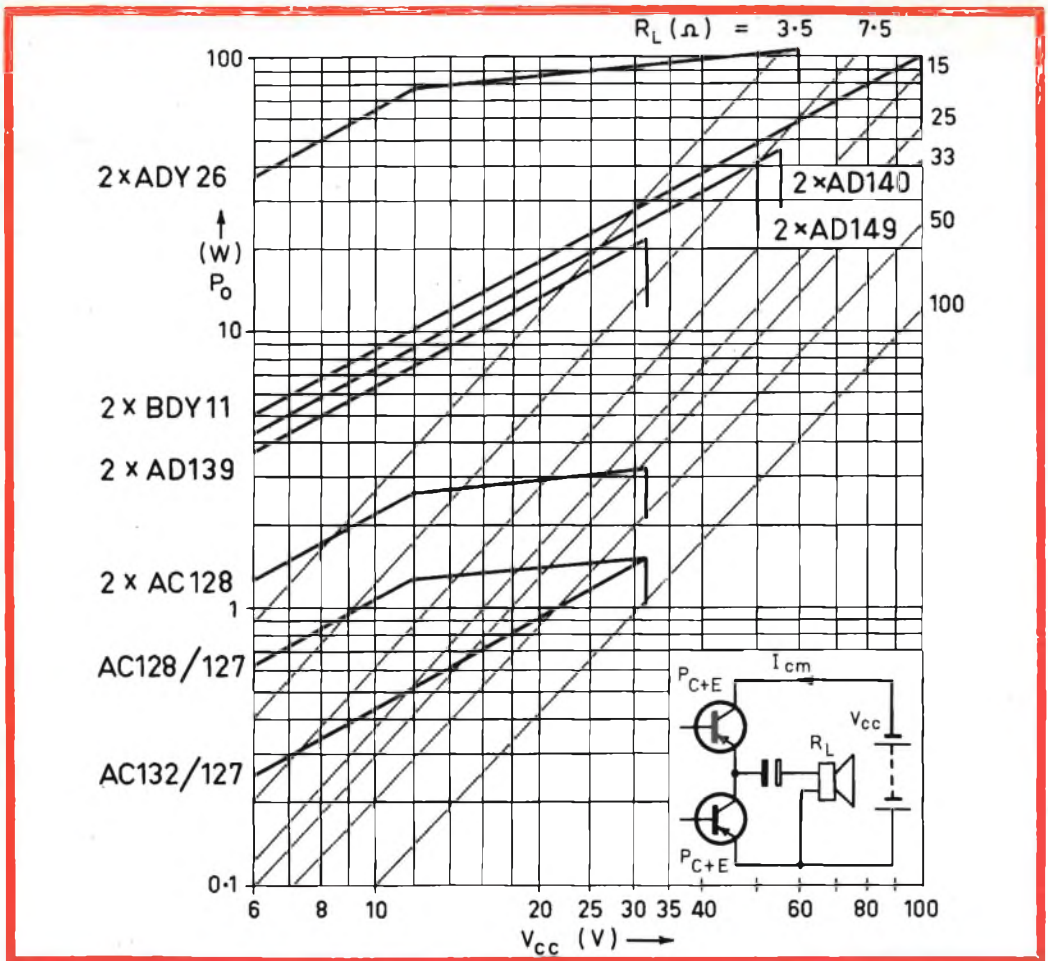


Fig. 3 - Grafico per il progetto rapido di stadi finali single-ended in controfase classe B.

Formule per l'interpretazione del grafico 3

$$P_{o \max} = \frac{I_{cm}}{4} (V_{CC} - 2V_{CEK}); V_{CEM} \approx V_{CC}$$

$$P_{o \max} = \frac{\pi^2}{2} P_{C+E} \left(1 - \frac{2V_{CEK}}{V_{CC}} \right)^2$$

$$P_o = \frac{1}{8 R_L} (V_{CC} - 2V_{CEK})^2$$

Significato dei simboli usati

$P_{o \max}$ = potenza d'uscita massima ottenibile

- P_o = potenza d'uscita
- P_{C+E} = dissipazione di potenza totale del transistor
- V_{CC} = tensione di alimentazione
- V_{CEM} = tensione di cresta massima collettore-emettitore
- V_{CEK} = tensione di collettore al ginocchio della curva
- I_{cm} = corrente massima di cresta del collettore
- R_C = impedenza di carico del collettore
- R_{CC} = impedenza di carico tra collettore e collettore
- R_L = impedenza di carico

(Da « Miniwatt Digest »)

ALFA

RESISTENZA DI IRRADIAZIONE DI UN'ANTENNA

Si descrivono in questo articolo le caratteristiche della resistenza di irradiazione di un'antenna con alcuni esempi numerici che facilitano la comprensione di questo problema, si accenna inoltre alla resistenza caratteristica delle linee di collegamento fra antenne e ricevitori.

È noto che una linea di alimentazione di un utilizzatore di energia elettrica può essere considerata per ciò che riguarda l'apparecchio, come la sorgente dell'energia stessa. Questo principio non si applica solo al collegamento dell'utilizzatore alla linea di trasmissione, ma anche al collegamento di due tronchi di linea.

In questo articolo, ci occuperemo di una linea di irradiazione di energia che si comporta come una sorgente atta ad irradiare energia nello spazio circostante.

Come in ogni caso di sorgente d'energia, si può calcolare o misurare la resistenza interna di questa linea; essa definisce le condizioni in cui si effettua in maniera ottima la conversione d'energia e viene chiamata resistenza di irradiazione della linea o dell'antenna.

Il valore della resistenza di irradiazione di un'antenna ha una notevole importanza; per il trasmettitore, che è la sola reale sorgente di energia del sistema, il conduttore (antenna) irradiante rappresenta un

dissipatore caratterizzato dalla sua resistenza di irradiazione.

Se l'energia passa dal trasmettitore all'antenna senza subire riflessioni, tutti i dispositivi della catena di trasmissione devono avere la stessa impedenza caratteristica dell'antenna, inoltre il trasmettitore deve avere una resistenza interna uguale alla resistenza di irradiazione dell'antenna.

Il valore numerico della resistenza di irradiazione di un'antenna dipende dal rapporto fra la lunghezza dell'antenna e la lunghezza d'onda della corrente di alta frequenza che la percorre. La resistenza di irradiazione non dipende quindi dalla lunghezza effettiva dell'antenna, come nel caso della resistenza di perdita dipendeva dalla lunghezza del conduttore. I due valori della resistenza di irradiazione maggiormente usati in pratica sono quelli che caratterizzano l'antenna in mezz'onda e in quarto d'onda. La resistenza d'irradiazione di un'antenna in quarto d'onda è di circa 70Ω mentre quella di un'antenna in mezz'onda è di circa 280Ω .

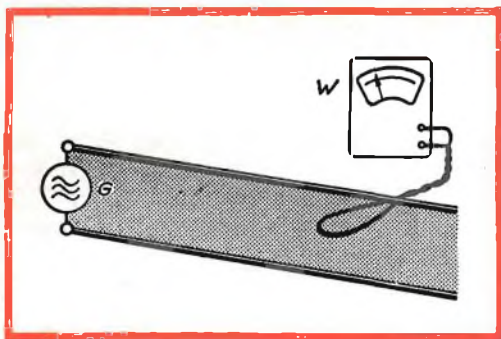


Fig. 1 - Estrazione di energia dai due conduttori che formano una linea parallela. G = generatore di corrente ad alta frequenza, W = strumento per la misura della potenza elettrica (wattmetro).

Esempi numerici

Riportiamo ora qualche esempio numerico che ci permette di chiarire meglio le idee su questi valori di resistenza.

Nel caso di un moderno trasmettitore per televisione funzionante a una frequenza di circa 200 MHz, l'antenna in quarto d'onda sarà costituita da due barrette di 37 cm di lunghezza, essendo la lunghezza d'onda di $300.000.000 : 200.000.000 = 1,5$ metri. Un simile tipo di antenna è in grado di irradiare, senza alcuna difficoltà, una potenza di circa 10 kW; se la resistenza di irradiazione è di 70Ω , il trasmettitore sarà in grado di fornire una corrente di alta frequenza di circa 12 A, con una tensione di circa 850 V (cioè: $850 \text{ V} \times 12 \text{ A} = 10.000 \text{ W}$, e $850 \text{ V} : 12 \text{ A} = 70 \Omega$).

Se si deve irradiare la stessa potenza con una antenna in mezz'onda, il trasmettitore deve fornire una corrente di 6 A e una tensione di 1700 V. Si nota quindi che con un'antenna in quarto d'onda l'installazione deve essere adatta a trasmettere correnti di grande intensità, mentre con antenne in mezz'onda deve sopportare tensioni elevate.

Le lampade ad incandescenza hanno una potenza compresa fra 25 e 200 W, mentre la potenza di un ferro da stiro o di un fornello elettrico è compresa fra 500 e 1000 W. Il consumo massimo delle installazioni casalinghe si aggira sui 5 kW; questo non è altro che la metà della potenza irradiata nello spazio sotto forma di

energia elettromagnetica da un'antenna trasmettente in quarto o mezz'onda.

Una installazione trasmettente completa è formata da 10 o 20 antenne sovrapposte le une alle altre, di modo che la potenza totale irradiata può raggiungere 100 o 120 kW, valore uguale alla potenza consumata da un paese nelle ore serali.

Più significativi sono gli esempi che si possono fare riguardo alle moderne tecniche per la valutazione delle distanze (radar). Per delle frequenze di circa 10.000 MHz, la lunghezza d'onda è di 3 cm e la larghezza di un'antenna in quarto d'onda non supera i 7,5 mm; questa minuscola antenna è in grado di irradiare, sotto forma d'energia elettromagnetica, delle potenze quattro o cinque volte maggiori di quelle per televisione.

Per meglio capire ciò che le cifre vogliono dire facciamo un esempio: si immagini, con l'aiuto di grandi specchi concavi, di concentrare questa energia in direzione della luna e registrare sotto forma di eco, l'onda riflessa che ritornerà verso la terra. La distanza percorsa sarà dunque di $3/4$ di milioni di chilometri, ciò dimostra in maniera convincente l'efficacia dell'energia delle onde elettromagnetiche.

Resistenza caratteristica delle linee di trasmissione

Parleremo ora delle linee di trasmissione, per esempio dei conduttori nei quali l'energia viene trasformata senza essere irradiata, in modo da capire più chiaramente ciò che si intende dire con il termine impedenza caratteristica.

Sebbene queste linee (per esempio, sistema a due fili) non irradiano un campo elettromagnetico, poichè i campi creati da correnti e tensioni opposte in due fili si annullano reciprocamente; è tuttavia possibile avere dell'energia da essi per mezzo della trasmissione « senza filo ». Introduciamo, per esempio, un anello di filo all'interno dei due conduttori che costituiscono una linea parallela.

Un amperometro collegato alle estremità di questo anello ci permette di constatare la presenza di una corrente, vale a dire di un flusso d'energia nell'anello (fig. 1). Se

la linea è aperta e non sollecitata, si formerà un'onda stazionaria sulla sua lunghezza che non darà nessuna energia. Nell'istante in cui si avvicina l'anello di filo, l'onda stazionaria viene smorzata e si constata l'apparizione di un'onda mobile di piccola ampiezza.

Questo fatto dimostra che un conduttore non irradiante per causa propria è in grado di dar vita a una energia senza bisogno di fili, allorchè un altro conduttore entra nel campo da questo prodotto.

È facile d'altronde capire che questa facoltà di produrre energia dipende in grande misura dalle dimensioni del campo, o più esattamente, dalla forma e dalle dimensioni della sezione di questo campo. Nel caso più favorevole, si può ricavare energia da ciascun punto della sezione e il valore di questa energia, come quella dell'energia totale ottenuta sommando le energie raccolte in ciascun punto, dipende solo dalla distribuzione del campo sulla sezione.

Si è così in grado di prelevare una certa energia massima dal campo di una linea di trasmissione non irradiante, il conduttore stesso può essere considerato come una sorgente d'energia; è perciò possibile calcolare una impedenza caratteristica per il conduttore corrispondente a questa energia massima.

L'impedenza caratteristica non ha alcuna

relazione con la resistenza di perdita della linea; quest'ultima dipende dalla lunghezza della linea (la resistenza di una linea di due metri di lunghezza è doppia di quella di una linea di un metro di lunghezza). L'impedenza caratteristica dipende solamente dalla sezione del campo attorno al conduttore; essa non dipende in nessun modo dalla lunghezza, infatti il conduttore lungo 100 m ha la stessa impedenza caratteristica di un conduttore di 1 m.

In fig. 2 vengono illustrati alcuni dei tipi più comuni di conduttori usati per la trasmissione dell'energia; nella parte superiore sono rappresentate le sezioni dei cavi e nella parte inferiore la distribuzione del campo irradiato da essi.

I soli conduttori che vengono usati nella tecnica delle correnti ad alta frequenza sono i conduttori a fili paralleli detti linee di Lecher o piattina (fig. 2b) e il cavo coassiale (fig. 2c).

Il cavo coassiale viene utilizzato per realizzare il collegamento tra i trasmettitori e le antenne, mentre la piattina per il collegamento delle antenne ai ricevitori.

L'impedenza caratteristica non è definita solo dalla facoltà che presenta un conduttore di irradiare l'energia al di fuori di tutti i collegamenti galvanici; ma anche dalla quantità di energia che il conduttore è in grado di fornire a un carico collegato

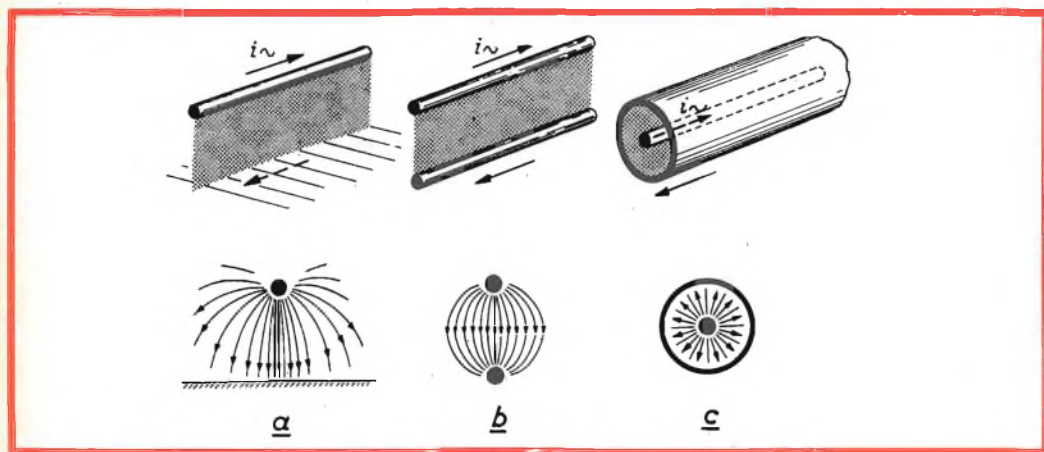


Fig. 2 - Esempi della distribuzione del campo nella sezione delle linee ad alta frequenza. a) linea a un solo filo parallelo alla superficie di terra; b) linea a conduttori paralleli (linea di Lecher) c) linea concentrica (cavo coassiale).

alle sue estremità. È noto che l'impedenza del carico deve essere uguale alla resistenza caratteristica del conduttore se si vuole che la trasmissione dell'energia si effettui senza riflessioni nocive.

L'impedenza caratteristica di un conduttore non irradiante è in un certo senso paragonabile con l'impedenza di irradiazione di un'antenna. Il valore numerico di quest'ultima (70 Ω per una antenna in quarto d'onda e 280 Ω per una in mezz'onda) è fisso e inalterabile e non dipende dalla costruzione dell'antenna.

L'impedenza caratteristica, come abbiamo già detto, dipende in primo luogo dalla sezione del campo e di conseguenza dalle caratteristiche di costruzione del conduttore. Si possono quindi realizzare dei conduttori aventi una impedenza caratteristica desiderata. I valori più usati per i cavi coassiali e le piattine sono di 70 Ω e 280 Ω . Questi valori infatti assicurano un adattamento corretto alle antenne in quarto d'onda e in mezz'onda.

F. T.

(Da « How television works »
della Biblioteca tecnica Philips)

La Fabbrica Italiana Tubi di Sestri Levante (Genova) è stata recentemente dotata di un moderno impianto di diffusione sonora destinato ai comunicati antifortunistici. L'impianto è stato installato nei capannoni della trafiliera a caldo e del laminatoio ed in quello della trafilatura a freddo, ed è suddiviso in due sezioni. La prima sezione che serve i capannoni della trafilatura a caldo e del laminatoio è formata da un microfono da tavolo, da un registratore, da una coppia di amplificatori e da 44 diffusori a padiglione esponenziale. Analogamente la seconda sezione comprende un microfono da tavolo, un registratore, un amplificatore da 140 W e 15 diffusori a padiglione esponenziale.

Queste soluzioni sono state adottate dopo uno scrupoloso esame dei dati emersi nel corso di un minuzioso rivelamento del livello minimo e massimo del rumore in ogni posto di lavoro e di transito. Il rilevamento è stato effettuato punto per punto a mezzo fonometro secondo tre diverse equalizzazioni di tono e facendo anche funzionare macchine temporaneamente inoperative per avere un esatto controllo delle condizioni di massima contemporaneità delle sorgenti di rumore.

Le apparecchiature installate sono state predisposte per successivi ampliamenti come, ad esempio, una possibile centralizzazione con telecomando. I comunicati antifortunistici sono stati preregistrati e quindi vengono irradiati di tempo in tempo. All'occorrenza vengono impiegati i microfoni per comunicazioni particolari.



IN COPERTINA

Nella copertina è illustrato il primo supermarket con self-service dell'elettronica sorto in Europa: esso funziona dal 1962 alla sede centrale della G.B.C. a Cinesello e, per citare solo alcune località, a Milano, Roma, Napoli, Genova, Brescia, Pavia ecc. Molti nostri lettori lo conoscono e lo frequentano. È una delle innumerevoli iniziative della G.B.C., la ditta che vanta ogni primato nella presentazione e nella qualità dei prodotti, nonché nelle innovazioni dei servizi e dei sistemi commerciali.

METODO SEMPLICE PER LA PROVA DEI DIODI SEMICONDUTTORI

Il metodo di prova dei diodi semiconduttori con la semplice misura della resistenza diretta e inversa non può sempre dare risultati soddisfacenti, soprattutto se si vogliono ottenere dei risultati esatti. Col metodo che ora spiegheremo, chi possiede un oscilloscopio e un corredo di accessori minimo, può effettuare una prova molto semplice e che dà risultati sufficientemente esatti per conoscere le condizioni dei diodi.

Il circuito di fig. 1 rappresenta tutto ciò che è necessario per effettuare questa prova, come si può vedere, sono necessari un trasformatore con secondario 6,3 V - 1 A, una resistenza di 10 k Ω , 1/2 W e due terminali. La tensione del secondario del trasformatore è applicata sulla resistenza in serie con il diodo che si vuole provare.

La tensione che appare sulla resistenza R_1 è applicata all'ingresso dell'amplificatore a deviazione verticale in modo che la tensione ai capi del diodo in prova viene applicata all'ingresso dell'amplificatore a deviazione orizzontale. La figura che appare sullo schermo dell'oscilloscopio rappresenta con buona precisione la caratteristica di funzionamento del diodo.

Prima di collegare il circuito ausiliario all'oscilloscopio, è necessario regolare il controllo di guadagno dei due amplificatori d'ingresso perché tensioni uguali cau-

sano delle deflessioni del fascetto uguali nelle due direzioni. Nel caso che le impedenze d'ingresso dei due amplificatori siano differenti (per esempio, l'impedenza orizzontale inferiore alla verticale) è suffi-

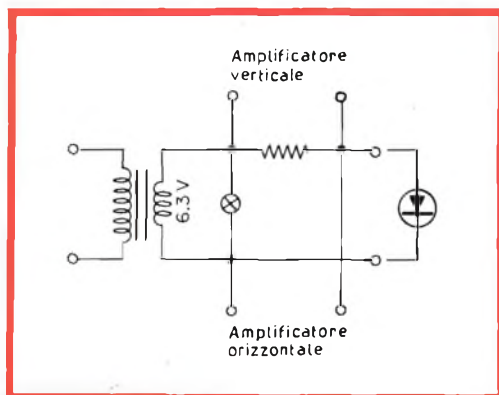


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo ausiliario per la prova dei diodi semiconduttori con l'ausilio di un oscilloscopio.

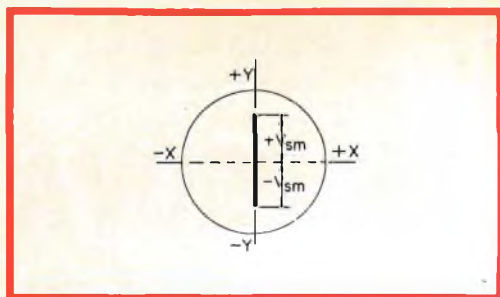


Fig. 2 - Traccia caratteristica ottenuta da un diodo in corto circuito. V_{sm} = tensione di misura.

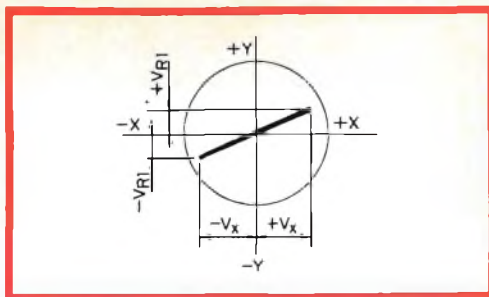


Fig. 4 - Traccia caratteristica ottenuta da un diodo interrotto. V_{R1} = tensione sulla resistenza R_1 ; V_x = tensione sulla resistenza d'ingresso dell'amplificatore orizzontale.

ciente collegare in serie con l'ingresso orizzontale una resistenza di circa 500 k Ω al fine di ridurre il carico sul diodo. Sebbene questo riduca la tensione applicata all'oscilloscopio le curve ottenute sono sufficientemente chiare.

Funzionamento

Il diodo rappresenta una resistenza, il cui valore, durante un semi periodo della tensione di misura è molto elevato e durante il semi periodo successivo molto ridotto. Siccome le tensioni alternate agli ingressi dei due amplificatori si trovano in fase, ne risulta automaticamente una curva caratteristica sullo schermo. Le diverse possibilità vengono illustrate separatamente.

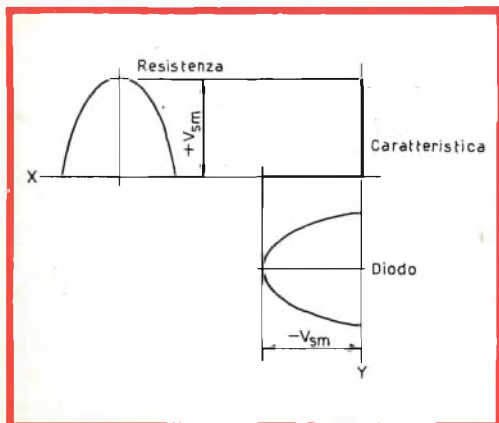


Fig. 3 - Caratteristica di un diodo ideale.

Diodo in corto circuito

Il diodo, in queste condizioni, rappresenta un corto circuito all'ingresso dell'amplificatore orizzontale e la tensione di misura verrà applicata per intero sulla resistenza R_1 .

Questa tensione è applicata all'ingresso dell'amplificatore verticale e si presenta come una traccia verticale (fig. 2).

Diodo aperto

La tensione si divide fra la resistenza R_1 e la resistenza d'ingresso dell'amplificatore orizzontale. Di conseguenza una piccola parte della tensione di misura appare sull'amplificatore verticale, mentre la maggior parte verrà trasmessa all'amplificatore orizzontale.

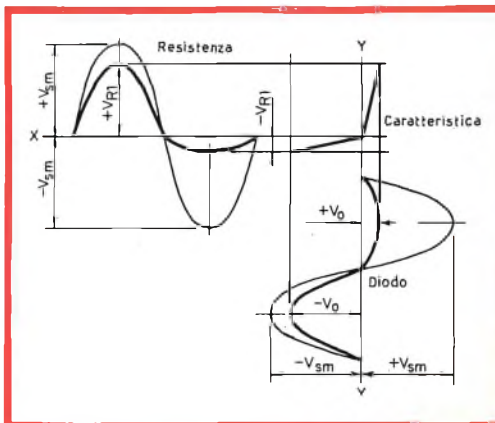
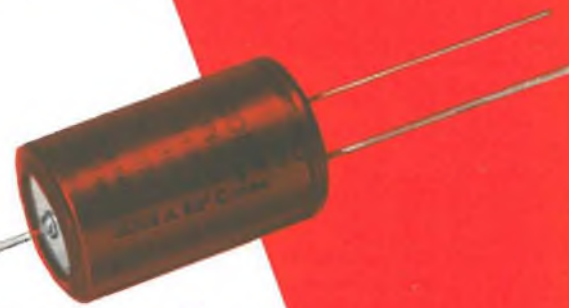


Fig. 5 - Caratteristica di un diodo normale. V_0 = tensione sul diodo.

per le più severe esigenze di impiego la nuova serie di **condensatori elettrolitici**

FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

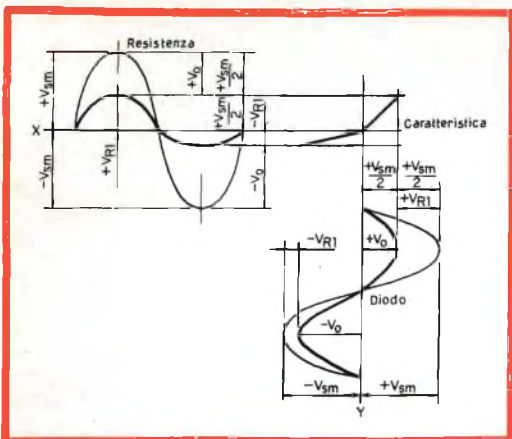


Fig. 6 - Diodo con resistenza diretta uguale a R_1 e resistenza inversa infinita.

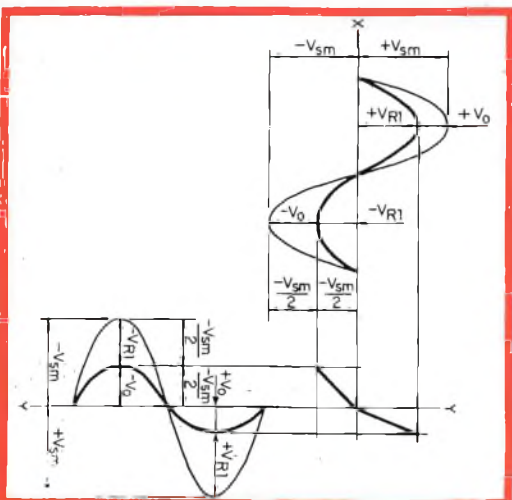


Fig. 7 - Resistenza inversa uguale a R_1 e resistenza diretta piccola.

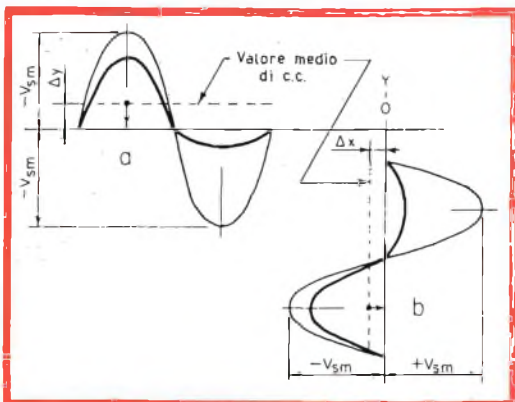


Fig. 8 - Posizione del livello di zero della tensione alternata (valore medio della corrente continua).

La caratteristica assume allora la forma rappresentata in fig. 4, cioè una retta leggermente inclinata che passa dal terzo al primo quadrante.

Diodo ideale

In questo caso, la resistenza diretta è uguale a zero e di conseguenza il valore totale della tensione del semiperiodo positivo è applicato sulla resistenza R_1 , ed è indicato dalla deflessione verticale del fascetto. D'altra parte la resistenza inversa è infinita e per questa ragione il valore totale del semiperiodo negativo è applicato al trasformatore orizzontale e rappresentato come una retta orizzontale sullo schermo. Siccome in questo caso, teoricamente, la corrente non passa più, non si possono avere delle cadute di tensione su R_1 . La fig. 3 mostra le tensioni e la figura che verrà rappresentata sullo schermo.

Diodi normali

Nel semi periodo positivo, si ha una notevole caduta di tensione sulla resistenza R_1 e una caduta molto debole sul diodo di prova. La tensione elevata della resistenza R_1 è indicata con una grande deflessione verticale e la bassa tensione sul diodo con una piccola deflessione orizzontale, dando così un segmento molto inclinato.

Nel semiperiodo negativo, una grande parte appare sul diodo (tensione inversa) e una piccola parte sulla resistenza R_1 (data dalla corrente ridotta). La prima è indicata da una notevole deflessione orizzontale e la seconda da una piccola deflessione verticale aventi per risultato un segmento poco inclinato.

La fig. 5 illustra il ciclo completo all'oscilloscopio.

Resistenza diretta uguale a quella di R_1 ; resistenza inversa elevata

Essendo la resistenza diretta del diodo uguale a quella di R_1 , la tensione nel semiperiodo positivo si divide in due parti uguali che sono indicate con delle deflessioni verticali e orizzontali uguali.

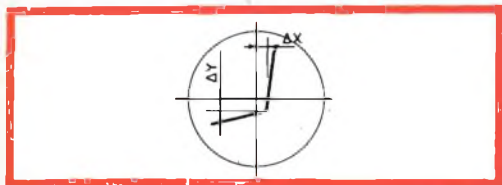


Fig. 9 - Posizione della traccia risultante dalla deviazione del livello di zero sullo schermo dell'oscilloscopio.

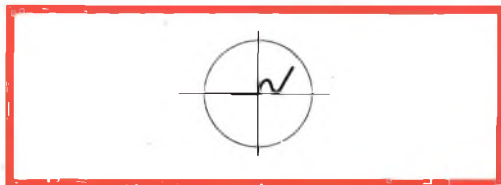


Fig. 11 - Caratteristica di un diodo tunnel.

La resistenza inversa elevata del diodo produce nel semiperiodo negativo un effetto analogo a quello del caso precedente (vedere fig. 6).

Resistenza inversa uguale a quella di R_1 ; resistenza diretta molto piccola

Nel semiperiodo positivo, si verifica la stessa cosa che si verificava nel caso di un diodo normale, nel semiperiodo quindi, in ragione dell'uguaglianza delle resistenze ($R_1 = R_{inv}$) la tensione sarà divisa

in due parti uguali che appaiono come delle deflessioni verticali e orizzontali uguali (fig. 7).

Gli amplificatori dell'oscilloscopio sono in generale adatti per correnti alternate e in questo caso è necessario tenere conto della posizione del livello di zero della tensione alternata, come indicato in fig. 8; la posizione risultante sullo schermo è illustrata in fig. 9. Come si può vedere, la figura è deviata rispettivamente al di sopra e a destra degli assi X e Y.

I diodi che presentano delle caratteri-

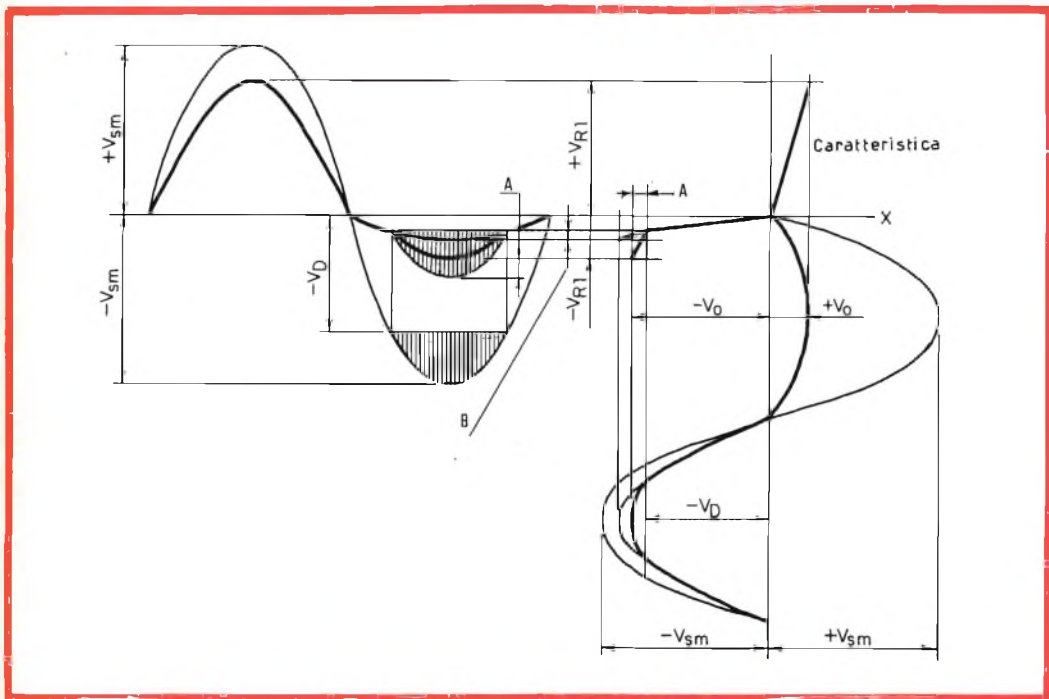


Fig. 10 - Traccia risultante dalla prova di un diodo zener. A = caduta di tensione della resistenza interna del diodo nella regione di zener. B = caduta di tensione della resistenza nella regione di zener e nella regione positiva di conduzione.

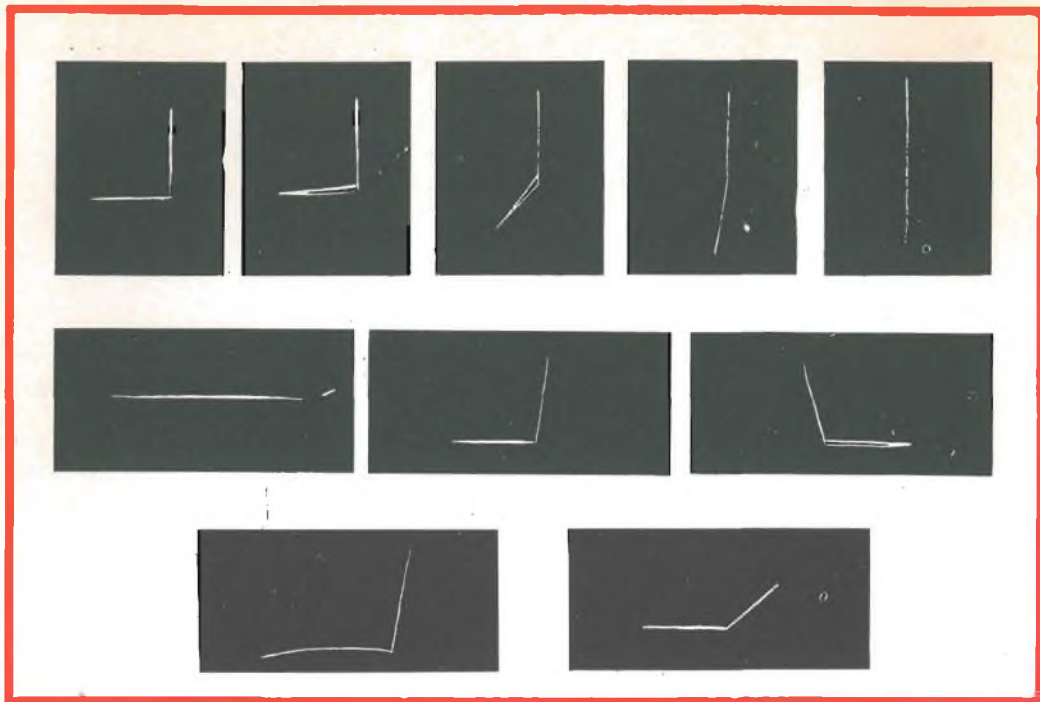


Fig. 12 - Oscillogrammi tipici dei diodi.

stiche simili a quelli che sono illustrate nelle figg. 2, 4, 6 e 7 non devono di solito essere utilizzati.

Le figg. 11 e 10 rappresentano rispettivamente le caratteristiche corrispondenti ai diodi tunnel e zener.

La fig. 12 rappresenta gli oscillogrammi

ottenuti col metodo ora descritto, per alcuni diodi in diverse condizioni.

Questo metodo di prova si può applicare anche ai transistori in quanto essi possono essere considerati semplicemente come due diodi.

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

Recentemente è stato inaugurato l'impianto sperimentale di televisione a circuito chiuso presso il Liceo Henri Martin di San Quintino (Aisne). Questo impianto, realizzato su richiesta dell'Istituto Nazionale di Pedagogia e del Preside del Liceo, è attualmente il più importante del suo genere in Europa; esso utilizza cinque telecamere, due delle quali regolabili a distanza, uno studio, un reparto di produzione e dieci classi attrezzate di tutto punto.

IL DECIBEL

Il Parte

In questa seconda parte vengono trattati: guadagno di potenza ricavato da valori di tensione e di corrente, prestazioni di un'apparecchiatura o di un componente espresso in dB, guadagno di tensione espresso in dB.

Guadagno di potenza ricavato da tensioni o da correnti

Siccome la potenza, la tensione, la corrente e la resistenza sono tutti valori **interdipendenti**, il guadagno (o la perdita) si potrà calcolare anche da valori di corrente o di tensione ammesso però che si conosca la resistenza del circuito in questione.

Questo procedimento si comprenderà molto più facilmente se noi procederemo per gradi:

a) Calcoliamo P_1 e P_2 usando la nota formula E^2/R nel caso si conoscano le tensioni, oppure la formula I^2/R nel caso si conoscano le correnti;

b) Una volta calcolati i due livelli di potenza, basta applicare la tecnica già imparata per valutare il guadagno o la perdita in dB.

Quando i componenti per i quali sono stati calcolati i valori delle potenze P_2 e P_1

sono identici o hanno resistenze uguali, si può impiegare un procedimento più semplice. Siccome in questo caso le potenze sono direttamente proporzionali al quadrato delle tensioni avremo:

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$$

e

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} \\ &= 10 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 \end{aligned}$$

Ma noi sappiamo che il logaritmo di un quadrato è uguale allo stesso logaritmo del numero moltiplicato per 2 e cioè:

$$10 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 = 20 \log \frac{E_2}{E_1}$$



Banco di collaudo di unità di deflessione per televisione.

e pertanto

$$\text{guadagno di potenza in dB} = 20 \log \frac{E_2}{E_1}$$

Notate le lettere sottolineate: si impiegano **rappor- ti di tensione** per calcolare il guadagno di potenza in dB. Questa equazione si applica solo quando **i valori delle resistenze sono uguali**.

Esempio 7

Un amplificatore di potenza (con impedenza d'uscita di 16 Ω) ha una tensione di uscita di 24 V alla frequenza di 1000 Hz, e soltanto 16 V alla frequenza di 40 Hz. Prendendo per riferimento la frequenza di 1000 Hz, calcolare il guadagno o la perdita in dB alla frequenza di 40 Hz.

Soluzione

a) 1 - Siccome la tensione di uscita alla frequenza di 40 Hz, diminuisce, siamo in presenza di una perdita

$$2 - P_2 = E_2^2/R = \frac{24 \times 24}{16} = 36 \text{ W}$$

$$P_1 = E_1^2/R = \frac{16 \times 16}{16} = 16 \text{ W}$$

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{36}{16} = -3,52$$

b) Siccome la tensione d'uscita viene misurata in entrambi i casi agli estremi della **stessa** impedenza si potrà usare la formula più semplice e cioè:

$$\text{dB} = 20 \log \frac{E_2}{E_1} = 20 \log \frac{24}{16} = -3,52$$

Questo esempio ci insegna che con questi due procedimenti otteniamo sempre la stessa risposta e cioè lo stesso valore di perdita in dB. Si noti come risulti molto più semplice la tecnica del **rappor- to delle tensioni** in questo caso. Non ri- peteremo mai abbastanza che questa equa- zione impiegata per calcolare il guada- gno o la perdita di potenza in dB può

essere usata solo se i valori dei resistori ai terminali dei quali si misurano E_2 e E_1 sono perfettamente uguali.

Con la stessa procedura si può dimo- strare che il guadagno o la perdita di potenza si possono calcolare anche con

$$\text{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Anche in questo caso, ciò vale solo se le correnti I_2 e I_1 attraversano resistori di uguale valore.

Prestazioni di un'apparecchiatura o di un componente espresso in dB

È diventata ormai un'usanza comune a tutti i fabbricanti di apparecchiature o di componenti elettronici quella di esprimere la potenza di uscita o altri parametri di questi dispositivi in unità decibel. Per esempio, il fabbricante può dire che il suo amplificatore può fornire una **potenza di uscita indistorta di + 37 dB**; oppure che un determinato microfono ha **una uscita di - 74 dB**; oppure ancora che un trasformatore di uscita può « trattare » una potenza di uscita di + 32 dB. Che cosa significano queste cifre? Siccome il « decibel » normalmente viene impiegato per confrontare **due** valori; bisognerà che noi veniamo a conoscenza dell'**altro** valore con cui le precedenti cifre sono state paragonate. Attualmente questo valore è il cosiddetto valore di riferimento o **livello zero**. E qui le cose si complicano ancora. Infatti, questo valore di riferimento può essere 1 mW; ma può essere anche 6 mW, oppure 12,50 o 50 mW; nei microfoni può essere anche 1 V.

Una volta, **il 6 mW** era il livello di ri- ferimento più accettato. Attualmente, però, si è preferito usare 1 mW come li- vello di riferimento. Attenzione! **Si può scegliere qualsiasi valore**. È buona norma però citare sempre il livello-zero adottato. Quando nascono dei dubbi si interpellì il fabbricante. Un sistema per evitare con- fusioni è quello di usare la sigla **dBm**, che prende come livello di riferimento

1 mW oppure dB6m se si adotta il vecchio livello-zero di 6 mW.

Allo stesso modo, la sigla dBV viene impiegata quando nell'enunciare le prestazioni di un microfono si assume per livello-zero, 1 V.

Alcuni esempi chiariranno tutto.

Esempio 8

Un amplificatore può dare + 44 dB di potenza. Trovare la potenza di uscita in W.

Soluzione

1 - Il livello di riferimento si suppone che sia 1 mW.

2 - Siccome il valore è positivo (+44 dB) l'uscita deve essere maggiore del livello di riferimento. Pertanto, nell'equazione del dB la potenza d'uscita sarà al numeratore mentre la potenza di riferimento (livello-zero) starà al denominatore.

$$3 - \quad 10 \log \frac{P_o}{P_r} = 44$$

$$\log \frac{P_o}{P_r} = 4,4$$

$$P_o = P_r (\text{antilog } 4,4) = 0,001 (2,51 \times 10^4) = 25,1 \text{ W}$$

Esempio 9

Le prestazioni di un microfono a cristallo ad alta impedenza vengono espresse con il valore di - 54 dBV.

Trovare la tensione d'uscita « a circuito aperto ».

Soluzione

1 - Il livello di riferimento è 1 V (per una pressione sonora di 1 dine per cm²).

2 - Siccome la cifra che esprime le prestazioni del microfono è negativa (-54 dB) la tensione di uscita (E_o) sarà inferiore a quella usata come livello di riferimento; (E_r), e pertanto nella formula del dB si troverà al denominatore.

3 - Siccome vengono usate tensioni avremo come riferimento:

$$20 \log \frac{E_r}{E_o} = 54$$

$$\log \frac{E_r}{E_o} = 2,7$$

$$\frac{E_r}{E_o} = \text{antilog } 2,7$$

Risolviendo rispetto E_o avremo:

$$E_o = \frac{E_r}{\text{antilog. } 2,7} = \frac{1}{(5,01 \times 10^2)} = 0,002 \text{ V}$$

Guadagno di tensione espresso in dB

Abbiamo in precedenza dimostrato che il guadagno o la perdita in dB si possono calcolare anche in base a misure di tensioni; è necessario solo che venga tenuta in debito conto la resistenza del circuito. Abbiamo inoltre spiegato come si deve fare per calcolare il guadagno o la perdita direttamente dal valore delle tensioni nel caso in cui le resistenze siano uguali.

In quest'ultimo caso si doveva usare l'equazione: $20 \log (E_2/E_1)$. Ora, invece, useremo la stessa equazione ma **dimenticheremo** i valori delle resistenze! Ma se i valori delle resistenze non sono uguali, questa misura non è un vero paragone di potenze! Ecco perché abbiamo intitolato questo paragrafo « Guadagno di tensione in dB ». In altre parole, siccome non è un confronto di potenze, gli abbiamo dato questo nuovo nome. Un esempio tipico di questa misura è quello che si riferisce al **guadagno di un amplificatore**, valutato dall'ingresso all'uscita. Infatti, raramente l'impedenza d'ingresso e di uscita di un amplificatore sono uguali. Pertanto, se si desidera conoscere il guadagno in potenza, bisognerà calcolare la potenza d'ingresso e quella di uscita; dopodiché si calcoleranno i dB usando la nota formula $\log P_o/P_i$. Vedi esempio

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.l.: 40,4 MHz

Portante video F.l.: 45,9 MHz

Impedenza dell'antenna: 300 Ω simmetrici

Guadagno: circa 20 dB

Uscita della F.l.: 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

7 (a). Più spesso però si usa la formula delle tensioni $20 \log E_o/E_i$. In questo caso però, siccome le resistenze (d'ingresso e di uscita) non sono uguali dovremo dire che si tratta di un **guadagno di tensione in dB** e non un **guadagno di potenza o semplicemente guadagno in dB**.

Disgraziatamente, non sempre quando si parla di amplificatori si fanno queste essenziali distinzioni. Ecco quindi un'altra causa della confusione che regna nella terminologia del dB.

E allora facciamoci delle idee chiare!

1) Il termine **guadagno di potenza in dB** è chiaro e non ammette dubbi. È il rapporto tra due potenze. Lo si può ottenere **anche** da valori di tensione sia

a) calcolando prima la potenza, oppure
b) usando la formula $20 \log$ (rapporto delle tensioni) nel caso in cui le resistenze agli estremi delle quali si ricavano le tensioni, siano uguali.

2) Il semplice termine **guadagno in dB** si deve usare **solo** quando ci si vuole riferire al guadagno di potenza in dB calcolato come al numero 1).

3) Il termine **guadagno di tensione in dB** viene usato a) quando le resistenze **non** sono uguali b) quando non si fa alcuna variante per correggere i valori disuguali delle resistenze, e c) quando si usa la formula $20 \log$ (rapporto tra le tensioni).

Un esempio chiarirà tutto:

Esempio 10

Basta una tensione d'ingresso di 0,3 V per pilotare un amplificatore alla sua massima potenza di uscita di 36 W. Le resi-

stenze d'ingresso e di uscita sono rispettivamente $250 \text{ k}\Omega$ e $16 \text{ }\Omega$. Trovare 1) il guadagno di potenza in dB, 2) il guadagno di tensione in dB.

Soluzione

1 - Per trovare il **guadagno di potenza**, bisogna innanzitutto calcolare la potenza d'ingresso dato che le resistenze sono disuguali:

$$P_{in} = \frac{E_{in}^2}{R_{in}} = \frac{0,3 \times 0,3}{250.000} = 3,6 \times 10^{-7} \text{ W}$$

guadagno in dB

$$= 10 \log \frac{P_o}{P_{in}} = 10 \log \frac{36}{3,6 \times 10^{-7}}$$

guadagno di potenza = 80 dB

2 - Per trovare il **guadagno di tensione** è necessario conoscere il valore della tensione di uscita.

$$P_o = \frac{E_o^2}{R_o}$$

risolvendo rispetto a E_o abbiamo:

$$\begin{aligned} E_o^2 &= P_o R_o \\ E_o &= \sqrt{P_o R_o} = \\ &= \sqrt{36 \times 16} = 24 \text{ V} \end{aligned}$$

guadagno di tensione

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 20 \log \frac{E_o}{E_{in}} \\ &= 20 \log \frac{24}{0,3} \\ &= 38 \text{ dB} \end{aligned}$$

L. C.

CORSO V. EMANUELE, 700/A
TELEF. 388100



NAPOLI

CORA BOSCA VERMUTEN Facies CONFEZIONI INSEGNE LUMINOSE ELETTRONICHE ALLODERMA

Parte II

In questa seconda parte viene descritto un circuito pilota con velocità di scrittura fino a 65 lampade al secondo, l'interruttore elettronico on/off e la costruzione del fotorelé.

Il circuito pilota indicato in fig. 12 è stato ideato particolarmente per la realizzazione di insegne luminose di notevoli dimensioni. Il funzionamento è quello già fondamentalmente descritto nelle figure 6 e 7.

Descrizione del circuito

Nel circuito di fig. 12 è stato applicato il principio di funzionamento cosiddetto « interlacciato ». Tra gli stadi « primari », $1_1, 2_1 \dots n_1$, accoppiati tra di loro nello stesso modo di quelli del circuito di fig. 7, sono stati inseriti due stadi « schiavi »; questi sono indicati nella figura con $1_2 - 1_3 - 2_2 - 2_3 \dots n_2 - n_3$ e sono collegati agli stadi primari $1_1, 2_1 \dots n_1$ mediante i resistori a basso valore di resistenza R_1 e R_2 . In questi stadi « schiavi », le fotoresisten-

ze e le lampade pilota dei fotorelé, contrariamente agli stadi primari, sono collegate in serie secondo il principio illustrato dalla fig. 6.

Le lampade dell'insegna degli stadi « schiavi » si accendono durante il tempo di accensione di due lampade primarie dell'insegna; in questo modo, le lampade successive dell'insegna si accenderanno con una maggiore velocità. Supponiamo, per esempio, che il tempo di ritardo tra l'accensione di due lampade primarie sia 48 millisecondi. Scegliendo opportunamente il valore dei resistori di accoppiamento R_1 e R_2 , si può fare in modo che gli stadi « schiavi », $1_2, 2_2 \dots n_2$ entrino in funzionamento soltanto 16 millisecondi dopo l'entrata in funzionamento dei loro stadi primari, e che gli stadi « schiavi » $1_3, 2_3 \dots n_3$ entrino in funzione 16 millisecondi dopo questi ultimi.

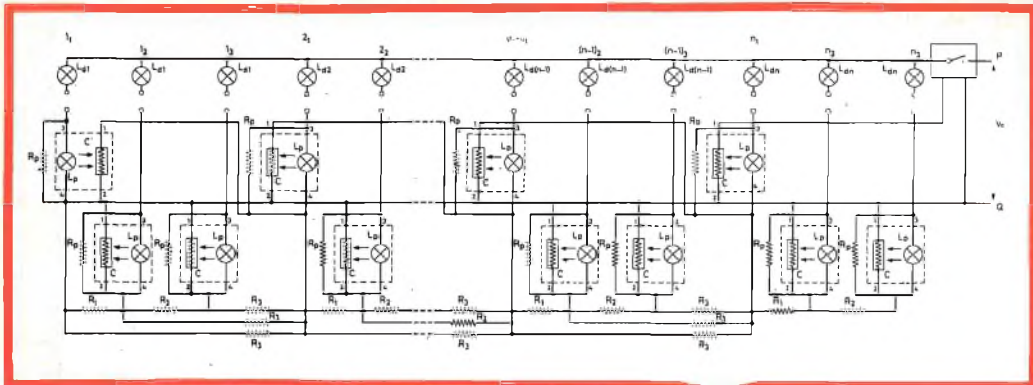


Fig 12 - Circuito pratico di un sistema di pilotaggio per una velocità di scrittura fino a 65 lampade al secondo.

Componenti

- $R_1 = 220 \Omega, 1/2 \text{ W} \pm 10 \%$
- $R_2 = 180 \Omega, 1/2 \text{ W} \pm 10 \%$
- $R_3 = 1 \text{ k}\Omega, 1/2 \text{ W} \pm 10 \%$
- $R_p = \text{vedi testo}$
- $L_d = 40 \text{ V}/2,5 \text{ W}$ (lampade dell'insegne)
- $L_p = 24 \text{ V}/60 \text{ mA}$ (lampade pilota)
- $C = \text{fotoresistenza RPY 18}$

In questo modo si ottiene un effetto di scrittura continua con velocità di 65 lampade al secondo. In un circuito avente uno stadio « schiavo » per ogni stadio primario, la velocità di scrittura ottenibile è di 48 lampade al secondo.

Ciascun stadio primario è accoppiato allo stadio primario che lo precede e ai corrispondenti stadi « schiavi » attraverso i resistori R_3 da 1 k Ω . Ciò è necessario per impedire che l'effetto di scrittura venga interrotto nel caso in cui due lampade « primarie » consecutive diventino difettose.

Nel circuito di fig. 12 il valore del resistore in parallelo è di 3,9 k Ω .

Non è consigliabile impiegare più di due stadi « schiavi » per ogni stadio primario, in quanto potrebbero verificarsi difetti di interlacciamento, specialmente quando la tensione di alimentazione è - 15 % del suo valore nominale.

Misura della velocità di scrittura

La velocità di scrittura fu misurata in un circuito formato da 80 lampade e con un intervallo di 10 secondi tra la fine di un ciclo di scrittura e l'inizio di un altro. Queste misure vennero effettuate con tre differenti tensioni di alimentazione, e precisamente con $V_{S \text{ nom}}$, con $V_{S \text{ nom}} + 10 \%$ e $V_{S \text{ nom}} - 15 \%$ e con resistori in parallelo R_p da 3,9 k Ω (vedi tabella qui sotto).

V_s	Velocità di scrittura
nominale	65 lampade/secondo
+ 10 %	76 lampade/secondo
- 15 %	50 lampade/secondo

Queste misure hanno rivelato che l'influenza delle fluttuazioni di tensione sulla velocità di scrittura è identica a quella del circuito di fig. 12 e pertanto anche per

questo circuito vale il diagramma di figura 10.

Si deve inoltre ricordare che per avere un effetto di scrittura continua, è necessario che i resistori di accoppiamento siano scelti in base al numero di stadi schiavi per ogni stadio primario.

L'INTERRUTTORE ELETTRONICO ON/OFF

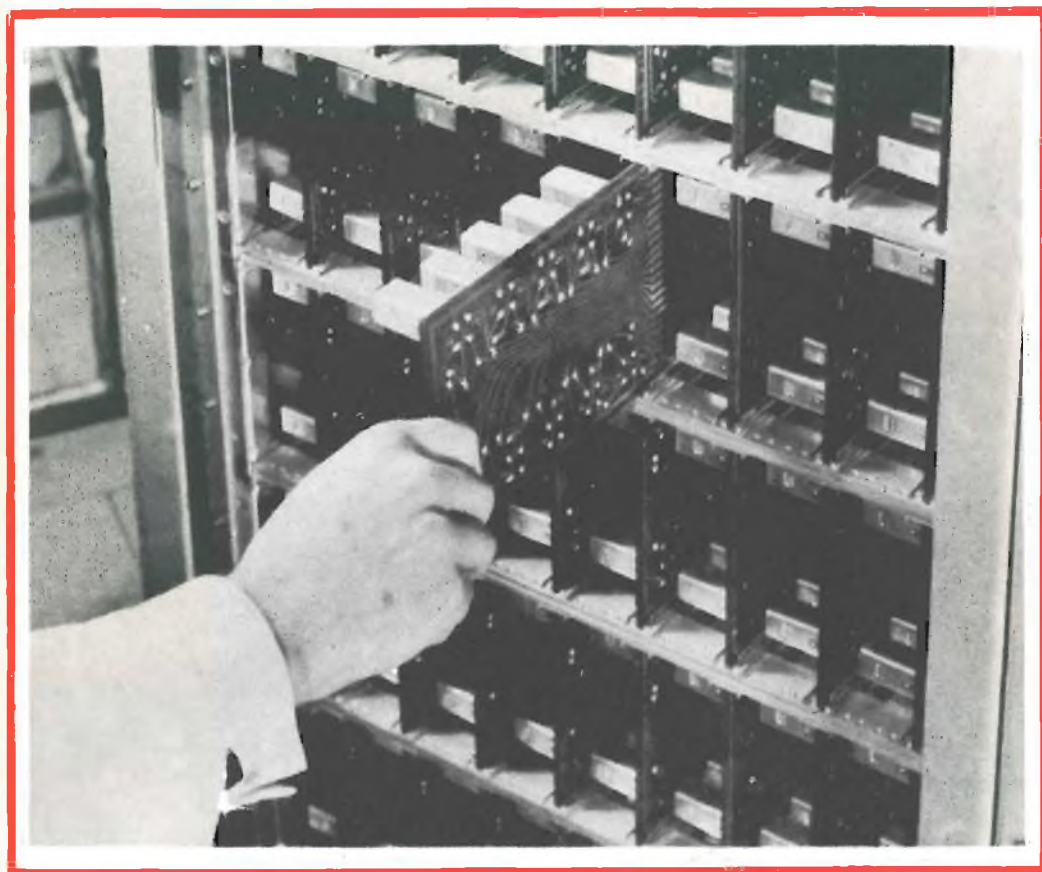
L'interruttore elettronico on/off che compare nei circuiti delle figg. 8 e 12 serve ad inserire e a disinserire la tensione di alimentazione dopo ogni ciclo completo di scrittura. Quando tutto il testo è stato scritto, di solito si preferisce mantenerlo per pochi secondi e poi estinguerlo. Ecco, perchè si richiede un certo ritardo tra la fine di un ciclo di scrittura

e l'istante in cui viene tolta l'alimentazione.

Dopo che si è tolta la tensione di alimentazione è necessario che passi almeno mezzo secondo prima che essa venga reinserita e ciò per dar tempo alle fotoresistenze di riassumere la condizione di elevata resistenza. Ciò richiede l'introduzione di un secondo « ritardo » nella chiusura del circuito. Per avere questi due « ritardi » si è inserito nel circuito interruttore, un temporizzatore elettronico. Entrambi le costanti di tempo possono essere preregolate per un qualsiasi valore di ritardo compreso tra 0,5 e 10 secondi. In fig. 14 è riportato lo schema a blocchi completo del commutatore.

In esso abbiamo:

V_i = tensione d'ingresso c.a.



La sostituzione dei fotorelé risulta facilitata se essi vengono montati su una piastra di circuito stampato con contatti ad incastro.

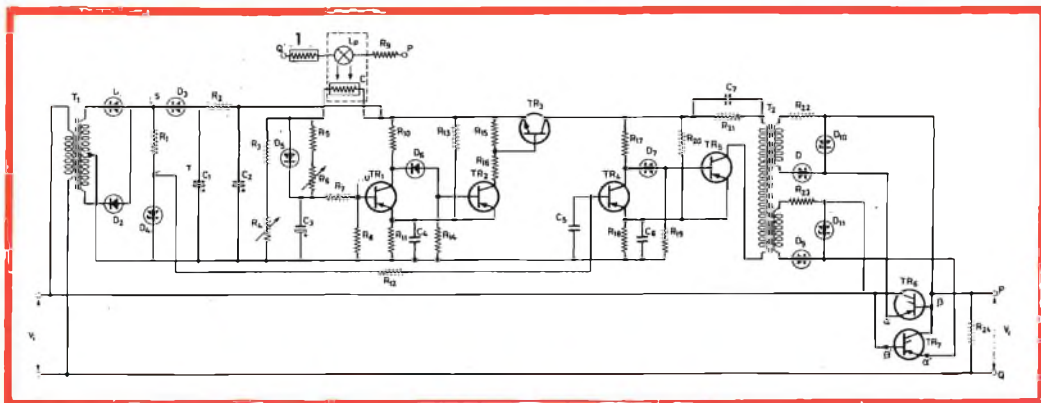


Fig. 13 - Schema elettrico dell'interruttore « on/off ». S. 1 = fotoresistenza finale nelle figg. 8 e 12.

Componenti

Tutti i resistori sono da 1/4 W \pm 5 % salvo diversamente specificato.

Resistori

- R₁ = 1 k Ω , 5,5 W, \pm 5 %
- R₂ = 22 Ω , 5,5 W, \pm 10 %
- R₃ = 2,7 k Ω
- R₄ = 20 k Ω , potenziometro
- R₅ = 390 Ω
- R₆ = 20 Ω , potenziometro
- R₇ = 22 k Ω
- R₈ = 39 k Ω
- R₉ = 1,2 k Ω
- R₁₀ = 3,9 k Ω
- R₁₁ = 39 Ω
- R₁₂ = 3,3 k Ω
- R₁₃ = 1,2 k Ω
- R₁₄ = 22 k Ω
- R₁₅ = 18 Ω
- R₁₆ = 390 Ω
- R₁₇ = 3,9 k Ω
- R₁₈ = 39 Ω
- R₁₉ = 22 k Ω
- R₂₀ = 1,2 k Ω
- R₂₁ = 390 Ω , 5,5 W, \pm 5 %
- R₂₂ = 10 Ω
- R₂₃ = 10 Ω
- R₂₄ = 330 Ω , 16 W, \pm 5 %

Condensatori

- C₁ = 500 μ F, 64 V elettrolitico
- C₂ = 500 μ F, 64 V elettrolitico
- C₃ = 250 μ F, 64 V elettrolitico
- C₄ = 10 nF, 125 V poliestere
- C₅ = 0,18 μ F, 125 V poliestere
- C₆ = 10 nF, 125 V poliestere
- C₇ = 0,18 μ F, 125 V poliestere

Transistori e diodi

- TR₁, TR₂ = BCY 11
- TR₃ = AC 127
- TR₄, TR₅ = BCY 11
- TR₆, TR₇ = BTX/200 R
- D₁, D₂, D₃ = BY 100
- D₄ = OAZ 200
- D₅, D₆, D₇, D₈, D₉ = OA 200
- D₁₀, D₁₁ = OAZ 207
- Fotoresistenza C: tipo RPY 18.

Trasformatori

- T₁ = primario 60 V
secondario 2 x 20 V/250 mA
- T₂ = primario 180 spire
secondario 2 x 90 spire
0,12 mm \varnothing filo di rame smaltato avvolto
su nucleo ad olla P 14/8
(Gradazione 3 H 1; $\alpha = 64,6^\circ$)

V_o = tensione di alimentazione del circuito pilota

A = tensione di alimentazione del circuito interruttore

B = temporizzatore

C = « gate » per la sezione D

D = circuito di controllo per i thyristor

E = interruttore a thyristor.

In fig. 13 è riportato lo schema elettrico del circuito che, come si vede, è completamente transistorizzato e non ha contatti meccanici.

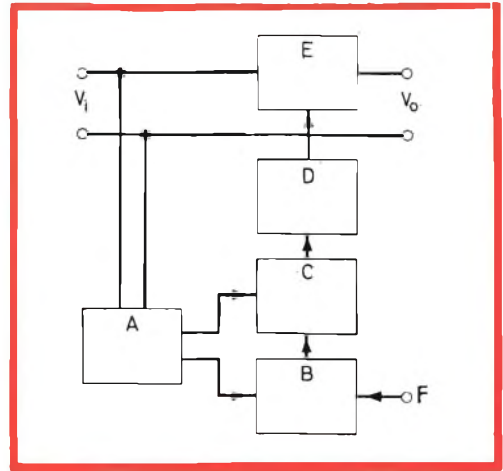


Fig. 14 - Schema a blocchi dell'interruttore « on/off », S delle figure 8 e 12.

- F = segnale d'ingresso dal fotorelé finale
- E = interruttore a thyristor
- D = circuito di controllo
- C = gate
- B = temporizzatore
- A = Alimentatore

Descrizione del circuito

Finchè dal circuito pilota non arriva alcun segnale d'ingresso (e cioè, finchè il testo non è stato completamente presentato), il temporizzatore B rimane inoperante e il circuito di controllo viene alimentato attraverso il « gate » C. Pertanto, i thyristor (raddrizzatori controllati al silicio) si troveranno in conduzione e la tensione di uscita V_o verrà applicata al circuito pilota.

Al termine del ciclo di scrittura viene prodotto tramite una fotoresistenza in conduzione un segnale d'ingresso. Diventa allora operante il temporizzatore B che blocca il « gate » C. La tensione di alimentazione per il circuito di controllo D viene allora bloccata e i thyristor non conducono più.

La tensione di uscita V_o cade quindi a zero, e l'insegna si spegne. Conseguenza: il segnale d'ingresso sparisce e dopo un certo ritardo determinato dal temporizzatore B, al circuito di controllo viene di nuovo data tensione attraverso il gate « C ».

In questo modo si riforma la tensione V_o e inizia un nuovo ciclo di scrittura.

Potrà essere utile avere una breve illustrazione delle varie parti dell'interruttore di potenza di fig. 13.

Sezione A

L'alimentatore A è formato dal trasformatore T_1 , dai due diodi raddrizzatori D_1 , D_2 , da un terzo diodo D_3 e dal filtro di livellamento C_1 , R_2 , C_2 .

Sul punto T è presente una tensione continua praticamente senza alternata residua. Il resistore R_1 e il diodo Zener D_4 assicurano che la tensione d'ingresso per il circuito di controllo D abbia la forma d'onda desiderata come indicato in figura 15a.

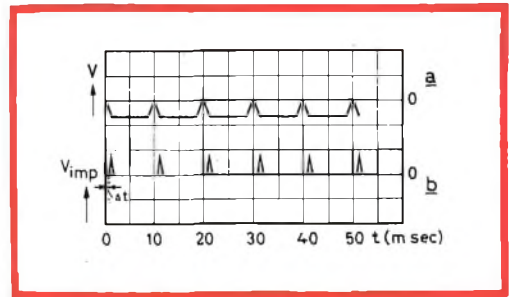


Fig. 15 - a) Forma d'onda della tensione nel punto T di fig. 13. b) Forma d'onda della tensione ai secondari del trasformatore T_2 di figura 13.



Banco di collaudo di piastre con fotorelé.

Sezione B

Il temporizzatore B controlla il tempo di « on/off » del sistema di pilotaggio. I transistori Tr_1 e Tr_2 con i relativi componenti formano un circuito trigger di Schmitt per cui ora si trova in conduzione Tr_1 ora Tr_2 .

Supponiamo che la fotoresistenza C_n non sia illuminata e che abbia quindi un valore elevato di resistenza. In questo caso, la tensione del punto U è pressoché zero, per cui Tr_1 non conduce e Tr_2 conduce. Quando invece la fotoresistenza è illuminata, la tensione nel punto U diventa più negativa con andamento determinato dalla costante di tempo di C_3 , R_5 e R_6 . Quando il potenziale nel punto U

ha raggiunto un certo valore, il transistore Tr_1 diventa conduttore e il transistore Tr_2 viene bloccato. Il tempo di carica del condensatore C_3 può essere regolato variando il valore di R_6 .

Quando la fotoresistenza assume di nuovo un valore di resistenza elevato, il condensatore C_3 si scarica attraverso il diodo D_5 e i resistori R_3 e R_4 .

Quando il potenziale nel punto U si è abbassato fino ad un certo valore, il transistore Tr_1 si blocca nuovamente e Tr_2 conduce e il ciclo può essere ripetuto. Il tempo di scarica di C_3 può essere regolato mediante il resistore variabile R_4 . L'inserzione del diodo D_5 consente di regolare in modo indipendente i tempi di carica e di scarica.

Sezione C

Il « gate » C è formato da un transistor singolo Tr_3 che può trovarsi in conduzione oppure bloccato a seconda della condizione in cui si trova il transistor Tr_2 del temporizzatore. In questo modo, la tensione di alimentazione per il circuito di controllo viene tolta non appena il ciclo di scrittura è stato completato.

Sezione D

Il circuito di controllo D è anch'esso un trigger di Schmitt come lo è appunto il temporizzatore. È formato dai transistori Tr_4 e Tr_5 . La tensione di uscita del transistor Tr_5 viene differenziata in modo da produrre degli impulsi agli estremi dei secondari del trasformatore T_2 che controlla i thyristor. Il resistore R_{21} limita la corrente di collettore del transistor Tr_5 mentre C_7 cortocircuita R_{21} agli effetti dei transistori.

Il circuito è comandato dalla tensione ad impulsi prelevata dall'unità di alimentazione A (vedi fig. 15a). Nell'istante $t_1 = 0$, il transistor Tr_4 non è ancora in conduzione; nell'istante $t = t_1 + \Delta t$, diventa invece conduttore e Tr_5 risulta quindi bloccato. Ai secondari del trasformatore T_2 , ciò si traduce in un impulso di uscita positivo ai terminali a e a'. In fig. 15b è indicata la forma d'onda di questa tensione.

I diodi D_8 e D_9 impediscono che ai terminali a e a' si presentino impulsi di uscita negativi quando il trigger di Schmitt ritorna nella sua condizione iniziale. I diodi di Zener D_{10} e D_{11} limitano il valore massimo degli impulsi che potrebbero di-

versamente danneggiare i thyristor.

La combinazione di R_{12} e C_{15} rappresenta una costante di tempo di circa 0,5 ms; essa è tale da assicurare che, alla tensione istantanea d'ingresso, la corrente di mantenimento attraverso i thyristor sia sempre sufficientemente ampia.

Sezione E

L'interruttore E è formato da due thyristor Tr_6 e Tr_7 collegati in un circuito parallelo-inverso. Il resistore R_{24} viene aggiunto per assicurare che nei thyristor passi una corrente di mantenimento sufficientemente elevata anche nel caso in cui il carico sia ridotto, come, per esempio, potrebbe verificarsi all'inizio del ciclo di scrittura quando risulta accesa una sola lampadina dell'insegna luminosa.

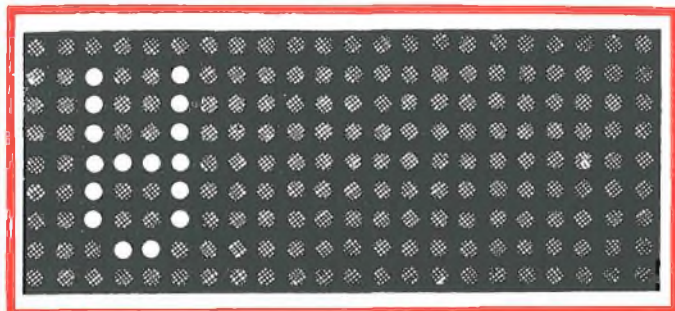
Disposizione pratica dei circuiti

Essa dipende principalmente dallo scopo che ci si prefigge di ottenere e cioè:

- a) presentazione di un testo fisso oppure
- b) presentazione di testi che possono essere cambiati.

Nella prima applicazione le lampade vengono montate nel telaio dell'insegna luminosa. Ciascuna lampada risulta in questo caso permanentemente collegata alla unità di pilotaggio (e cioè, al fotorelé e ai corrispondenti resistori); in questo caso, il numero dei fotorelé eguaglia il numero delle lampade (a parte il fotorelé aggiuntivo necessario al funzionamento dell'interruttore elettronico).

Fig. 16 - Matrice di lampade per insegne adatte per testi intercambiabili. (Lettera A).



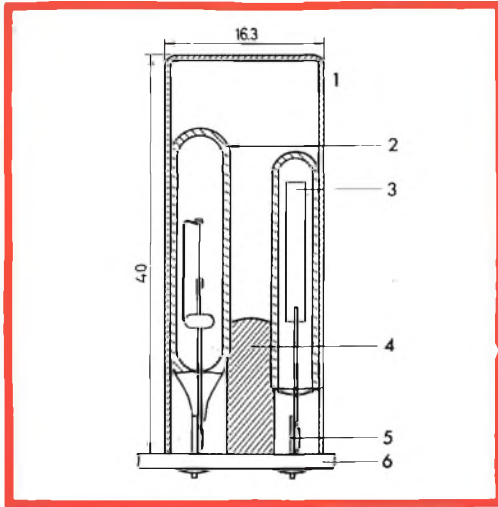


Fig. 17 - Particolare costruttivo del fotorelé discusso in questo articolo.

- 1 = involucro di alluminio
- 2 = lampadina
- 3 = fotoresistenza
- 4 = gomma-supporto
- 5 = paglietta per saldatura
- 6 = base di montaggio.

Le unità di pilotaggio per le lampade di ciascun carattere (o per una parte della insegna luminosa) possono essere montate su pannelli a circuito stampato disposti sul retro dell'insegna luminosa in esecuzione a incastro allo scopo di poterli facilmente sostituire in caso di guasto (vedi fotografia).

Le insegne luminose possono essere colorate; ciò può essere ottenuto sia mediante verniciatura con sostanze colorate

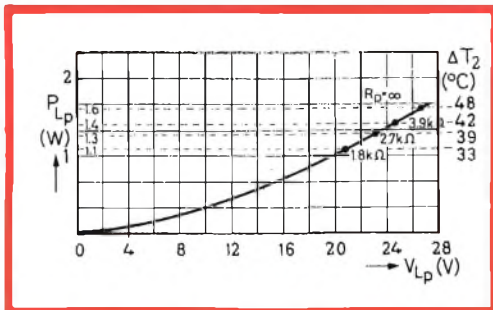


Fig. 18 - Curva indicante la potenza dissipata nelle lampade pilota in funzione della tensione della lampada.

trasparenti sia impiegando lampade già con vetro colorato secondo i colori standard.

Per la presentazione di testi intercambiabili è richiesta una matrice di lampade, come indicato in fig. 16. In questo caso si sceglie il testo desiderato mediante un sistema a spinotti mediante il quale si collegano all'unità di pilotaggio le lampade che si desidera che vengano accese.

Ciò significa che per ogni testo viene usato solo un certo numero di lampade presenti nella matrice. Non è quindi necessario avere un'unità di pilotaggio per ciascuna lampada. Praticamente si è riscontrato che per formare una frase, il numero delle unità di pilotaggio non supera 1/3 del numero di lampade della matrice.

Questo sistema consente la combinazione di vari testi, per esempio, di vario colore, semplicemente montando molte matrici in un dato spazio.

Costruzione del fotorelé

In fig. 17 è riportata la sezione longitudinale di un fotorelé. La fotoresistenza e la lampada pilota vengono appoggiate fortemente contro le pareti della scatola metallica mediante un pezzetto di gomma. In questo modo la resistenza termica tra il vetro della fotoresistenza e la parete della scatola come pure tra il vetro della lampada pilota e la parete della scatola, risulta fortemente diminuita.

Si tenga ben presente nella costruzione del fotorelé che, se la temperatura del materiale di cui è fatta la fotoresistenza aumenta eccessivamente, le proprietà elettriche della fotoresistenza risultano compromesse. Per la fotoresistenza RPY 18 è ammessa una temperatura massima del materiale fotosensibile non superiore a 85°C. In riferimento alla fig. 17, la temperatura della fotoresistenza dipende dai seguenti fattori:

1) La potenza dissipata nella fotoresistenza.

2) La potenza dissipata nella lampada pilota.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI.



POSSONO FUNZIONARE CON QUALSIASI STABILIZZAZIONE O DIRETTAMENTE SULLA RETE.



AMPLIFICATORI A 2 TRANSISTORI

TR 2 — per UHF = guadagno 20 dB (10 volte)
TR 2 — per VHF = guadagno 30 dB (30 volte)

AMPLIFICATORI A 1 TRANSISTORE

TR 1 — per UHF = guadagno 14 dB (5 volte)
TR 1 — per VHF = guadagno 16 dB (6 volte)

NELLE ORDINAZIONI OCCORRE PRECISARE SEMPRE IL NUMERO DEL CANALE DESIDERATO

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

- A 3 N — Alimentazione normale
Accensione diretta - 220 V - 1,5 W c.a.
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
- A 3 A — Accensione automatica a mezzo assorbimento TV (100-200 W)
Impedenza entrata - uscita 75 Ω
Alimenta da 1 a 3 amplificatori
Tensione stabilizzata con diodo Zener

MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

- MA 1 — per UHF - VHF
- MA 2 — per I e III banda
A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

MI 3 MISCELATORE UHF - VHF per esterno

DM 1 DEMISCELATORE UHF - VHF volante

TI 1 TRASLATORE DI IMPEDENZA UHF 75 - 300 Ω volante

TI 2 TRASLATORE DI IMPEDENZA VHF 75 - 300 Ω volante

PRESTEL

P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO

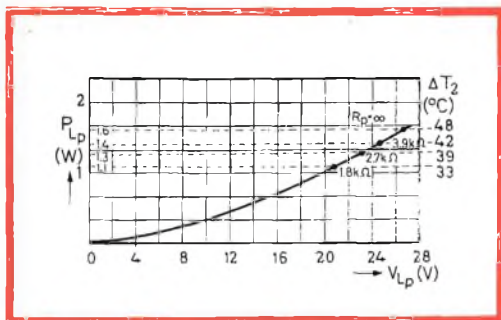


Fig. 19 - Resistenza termica tra la scatola metallica del fotorelé e la temperatura dell'ambiente in funzione della velocità del getto d'aria di raffreddamento.

3) La resistenza termica tra il vetro della fotoresistenza e l'aria ambiente.

4) La temperatura dell'aria dell'ambiente.

Esaminiamo questi fattori.

1) La potenza dissipata nella fotoresistenza

Da misure effettuate nei circuiti delle figg. 8 e 12 si è potuto riscontrare che nelle condizioni più sfavorevoli di temperatura (per esempio, lampada o fotoresistenza difettosa, sovratensione del 10 %, sfavorevole combinazione delle tolleranze dei resistori) la corrente che attraversa la fotoresistenza può superare il valore nominale della corrente della lampada nella misura di un fattore pari a 1,6. La potenza

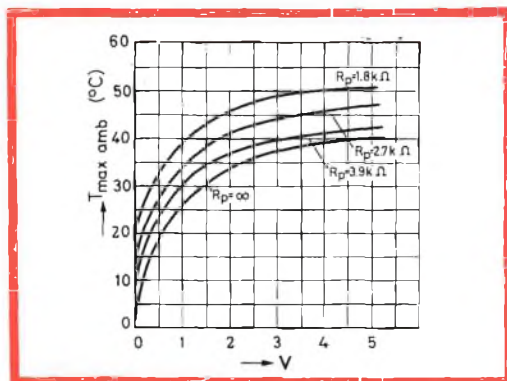


Fig. 20 - Temperatura massima ammissibile all'interno del fotorelé in funzione del getto d'aria di raffreddamento.

dissipata nella fotoresistenza può allora ammontare a:

$$P_{c \max} = (1,6 I_{\text{nom}})^2 \cdot R_{c \max}$$

dove

I_{nom} = valore nominale della corrente della lampada (62,5 mA)

$R_{c \max}$ = Resistenza massima della fotoresistenza in condizione di minima resistenza.

Con un resistore di 1,8 kΩ (10 %) in parallelo alla lampada pilota (valore più basso ammesso) l'illuminazione della fotoresistenza, con 10 % di sovratensione, ammonta a 5000 lux. Con questo valore di illuminazione la resistenza di una fotoresistenza non è superiore a 40 Ω. Avremo quindi:

$$P_{c \max} = (1,6 \times 62,5 \times 10^{-3})^2 \times 40 = 0,4 \text{ W}$$

La resistenza termica tra l'involucro della fotoresistenza e la parete metallica ($K_{t,c}$) è stata misurata nel valore di $\leq 25^\circ \text{C/W}$, per cui la differenza di temperatura $\Delta T_{1 \max}$ tra il vetro della fotoresistenza e la parete metallica, prodotta dalla dissipazione massima nella fotoresistenza sarà:

$$\Delta T_{1 \max} = 0,4 \times 25 = 10^\circ \text{C}$$

Per assicurare una buona conduzione termica la fotoresistenza dovrà essere fissata molto bene alla parete di alluminio.

Il valore di resistenza termica di 25°C/W è stata misurata in una fotoresistenza pressata molto fortemente contro la parete della scatola metallica (figura 17). Se, per caso, tra il vetro della fotoresistenza e la parete metallica c'è aria, vi è il rischio che la fotoresistenza si danneggi irrimediabilmente in quanto la resistenza termica aumenta considerevolmente.

2) La potenza dissipata nella lampada pilota

L'aumento di temperatura ΔT_2 della fotoresistenza rispetto alla scatola metallica, dovuto alla potenza dissipata nella lampada pilota, ammonta a $\leq 7,5^\circ \text{C per W}$



Esempio di insegna luminosa ottenuta con il sistema descritto.

LESA



per l'industria:

GIRADISCHI E CAMBIADISCHI
monofonici e stereofonici
a corrente alternata e continua
per alta fedeltà

CARTUCCE PIEZOELETTRICHE

POTENZIOMETRI - MACCHINARIO ELETTRICO

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

LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/B. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

dissipati nella lampada. In fig. 18 è riportata la potenza dissipata nella lampada pilota in funzione della tensione della lampada.

Siccome l'aumento di temperatura ΔT_2 è proporzionale alla potenza dissipata nella lampada pilota, questo grafico è stato impiegato per indicare anche ΔT_2 in funzione della tensione della lampada. Sulla curva di fig. 18 sono stati indicati quattro punti corrispondenti ai differenti valori del resistore in parallelo R_p .

La differenza in temperatura tra la fotoresistenza e la scatola (ΔT_1) è ottenuta sommando ΔT_1 e ΔT_2 . Nella tabella qui a fianco, sono riportati i valori massimi di ΔT_1 per alcuni valori tipici del resistore in parallelo.

Resistore in parallelo	Potenza massima dissipata nella lampada pilota	ΔT_1
a) 1,8 k Ω	1,1 W	18,8 °C
b) 2,7 k Ω	1,3 W	20,5 °C
c) 3,9 k Ω	1,4 W	21,9 °C
d) ∞	1,6 W	23,0 °C

3) Resistenza termica tra scatola metallica e aria dell'ambiente

La resistenza termica tra la scatola metallica e l'aria dell'ambiente (K_{c-amb}) è stata misurata nel valore di 30 °C/W (senza raffreddamento con aria forzata). L'influenza di un getto di aria sul valore di K_{c-amb} è stata riportata in fig. 19. La diffe-

Dissipazione massima nel fotorelé ($P_{c\ max} + P_{lp\ max}$)	ΔT_c con una velocità dell'aria di			
	0 m/sec	1 m/sec	2 m/sec	5 m/sec
(a) 0,4 W + 1,1 W	45 °C	27 °C	21 °C	15,5 °C
(b) 0,4 W + 1,3 W	51 °C	30,5 °C	24 °C	17,5 °C
(c) 0,4 W + 1,4 W	54 °C	32,2 °C	25,5 °C	18,5 °C
(d) 0,4 W + 1,6 W	60 °C	36 °C	28 °C	20,5 °C

renza di temperatura tra la scatola metallica e l'aria dell'ambiente (ΔT_c) può essere ricavata dalle fig. 18 e 19.

4) Temperatura dell'aria dell'ambiente

Da quanto detto sopra risulta che la temperatura della fotoresistenza all'interno del fotorelé è:

$$T_c = T_{amb} + \Delta T_1 + \Delta T_c$$

La temperatura massima che la fotoresistenza può assumere è 85 °C, ΔT_1 è funzione del resistore in parallelo R_p , mentre ΔT_c dipende dalle condizioni di raffreddamento.

Partendo dal valore massimo di temperatura che la fotoresistenza può sopportare e dalla massima temperatura ammis-

sibile dell'aria all'interno del fotorelé, si può dedurre se, per un valore prefissato di R_p , si renda necessario l'applicazione del raffreddamento mediante aria forzata. In fig. 20 si vedono i risultati.

Si tenga presente però che, in tutta la precedente discussione, non si è tenuto conto del fatto che alla fine di ogni ciclo di scrittura l'alimentazione viene tolta, e pertanto durante questo breve intervallo la temperatura della fotoresistenza diminuisce. Ciò rappresenta un margine di sicurezza nei riguardi di tutti i precedenti calcoli. Se poi l'installazione viene usata durante la sera o durante la notte, molto difficilmente si avranno temperature elevate.

L. C.

(Da « Application Information »)

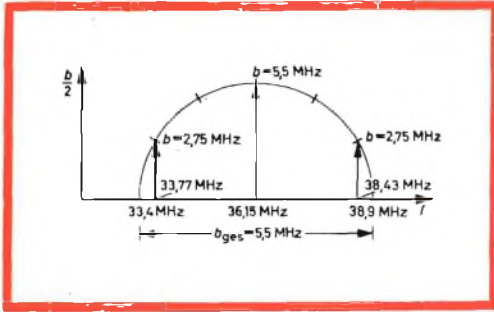


Fig. 30 - Diagramma circolare impiegato per il calcolo di un amplificatore R.F. con stadi sfalsati.

Nel circuito di griglia si trova una trapola (L 301, C 302) per la portante del suono del canale che si vuole ricevere. La frequenza è 33,4 MHz e il valore dell'attenuazione è 26 dB. Il condensatore C 301 è di accoppiamento. Di solito un amplificatore F.I. a tre stadi è equipaggiato con $2 \times$ EF 183 e una EF 80. I circuiti oscillanti di solito sono accordati per frequenze di diverso valore. L'amplificazione massima fornita da questo amplificatore è circa $2 \times 30 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 80 \text{ dB}$. I primi due stadi possono essere regolati in amplificazione per un valore di 20 dB ciascuno. In un ricevitore normale potrebbero bastare due soli stadi di amplificazione. Lo stadio centrale in questo caso verrebbe a

mancare e allora l'ultimo stadio dovrebbe essere equipaggiato con una EF 184. In questo caso l'amplificazione ottenuta sarebbe di circa 66 dB. Se l'amplificazione R.F. è di 40 dB l'amplificazione complessiva del segnale sarebbe di 106 dB.

In un amplificatore a stadi « sfalsati », la larghezza di banda e la frequenza dei singoli stadi vengono stabilite ricorrendo al noto sistema del diagramma circolare (fig. 30). Sull'asse f , viene tracciato un semicerchio il cui diametro abbraccia tutta la banda passante che deve avere l'amplificatore F.I. da progettare. Se gli stadi sono n , si divide il semicerchio in $2 \times n$ parti e si fa cadere la perpendicolare all'asse f dalle divisioni alternate (1, 3, 5, e così via) in cui viene ripartito il semicerchio. La lunghezza di ciascuna perpendicolare corrisponde a metà larghezza di banda di ciascun stadio amplificatore, mentre il punto d'intersezione con l'asse f indica il valore della frequenza di risonanza dello stesso stadio. Negli amplificatori F.I. per televisione è necessario che un fianco della curva di risposta sia un po' inclinato (fianco di Nyquist). Ciò è reso necessario dal sistema di trasmissione con banda laterale parzialmente soppressa. La portante video deve trovarsi appunto lungo questo fianco e risulta quindi attenuata di 6 dB rispetto alle frequenze centrali della banda video. La portante audio, a sua volta, deve essere attenuata rispetto alle stesse fre-

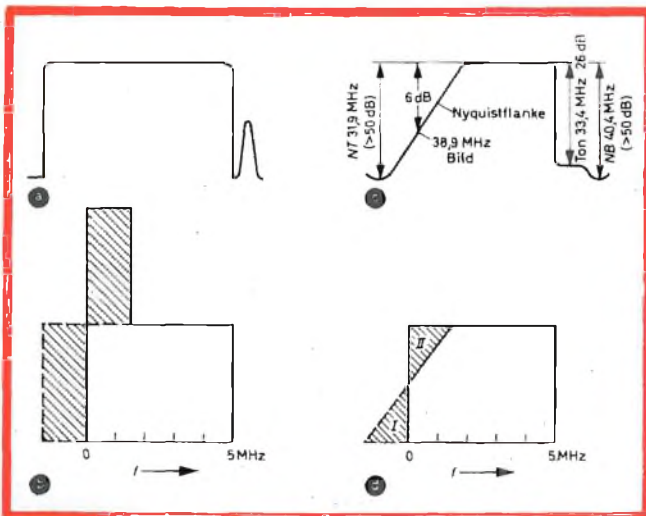


fig. 31 - a) Banda di frequenze irradiata dal trasmettitore, b) banda di frequenze come in fig. 31a dopo il raddrizzamento nel caso l'amplificatore abbia effettuato un'amplificazione lineare, c) curva di risposta dell'amplificatore F.I., d) banda di frequenze dopo il raddrizzamento ottenuto quando l'amplificatore F.I. possiede una curva di risposta come indicato in fig. 31c.

quenze di 20 dB, mentre le portanti audio e video dei canali adiacenti devono avere una attenuazione di circa 50 dB. Queste particolari esigenze richiedono pertanto un preciso accordo dei singoli stadi dell'amplificatore. Tale controllo non può essere effettuato che in laboratorio.

La rivelazione del segnale video

Come già detto, la trasmissione dell'informazione video avviene con una banda laterale parzialmente soppressa. Se fino al rivelatore l'amplificazione fosse lineare succedrebbe che le frequenze video fino a 1,25 MHz, dopo la rivelazione avrebbero un'ampiezza doppia rispetto alle frequenze elevate mancanti nella banda laterale inferiore (fig. 31 a e b).

Questo è il motivo per cui il fianco della curva di risposta viene leggermente inclinato dalla parte della portante video (fig. 31c).

In questa maniera la portante video riceve un'amplificazione che è il 50% (6 dB) di quella data alle frequenze intermedie della banda video.

Questo fianco si chiama il fianco di Nyquist e il posto dove si trova la portante video, il punto di Nyquist. All'atto della rivelazione (fig. 31d), le frequenze della banda laterale inferiore (I) si sommano a quelle tagliate della corrispondente banda laterale superiore (II). In questo modo, dopo la rivelazione, tutte le frequenze da 0 a 5 MHz hanno tutte la stessa ampiezza.

La fig. 32 ci aiuterà a comprendere meglio il meccanismo della rivelazione del segnale video. Il circuito oscillante formato da L 335 e C 335 lascia passare tutte le frequenze intermedie da 33 a 40 MHz. Se si applica al diodo D₁ il segnale a F.I. modulato in ampiezza (fig. 33a) scorrerà nello stesso diodo corrente solo durante le semionde negative della portante a F.I.; tale corrente caricherà il condensatore C 336.

Siccome la costante di tempo

$$t = R_i \times C \ 336$$

(R_i è la resistenza interna del diodo raddrizzatore) è molto piccola, il condensatore C 336 verrà caricato rispettivamente alla tensione di picco della portante a fre-

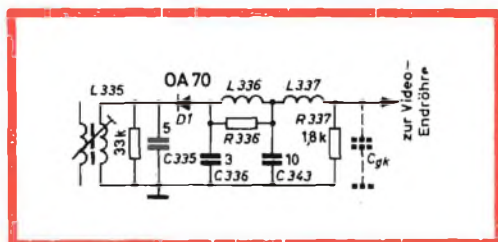


Fig. 32 - Schema elettrico del rivelatore video.

quenza intermedia. R 337 rappresenta la resistenza di carico del diodo. L 336 e C 343 formano un circuito in serie risonante alla frequenza di 6,5 MHz. Sul condensatore C 343 si avrà quindi un'esaltazione delle frequenze elevate della banda, e contemporaneamente una cancellazione dei resti della F.I. dato che C 343 per la frequenza di 38,9 MHz rappresenta praticamente un corto circuito. La bobina di arresto L 337 forma con la capacità griglia-catodo della valvola finale video anch'essa un circuito-serie risonante alla frequenza di 8 MHz; anch'esso serve per esaltare le frequenze elevate della banda video e contemporaneamente porta a massa i resti della F.I. Le bobinette L 336 e L 337

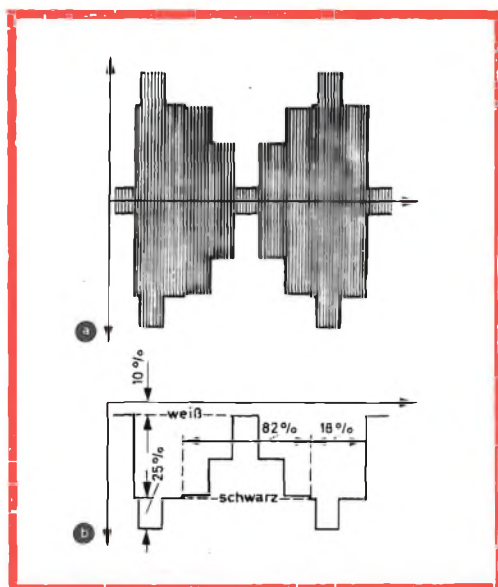


Fig. 33 - a) segnale F.I. sul diodo rivelatore, b) segnale video raddrizzato.

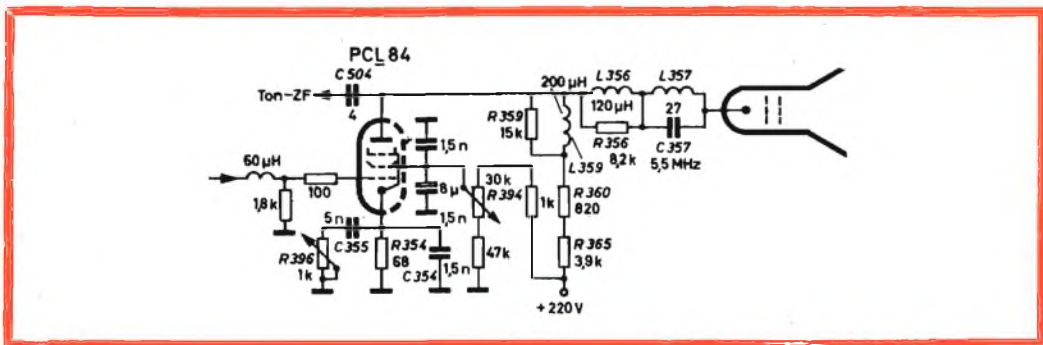


Fig. 34 - Schema elettrico di uno stadio finale video.

consentono di poter regolare l'esaltazione delle frequenze elevate e nello stesso tempo eliminano fenomeni di autooscillazione. Agli estremi di R 337 si trova il segnale video (fig. 33b) pronto per essere applicato alla valvola finale video.

Frequenza-differenza o frequenza intermedia audio

Il segnale a F.I. audio si ottiene per mescolazione additiva delle portanti video e audio. Queste due frequenze si sovrappongono effettivamente nel circuito L 335 e C 335; questa sovrapposizione accompagnata da battimento viene contemporaneamente raddrizzata con il segnale a F.I. In questo modo si ottiene come F.I. audio, la frequenza-differenza di 5,5 MHz tra la portante video e la portante audio.

Il rapporto che devono avere le ampiez-

ze delle due portanti allo scopo di realizzare una buona mescolazione additiva, è assicurato dalla curva di risposta dell'amplificatore a F.I. (fig. 31c) nella quale la portante audio si trova 20 dB più bassa della portante video, oltre a ciò siccome il trasmettitore dell'audio trasmette con una ampiezza che è metà di quella del trasmettitore video, la differenza dell'ampiezza tra le due portanti sarà in definitiva $20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 26 \text{ dB} = 20 : 1$.

La frequenza-differenza di 5,5 MHz viene livellata dai circuiti-serie L 336 - C 343 e L 337 e C_{gk}. A queste frequenze si ha su C 343 e C_{gk} un aumento della tensione. Le altre frequenze prodotte dal battimento (sono più elevate) vengono cortocircuitate da C 343 e C_{gk}. In questo modo oltre al segnale video con frequenza da 0 a 5 MHz viene inoltrato allo stadio finale video per un'ulteriore amplificazione anche il segnale-differenza di 5,5 MHz che viene sovrapposto alla variazione di ampiezza del segnale video.

In alcuni apparecchi di classe, la mescolazione additiva tra le due portanti è ottenuta con un diodo separato.

Amplificatore video

Dal rivelatore video, il segnale video con aggiunta la F.I. audio (5,5 MHz) perviene alla griglia della finale video PCL 84 (fig. 34). Mediante R 394 si può regolare la tensione applicata alla griglia schermo di questa valvola e quindi in definitiva l'amplificazione ottenuta con la medesima.

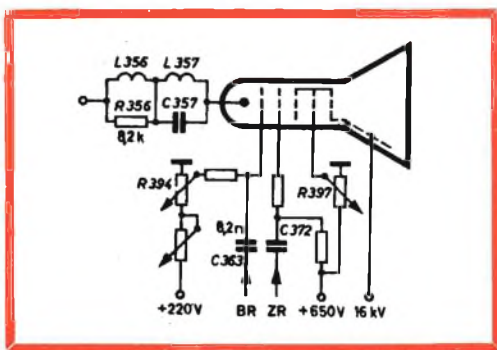
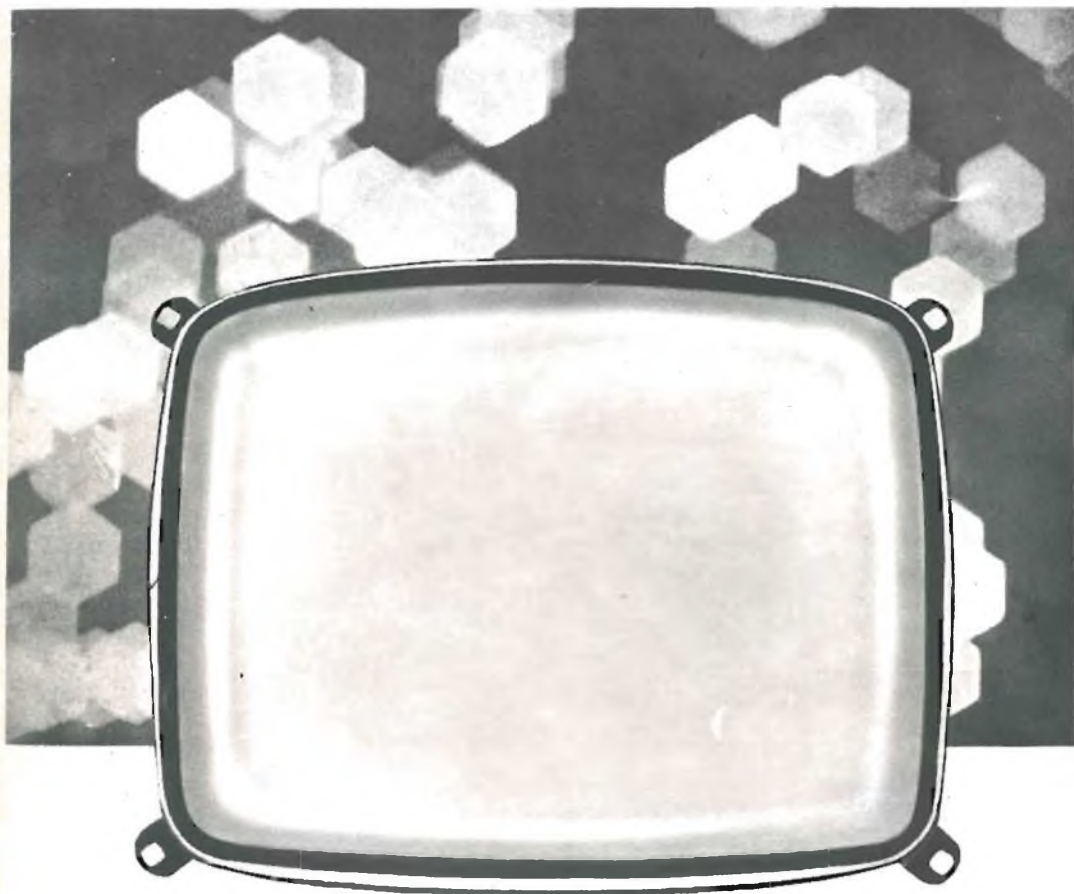


Fig. 35 - Schema elettrico del cinescopio.

il cinescopio più scuro per una immagine più chiara

- **Visibilità in piena luce**
- **Perfezione della riproduzione**
- **Sicurezza anti-implosiva**



RAYTHEON

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: VIA FABIO FILZI, 25 A - MILANO

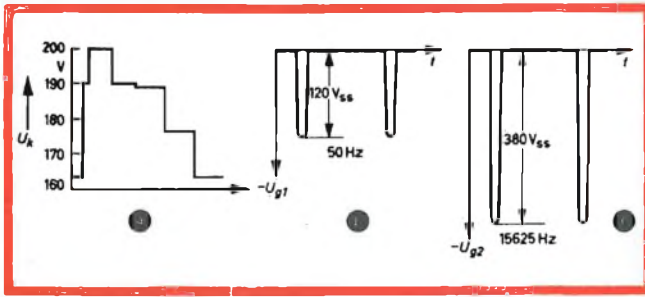


Fig. 36 - a) segnale video sul catodo del cinescopio, b) impulso di spegnimento del quadro in griglia del cinescopio, c) impulso di spegnimento di griglia presente sulla griglia 2.

(Regolazione del contrasto). La resistenza di carico dell'amplificatore video è formata da L 359, R 359, R 360 e R 365. Con L 359 vengono esaltate le frequenze elevate. Tutti questi elementi correttivi sono inseriti allo scopo di ristabilire il primitivo rapporto di ampiezza tra le varie frequenze nonché le adatte relazioni di fase. Ciò è anche il compito tra l'altro della combinazione catodica R 354 e C 354.

In questo caso si tratta di una controreazione funzione della frequenza la quale tende ad esaltare le frequenze superiori alla frequenza-limite (circa 1,5 MHz). Mediante il regolatore di brillantezza R 396 si può collegare in parallelo anche il condensatore C 355 e in questo modo le frequenze vengono talmente esaltate che nell'immagine appare una caratteristica di rilievo.

Sull'anodo della valvola video è presente un segnale video diretto in senso positivo con una ampiezza di $40 V_{pp}$. La F.I. audio raggiunge l'amplificatore F.I. audio attraverso il condensatore C 504.

Il cinescopio

Il cinescopio e lo stadio finale video sono accoppiati direttamente (fig. 35); in questo modo viene trasmessa anche la luminosità media di ogni riga (componente continua del segnale video). Tra lo stadio finale video e il catodo del cinescopio si trovano il circuito trappola L 357 C 357 (5,5 MHz) il quale tiene lontano dal cinescopio la F.I. audio e la bobina di correzione L 356 smorzata dal resistore R 356, la quale insieme alla componente induttiva del circuito trappola e alla capacità catodo-griglia del cinescopio effettua una esaltazione del-

le frequenze elevate della banda video. L'ampiezza del segnale video sul catodo del cinescopio dipende dalla regolazione del potenziometro del contrasto R 394; tale ampiezza è tuttavia indipendente (fino ad un certo limite) dalla intensità di campo del trasmettitore. Alla griglia 1 del cinescopio viene applicata la tensione proveniente dal cursore del regolatore di luminosità R 394. Se per esempio esso si regola al valore di 140 V ciò significa che con un segnale video come indicato in fig. 36a per il nero $140 V - 190 V = -50 V$ e per il bianco si ha una polarizzazione di griglia di $140 V - 165 V = -25 V$. Durante il tempo di ritorno di quadro viene applicato alla griglia attraverso C 363 un impulso di spegnimento di $120 V_{pp}$ (fig. 36b) in queste condizioni la tensione di griglia diventa $140 V - 190 V - 120 V = -170 V$; in queste condizioni la corrente del raggio viene sicuramente bloccata.

Sulla griglia II si trovano + 650 V e mediante il condensatore C 372 vengono applicati gli impulsi per lo spegnimento durante il tempo di ritorno di riga (fig. 36c) siccome questa griglia influisce relativamente sul raggio di elettroni si richiederà un impulso di $-380 V_{pp}$. Le griglie 3 e 5 ricevono per l'accelerazione del raggio 16 kV di alta tensione. Insieme alla griglia 4 esse formano una lente elettronica che focalizza il raggio di elettroni. La focalizzazione si regola mediante R 397. Questo potenziometro ha molte volte una posizione nella quale viene applicata una tensione di $-500 V$ ricavata dai ritorni di riga, questa tensione tende a deformare il fascetto elettronico in modo tale da far scomparire la struttura delle righe.

L. C.

TERMOSTATO ELETTRONICO CON RESISTENZE NTC

Il versatile termostato elettronico descritto è di semplice realizzazione e calibrazione, vogliamo comunque precisare che il circuito è puramente un prototipo sperimentale. Esso è adatto per essere usato in numerose applicazioni industriali, e in modo speciale in quelle applicazioni che trattano il controllo della temperatura dei fluidi. La temperatura controllata può essere regolata da lontano usando un quadrante graduato variabile in modo continuo. Questo è particolarmente importante quando l'elemento sensibile si trova in una posizione inaccessibile. Il campo di funzionamento è compreso fra 20°C e 80°C.

L'unità che ora descriveremo possiede diversi importanti vantaggi rispetto a un comune commutatore termico, come per esempio:

1) Il controllo di temperatura è preciso e variabile in modo continuo. Inoltre la temperatura controllata può essere rivelata anche da lontano.

2) La costante di tempo termica dell'elemento sensibile è piccola.

3) La resistenza dei terminali addizionali per applicazioni di controllo a distanza è trascurabile rispetto alla resistenza della NTC.

La scelta del doppio triodo ECC 186 per la commutazione del relè che controlla gli elementi riscaldanti fu basata sui seguenti motivi:

1) Il controllo estremamente chiuso nelle caratteristiche di tali tubi in modo speciale in relazione alla polarizzazione di interdizione.

2) L'emissione non diminuisce per lunghi periodi in condizioni di interdizione.

3) L'alta resistenza d'ingresso, riducendo il carico addizionale sull'elemento sensibile e il circuito di controllo contenendo la NTC, a proporzioni trascurabili.

4) Una tensione di 240 V_{ca} sarà di solito utilizzabile nel controllo a distanza.

5) La commutazione rigenerativa del trigger di Schmitt risulta in una azione di « colpo » del relè, riducendo lo scintillamento sui suoi contatti. Inoltre, la prestazione del circuito di controllo è essenzialmente indipendente da quella del relè.

6) Il circuito Trigger di Schmitt è indipendente dalla tensione di alimentazione su una vasta gamma.

La scelta del relè è basata sul fatto che deve avere due contatti da 240 V, 8 A e può essere usato per commutare direttamente piccoli elementi riscaldanti.

L'apparato di controllo del termostato descritto è facilmente regolabile entro la gamma da 20°C a 80°C. Il sistema di controllo o la precisione di commutazione è di $\pm 2^\circ\text{C}$ in condizioni normali, e di $\pm 4^\circ\text{C}$ in condizioni avverse quando si usa una scala standardizzata. Per una scala calibrata la precisione è di circa $\pm 1^\circ\text{C}$ in condizioni normali.

Principio di funzionamento

Il circuito di controllo consiste di una

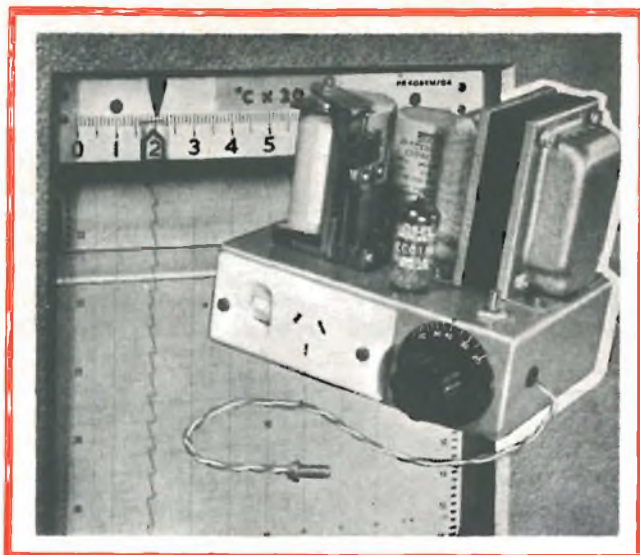


Fig. 1 - Realizzazione pratica del termostato elettronico

combinazione resistiva in parallelo con la tensione cc di alimentazione. La resistenza NTC forma parte di questa e costituisce l'elemento sensibile alla temperatura. Come la temperatura applicata alla resistenza NTC varia, varierà pure la divisione della tensione attraverso gli elementi nella combinazione resistiva. Questo attua il trigger di Schmitt, che fa funzionare il relè quando la temperatura diminuisce sotto un livello prefissato, e lo rilascia quando la temperatura aumenta sopra un altro livello prestabilito.

Il differenziale è controllato da R_{10} scelto in compromesso fra la precisione di controllo e altre considerazioni pratiche. Se ora si introduce un cambiamento nella regolazione di R_6 , la tensione applicata alla griglia di V_{1A} cadrà dai limiti superiori e verrà introdotto (attraverso R_{L1}) un riscaldamento o un raffreddamento. Il potenziometro R_6 incorpora una scala calibrata per la temperatura controllata.

Costruzione delle sonde

Due sonde differenti sono state costruite per il circuito di fig. 2. Il primo è formato da una resistenza NTC miniatura del tipo a « termometro » in vetro (tipo E 205 CEP/680 K). Esso risponde rapidamente ai cambiamenti di temperatura e

può essere usato senza precauzioni addizionali.

Il secondo tipo di sonda è formata da una resistenza NTC del tipo ad astina (B8 320 07P/150 K) montata in un tubetto di rame riempito di olio o di grasso al silicone come mostrato in fig. 3. Un'altra soluzione sarebbe quella di montare la resistenza NTC all'interno di una vite forata di ottone che potrebbe poi essere riempita con grasso al silicone (che dà una bassa resistenza termica). Questa soluzione permetterebbe allora il montaggio diretto alla parete del contenitore metallico. Il tipo di resistenza NTC ad astina più economica e allo stesso tempo più robusta del tipo a perlina, ha un tempo di durata leggermente maggiore.

Ogni resistenza NTC richiede un circuito resistivo individuale con il quale attuare il trigger di Schmitt.

I collegamenti serie-parallelo delle resistenze in questi circuiti sono usati per linearizzare la scala, ed anche per fornire dei mezzi di compensazione per la dispersione della resistenza di ogni tipo di resistenza NTC ($\pm 20\%$ a 25°C). La costruzione pratica dell'unità completa è mostrata in fig. 2.

Calibrazione del termostato

La calibrazione iniziale della scala si

effettua con un termometro di precisione a mercurio. La calibrazione della temperatura viene fatta con il potenziometro R_5 che è collegato in serie alla resistenza NTC. Questo controllo dà una regolazione sufficiente così che si può usare una scala standard per tutte le resistenze NTC entro i due limiti di tolleranza estremi di funzionamento. Per esempio se una resistenza NTC con una caratteristica resistiva che è il punto medio delle due tolleranze estreme di funzionamento viene posta nel circuito, allora il potenziometro R_7 sarà circa al centro della sua rotazione.

La procedura completa per la calibrazione della scala è la seguente:

- 1) Porre R_5 nella sua posizione centrale.
- 2) La sonda viene posta in un bagno a 20°C .
- 3) R_6 è ruotato finché il relè si chiude e il limite inferiore della scala (20°C) è segnato nel suo punto.
- 4) Una resistenza sostituisce la NTC, il suo valore essendo uguale al valore nominale della NTC a 80°C (10 $\text{k}\Omega$ per il tipo B8.320.07P/150 K o 100 $\text{k}\Omega$ per il tipo E 205 CEP/680 K).
- 5) R_6 è ruotata finché il relè viene chiu-

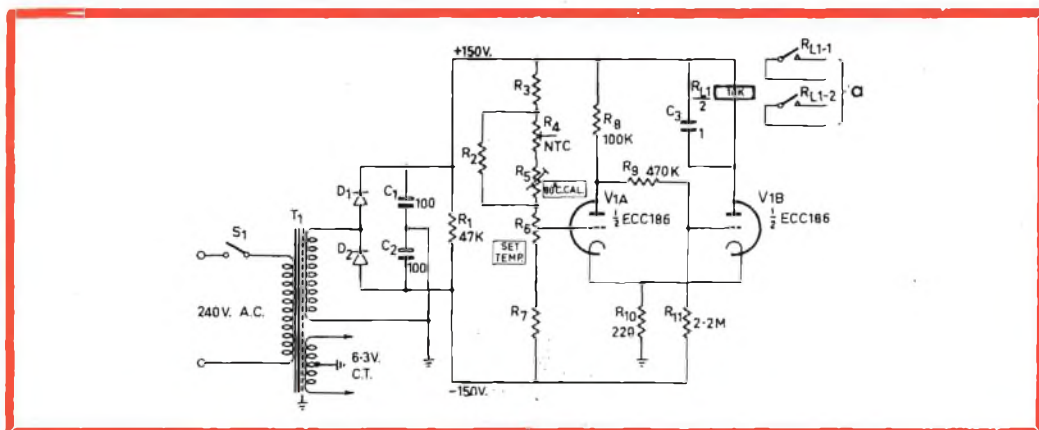


Fig. 2 - Schema elettrico del termostato elettronico. A = agli elementi riscaldatori.

COMPONENTI

Resistori

R_1	=	4,7 $\text{k}\Omega$, 3 W
R_2	=	100 $\text{k}\Omega$
		220 $\text{k}\Omega$ *
R_3	=	82 $\text{k}\Omega$, 1 W
		680 $\text{k}\Omega$ *
R_4	=	NTC tipo B8 320 07P/150 K
		NTC miniatura tipo E 205 CEP/680 K
R_5	=	20 $\text{k}\Omega$ lineare
		100 $\text{k}\Omega$ lineare *
R_6	=	100 $\text{k}\Omega$ lineare
R_7	=	100 $\text{k}\Omega$, 1 W
		820 $\text{k}\Omega$ *
R_8	=	100 $\text{k}\Omega$, 1 W
R_9	=	470 $\text{k}\Omega$, 5%
R_{10}	=	220 Ω , 1 W, 5%
R_{11}	=	2,2 $\text{M}\Omega$, 5%

Tutti i resistori sono da $\frac{1}{2}$ W a carbone, $\pm 10\%$ salvo diversa specificazione.

I resistori segnati con l'asterisco vanno usati nel caso si utilizzasse la resistenza NTC miniatura tipo E 205 CEP/680 K.

Condensatori

C_1	=	200 μF - 200 V
C_2	=	200 μF - 200 V
C_3	=	1 μF - 125 V poliestere

Trasformatore

T_1 = trasformatore di potenza: secondario 115 V

Relè

R_{11} = bobina da 10 $\text{k}\Omega$; funzionamento a 55 V; 2 contatti da 8 A.

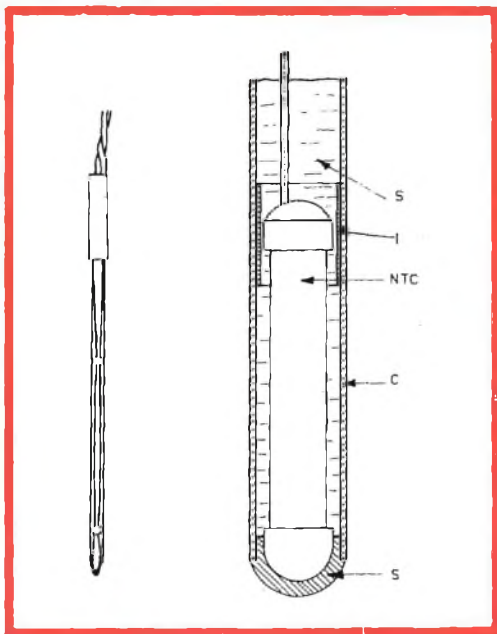


Fig. 3 - Sonde adatte per essere usate con il termostato elettronico: a sinistra, il tipo a termometro; a destra, la resistenza NTC è montata in un tubo riempito di grasso al silicone. S = grasso al silicone; I = isolante; C = tubo di rame; S = saldatura.

so e il limite superiore della scala (80°C) è segnato sul suo punto.

6) La resistenza NTC è poi tolta e immersa in un bagno a 80°C.

7) Con R_6 nella stessa posizione come detto nel punto (5), si regola R_5 finché il relè si chiude.

8) I procedimenti 2, 3, 6 e 7 vengono ripetuti per assicurare una regolazione accurata dei due limiti, la calibrazione del limite inferiore verrà effettuata regolando leggermente R_5 , necessitando forse una piccola orientazione della scala nel processo.

9) La scala può anche essere calibrata in due limiti variando la temperatura del bagno e regolando R_6 fino alla chiusura del relè.

Con il circuito calibrato in questo modo, il relè che controlla l'elemento riscaldante funzionerà ogni volta che la temperatura cade al di sotto del valore determinato sulla scala.

La differenza fra i tipi di resistenze NTC

aumenterà vicino al limite superiore di temperatura, perchè la variazione nel valore assoluto della resistenza è minore alle temperature più alte. È questo fattore che pone un limite superiore pratico sulla gamma di funzionamento del termostato. Variazioni nella tensione di alimentazione possono portare delle differenze di lettura; comunque se le variazioni non superano il $\pm 6\%$ l'effetto è trascurabile.

Alimentazione

L'alimentatore è un circuito duplicatore di tensione convenzionale, con la presa centrale del circuito capacitivo collegata a massa per provvedere alle tensioni positive e negative necessarie. Il circuito darà un leggero sbilanciamento di corrente, perchè la parte che fornisce la tensione positiva deve fornire la corrente di placca per V_{1A} e V_{1B} .

L'effetto è trascurabile, comunque, in quanto l'assorbimento totale di corrente è minimo. Una resistenza di fuga (R_1) è posta attraverso l'alimentatore per fornire la regolazione.

Costante di tempo termica

Le prove seguenti sono state riportate per trovare come la precisione di controllo venga influenzata dalla costante di tempo termica.

Con la sonda inserita in un bagno a 35°C, il potenziometro R_6 è regolato al valore calibrato di 40°C. La sonda viene poi rapidamente rimossa da questo bagno e immersa in un bagno a 45°C.

Viene misurato il tempo dal cambio dei bagni al tempo di funzionamento del relè. I tempi di ritardo ottenuti in questo modo vengono scelti dai cambi dei bagni nelle direzioni opposte. I tempi di ritorno dovrebbero essere uguali in entrambe le direzioni.

Secondo questo metodo si sono misurati i seguenti tempi:

- Resistenze NTC miniatura tipo E 205 CEP/680 K : < 0,5 sec.
- Resistenza NTC a perlina tipo B8 320 07P/150 K : < 4,5 sec.

(Da « Miniwatt Digest »)

F.T.

RIVELATORE DI METALLI

Si descrive un rivelatore di metalli portatile di costo molto limitato per mezzo del quale si possono rivelare pezzi di metallo nascosti e adatto per molte altre applicazioni.

La facilità di funzionamento, la compattezza e la sensibilità di questo strumento, funzionante a batteria, lo rendono molto utile per una grande varietà di applicazioni, come ad esempio:

— Rilevamento delle particelle metalliche, come chiodi e schegge nel legno che deve essere lavorato. Si possono in questo modo evitare seri danneggiamenti agli utensili.

— Rilievo della posizione delle aste di ferro nelle colate di cemento armato. Il rischio di fare un foro dove si trovano queste aste, con conseguente apporto di lavoro addizionale e indebolimento della struttura, viene così eliminato.

— Esplorazione delle pareti intonacate nelle quali si devono fare dei buchi, allo scopo di scegliere posizioni libere da tubature e fili elettrici. Viene così evitato il



Fig. 1 - Realizzazione pratica del rivelatore di metalli.

rischio di seri danneggiamenti e di un pericolo dovuto al contatto con fili elettrici.

— Rilievo della posizione esatta di tubature di acqua o gas nascoste che devono essere riparate. Si può così risparmiare molto tempo e contemporaneamente evitare dei danni.

— Foratura attraverso pareti spesse da entrambi i lati. Lasciando la punta del trapano nel foro iniziato da una parte, si può determinare per mezzo dello strumento la posizione esatta in cui si deve forare dall'altra parte.

-- Rilevamento di chiodi in camere d'aria forate. In molti casi questi chiodi vanno ad incassarsi nella copertura esterna così che restano nascosti.

— Durante le indagini criminali, superfici sospette possono essere passate nelle ricerche di piccoli pezzi di metallo come monete o pallottole.

— Nella pratica veterinaria il rivelatore di metalli può servire in sostituzione di apparecchiature a raggi X per rilevare oggetti metallici negli animali prima di interventi chirurgici.

Descrizione del circuito

In fig. 2 è riportato il circuito elettrico dello strumento, che è formato da quattro parti distinte:

- l'oscillatore
- il circuito sensibile
- l'amplificatore
- l'indicatore.

Il transistor TR_1 è collegato come oscillatore sinusoidale. La sua frequenza, di circa 3 kHz, è determinata dall'induttanza del primario del trasformatore e dalla capacità formata da C_1 e C_2 collegati in serie. La tensione alternata così generata nel secondario del trasformatore è applicata al circuito a ponte. Questo tipo di oscillatore è stato scelto perchè esso produce una tensione di uscita sostanzialmente sinusoidale con un basso contenuto di armoniche. Come si vedrà più avanti, questo è molto importante. Nessun provvedimento è necessario per mantenere la frequenza e l'ampiezza di questa tensione costante.

I quattro rami del circuito a ponte sono formati da induttanze uguali L_1 e L_2 , una delle quali funziona come circuito sensibile, e dalle due metà del secondario del trasformatore d'uscita. La presa centrale di questo secondario è collegata alla linea comune di alimentazione positiva. Purchè il ponte sia in equilibrio, nessuna tensione apparirà fra la giunzione di L_1 e L_2 e questa linea.

Comunque se il nucleo di ferroxcube di L_1 o L_2 è tenuto in vicinanza di una particella metallica, il ponte viene sbilanciato e un potenziale alternato si avrà sulla giunzione di L_1 e L_2 .

Questo segnale viene amplificato da tre stadi amplificatori equipaggiati con i transistori TR_2 , TR_3 e TR_4 .

Un potenziometro è incluso nel circuito di base del transistor TR_3 , mettendo in grado di variare la sensibilità secondo come richiesto.

Il transistor TR_4 è interdetto in assenza di segnale, ma appena il transistor precedente fornisce un segnale, i suoi picchi negativi renderanno TR_4 conduttore così che la corrente di collettore comincia a fluire. Questa condizione viene indicata da un milliamperometro. Per questo scopo si può usare un tipo economico di strumento con un campo di 1 mA. È anche possibile aggiungere un auricolare, che produce un segnale udibile appena il rivelatore incontra un oggetto di metallo.

Si dovrebbe ricordare che sebbene lo impulso dell'amplificatore dovuto alla temperatura o alle variazioni della tensione di alimentazione possono influenzare la sua sensibilità in qualche punto, questo comunque non ha nessuna conseguenza. Anche l'amplificatore non ha bisogno di stabilizzazione. La sola parte che deve essere montata con una cura particolare, è il circuito a ponte. Le due metà del secondario del trasformatore devono avere le stesse proprietà elettriche, come pure le due induttanze L_1 e L_2 . Queste consistono di bobine di 550 spire ognuna (filo di rame smaltato del diametro di 0,2 mm) avvolte su una barretta di ferroxcube tipo 4B lunga circa 10 cm e del diametro di 10 mm.

NEW

SALDATORE A PISTOLA **ERSA SPRINT**



CARATTERISTICHE

Alimentazione 110 V - 220 V

Potenza 80 - 150 W

Tempo di riscaldamento 10 secondi

Peso 200 g

Punta saldante intercambiabile

ERSA

la grande marque internationale

DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT

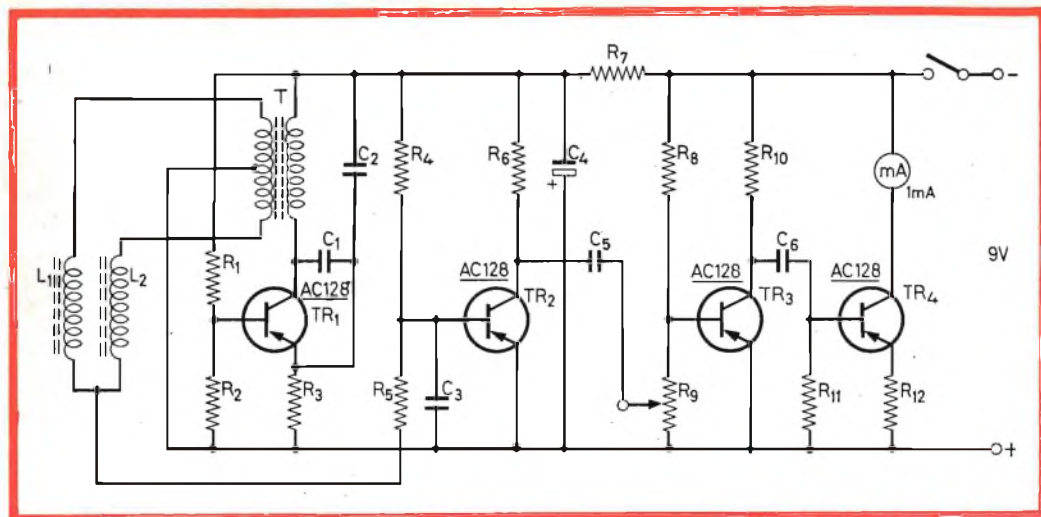


Fig. 2 - Schema elettrico del rivelatore di metalli.

COMPONENTI

Resistori

$R_1 = 82 \text{ k}\Omega$
$R_2 = 18 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 220 \text{ }\Omega$
$R_4 = 390 \text{ k}\Omega$
$R_5 = 22 \text{ k}\Omega$
$R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$
$R_7 = 330 \text{ }\Omega$
$R_8 = 390 \text{ k}\Omega$
$R_9 = 20 \text{ k}\Omega$
$R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega$
$R_{11} = 18 \text{ k}\Omega$
$R_{12} = 330 \text{ }\Omega$

Condensatori

$C_1 = 12 \text{ nF}$
$C_2 = 39 \text{ nF}$
$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_4 = 60 \text{ }\mu\text{F}$
$C_5 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_6 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$

Bobine

$L_1 - L_2 = 550$ spire di filo di rame smaltato di 0,2 millimetri di diametro avvolte su barrette di ferroxcube tipo 4B di 10 mm di diametro e lunghe circa 10 cm (tagliate da uno stesso pezzo).

T = primario - 180 spire

secondario - 2 x 100 spire, filo di rame smaltato di 0,2 mm di diametro, avvolte su un nucleo ad olla tipo 22/13-4C4 senza traferro.

È essenziale che le due barrette vengano tagliate dallo stesso pezzo di ferroxcube; piccole differenze nelle proprietà magnetiche del materiale potrebbero rendere difficile il bilanciamento del ponte.

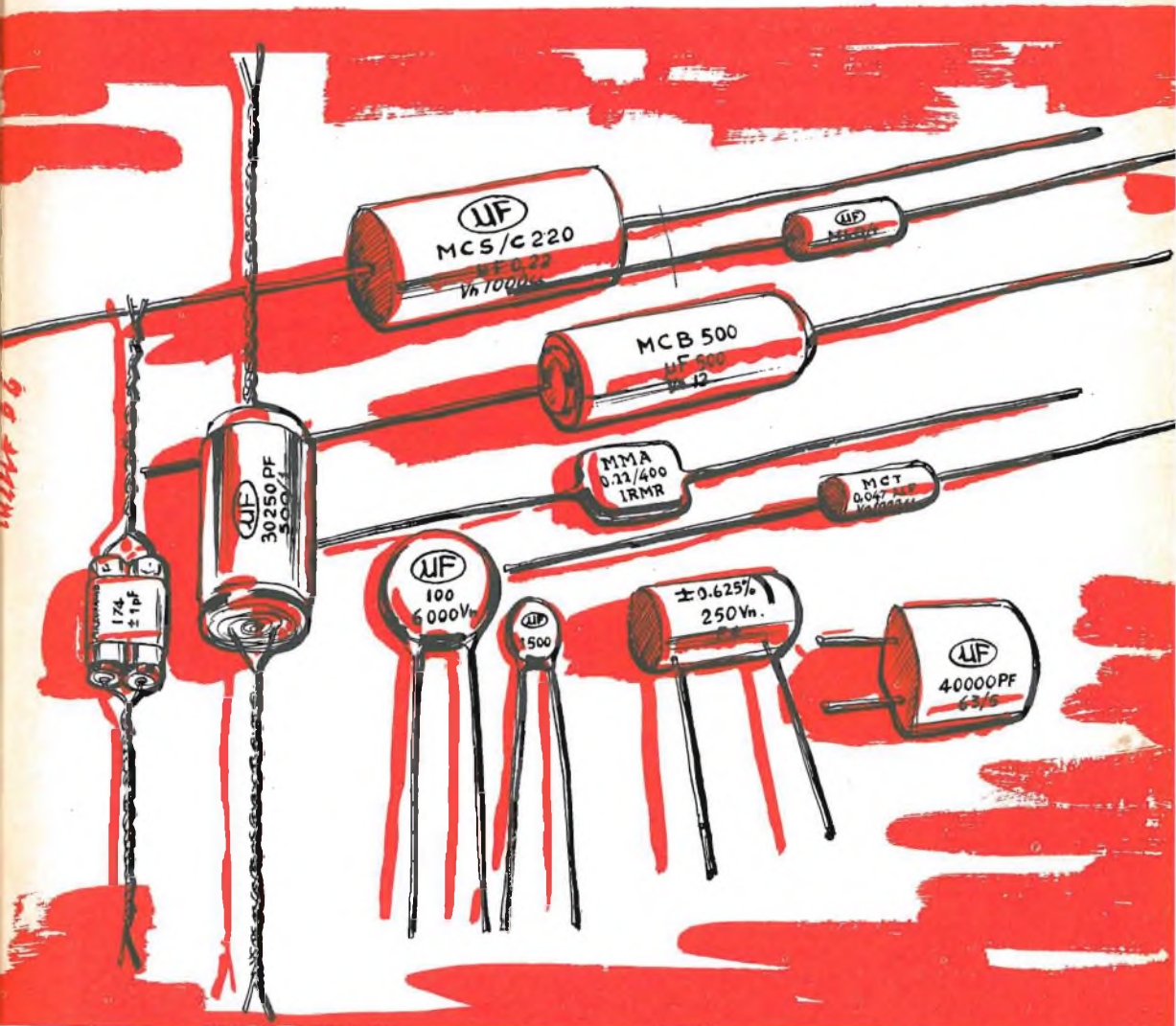
Si deve ricordare in questo collegamento che allo scopo di ottenere l'equilibrio, non solo le resistenze e i condensatori dei bracci corrispondenti del ponte devono es-

sere uguali, ma anche le perdite dei circuiti e le induttanze.

Piccole differenze fra le due ultime quantità citate sono da evitare in quanto squilibrerebbero il ponte. Sono perciò previsti alcuni metodi per aumentare le perdite del circuito di ogni bobina e per modificare l'induttanza della bobina più vicina al manico. Comunque, si deve fare

MICROFARAD S.p.A.

Condensatori a carta, film poliestere, poliestere metallizzato, dielettrico doppio, polistirolo, policarbonato, condensatori ceramici per impieghi civili e professionali



Commissionaria di vendita:

DUCATI ELETTECENICA S.p.A.

Via M.E. Lepido, 178 - Bologna

Tel. 49.17.01 - Teleg. e Telescrivente: telex 51042 Ducati

ogni sforzo per rendere minima la differenza, perchè differenze considerevoli renderebbero difficile o anche impossibile il bilanciamento del ponte.

Questo spiega perchè la tensione alternata di alimentazione del ponte deve essere effettivamente sinusoidale. In pratica la compensazione delle proprietà dipendenti dalla frequenza è possibile solo per una banda di frequenze relativamente limitata, e se la tensione dell'oscillatore contenesse armoniche di ampiezza relativamente grande, l'equilibrio potrebbe diventare difficile.

Montaggio meccanico

Come mostrato in fig. 3, lo strumento è montato in un contenitore di materiale isolante che racchiude tutti i componenti elettrici, incluse le batterie e lo strumento di misura, così che non è richiesto nessun collegamento esterno. Nella testata di misura, il cui asse forma un angolo di 150° con quello del manico, sono montate le due barrette. Si potrebbe suggerire di montare queste due barrette ad angolo retto una rispetto all'altra in modo che l'influenza di una particella di metallo su una barretta sia minima quando è massima sull'altra.

Comunque, si è trovato che, con una simile disposizione, l'equilibrio è sconvolto dal campo magnetico della terra, che poi influenza la permeabilità delle due barrette in modo ineguale, secondo il loro orientamento. Come risultato, sarebbe necessario regolare di nuovo la compensazione ogni volta che l'orientamento dello strumento viene cambiato, rispetto al polo nord magnetico. Si è dato perciò la preferenza al montaggio mostrato in fig. 3. Le barrette di ferroxcube (4) sono poste parallele l'una all'altra così che il campo magnetico della terra ha in sostanza la stessa influenza su ognuna di esse.

Quando il manico è tenuto in modo tale che la testata di misura sia puntata in direzione del piano che deve essere esplorato, l'estremità della barretta più lontana dal manico sarà più nascosta alla particella che deve essere rilevata di quella dell'altra barretta, e poichè l'influenza di una tale particella dipende in gran parte dalla sua

distanza, le particelle di metallo possono essere localizzate con grande precisione.

Con la costruzione scelta è anche possibile scoprire se qualche particella di metallo è presente nelle vicinanze dello strumento.

Per questo scopo lo strumento è tenuto obliquamente, con la testata di misura rivolta di fianco, così che il suo lato obliquo passa sul piano che deve essere esplorato. Una volta che si è accertata approssimativamente la posizione di una particella, si può rilevare con grande precisione puntando la testa di misura verso la superficie sospetta.

Sarebbe stato possibile fare lo strumento più piccolo, ma questo avrebbe introdotto il rischio che i componenti del circuito avrebbero dovuto essere montati così vicini alla barretta più vicina al manico, che il bilanciamento del ponte sarebbe stato sconvolto.

Il milliamperometro deve in ogni caso essere montato in modo che il traferro del suo magnete permanente non sia di fronte a questa barretta.

Ogni vite o dado che unisce le due metà dello strumento e si trova nelle vicinanze delle barrette di ferroxcube, dovrebbe essere equidistante da esse.

Per evitare di lasciare inavvertitamente lo strumento in funzione, esso può essere provvisto di un pulsante che toglie la tensione della batteria quando viene rilasciato.

Regolazione

Prima che lo strumento sia messo in funzione, si deve compensare ogni differenza fra le perdite e le induttanze dei due induttori.

Per equalizzare le perdite, una vite di ottone viene inserita in uno dei fori filettati (1) vicini a una delle barrette, e ruotata fino ad ottenere il bilanciamento. Quello fra i due induttori che ha le minori perdite può essere facilmente trovato sperimentalmente.

Per il bilanciamento delle induttanze, un disco (6) di materiale isolante nel quale sono inserite eccentricamente piastre più piccole di ferroxcube (2), viene montato vicino alla barretta di ferroxcube vicina al ma-

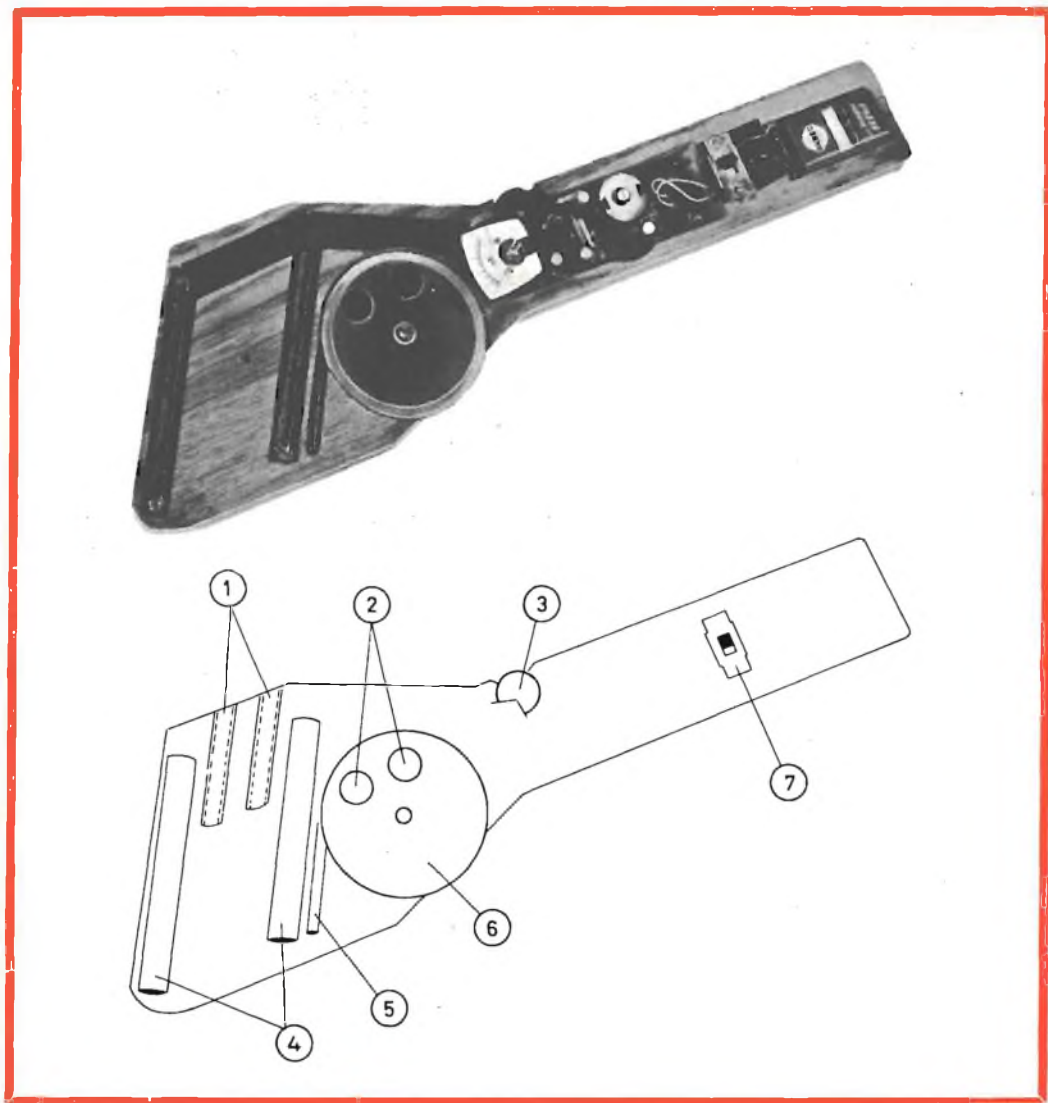


Fig. 3 - Vista interna del rivelatore di metalli. 1. Fori filettati nei quali si può inserire una vite di ottone per il bilanciamento delle perdite del circuito; 2. piastrine di ferroxcube; 3. controllo della sensibilità; 4. induttori; 5. perno addizionale di ferroxcube per aumentare l'induttanza; 6. disco con due piccole piastre di ferroxcube per bilanciare le induttanze; 7. interruttore.

nico. Ruotando questo disco, aumenta così l'induttanza allo stesso valore dell'altra bobina. Per assicurare che l'induttanza della barretta più lontana dal manico, e che agisce da elemento sensibile, superi quella dell'altra barretta quando le piastre di ferroxcube sono mosse verso la loro posizione più lontana, essa dovrebbe essere legger-

mente più lunga dell'altra barretta in modo tale che l'equilibrio possa essere ottenuto per mezzo del disco; un piccolo perno addizionale di ferroxcube (5) può essere fissato permanentemente vicino alla barretta più vicina al manico.

La vite d'ottone e il disco devono essere regolati alternativamente e ripetutamente

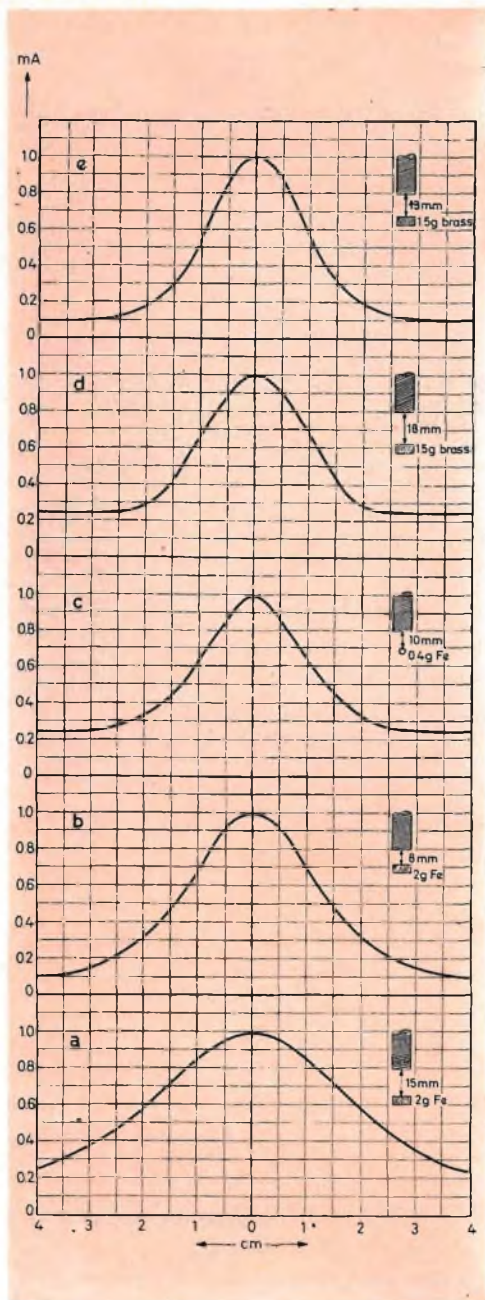


Fig. 4 - Sensibilità del rivelatore di metallo: (a) per un pezzetto di ferro del peso di 2 g con lo strumento regolato al massimo; (b) per lo stesso pezzo di ferro, con la sensibilità ridotta di un terzo; (c) per una pallina di acciaio del peso di 0,4 g con la sensibilità al massimo; (d) per un pezzo di ottone (brass) del peso di 1,5 g con la sensibilità al massimo; (e) per lo stesso pezzo di ottone con la sensibilità ridotta di un terzo.

aumentando gradualmente la sensibilità (disco di controllo) fino a leggere sul milliamperometro un minimo con una sensibilità massima. Durante questo procedimento, lo strumento deve essere tenuto a una considerevole distanza da ogni oggetto metallico. La vite per il bilanciamento delle perdite del circuito può essere serrata una volta che la sua posizione ottima è stata trovata; non è necessaria una nuova regolazione se le condizioni di funzionamento sono cambiate.

Questo non vale per il disco per il bilanciamento delle induttanze. In pratica è consigliabile regolarlo nella sua posizione ottima ogni volta che lo strumento è messo in funzione. La necessità di una nuova regolazione di questo disco di volta in volta può essere dovuta al fatto che molti oggetti sono leggermente magnetizzati e se capita che l'elemento sensibile venga tenuto nelle sue vicinanze, anche la sua barretta di ferrocube sarà un poco magnetizzata permanentemente, così che la sua permeabilità è ridotta. Anche variazioni di temperatura possono avere qualche effetto. Lo strumento dovrebbe, in ogni caso, essere tenuto a una distanza di sicurezza da forti campi magnetici, come quelli prodotti dalla bobina mobile degli altoparlanti e da complessi elettromagnetici. La testata di misura deve essere poi smagnetizzata sottoponendola a una graduale diminuzione del campo magnetico alternato.

Prestazioni

Lo strumento rivela oggetti di qualsiasi metallo. I materiali non magnetici aumentano semplicemente le perdite del circuito dell'induttore sensibile, riducendo così la sua induttanza, mentre i materiali ferromagnetici riducono la riluttanza dei circuiti magnetici aumentando così l'induttanza. Ne risulta che la sensibilità del rivelatore per materiali magnetici e non magnetici non varierà in modo apprezzabile essendo essa insignificante, dalla qual cosa il ponte viene sbilanciato.

Di regola sarà conveniente ridurre la sensibilità allo scopo di annullare l'interferenza degli oggetti metallici che si trovano nelle vicinanze e di ottenere un massimo

CHINAGLIA

BELLUNO

Via Vitt. Veneto

Tel. 4102

ELETTROCoSTRUZIONI s.a.s.



Mignontester 364/s

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	
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					



SENSIBILITA
20.000 Ω /V

Richiedete Cataloghi di tutta la nostra produzione

Analizzatore 250

Dispositivo di protezione

Portate amperometriche in ca

Scala a specchio

Tascabile: sensibilità 2000 Ω per volt CC e CA con dispositivo di protezione contro sovraccarichi per errate inserzioni - scala a specchio. PORTATE 41

V cc 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000

V ca 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000

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

dB — 10 + 62 in 6 portate

Ω 10 - 100 K - 1 - 10 - 100 M Ω



SENSIBILITA
20.000 Ω /V

ritagliate

incollate

affrancate

spedite

Vogliate inviarmi descrizioni e prezzi per:

MIGNONTESTER 364/S CHINAGLIA

ANALIZZATORE AN/250 CHINAGLIA

Vogliate inviarmi cataloghi generali

Nome

Via

Città

Spett. s.a.s.

CHINAGLIA DINO

Elettrocostruzioni

Via V. Veneto, /S

BELLUNO

netto. In pratica, con una regolazione della sensibilità massima è bene avere una deflessione piena su una vasta superficie.

Le curve di fig. 4 illustrano le prestazioni del rivelatore di metalli. In tutti i casi la estremità della testata di misura è stata posta sopra la particella in modo da ottenere una deflessione totale dello strumento. In un secondo tempo la particella fu spostata lungo una linea normale al bordo frontale della testata di misura alle distanze segnate in ascissa.

È bene ricordare che non è possibile regolare l'apparecchio in modo che la lettura dello strumento cada a zero in assenza di particelle metalliche; con una sensibilità massima una corrente di circa 0,25 mA continuerà di solito a fluire attraverso il milliamperometro. Questo può essere do-

vuto alla presenza di alcune armoniche nella tensione dell'oscillatore; a minori differenze nelle resistenze e nei condensatori dei bracci del circuito a ponte, oppure alla asimmetria delle capacità fra il primario e il secondario del trasformatore.

L'eliminazione di questo difetto avrebbe reso il circuito più elaborato e la sua regolazione molto più difficile.

L'assorbimento di corrente è dell'ordine di 5 mA quando il ponte è in equilibrio e può arrivare a 10 mA se è sbilanciato. La batteria dovrebbe quindi durare per un tempo considerevole. Finché la batteria è completamente scarica, lo strumento continuerà a funzionare in modo soddisfacente in quanto la tensione di batteria ha pochissima influenza sulla sensibilità.

(Da « Electronic Applications »)

BETA

E stata recentemente annunciata l'apertura a New York di un centro di calcolo per conto terzi per l'elaborazione dei dati a distanza. Tale centro consentirà a scienziati e tecnici di utilizzare lo stesso calcolatore contemporaneamente, benché il sistema si trovi lontano dal loro posto di lavoro anche centinaia di chilometri.

L'utente comunicherà attraverso una stazione terminale — simile ad una macchina per scrivere — i dati ad un potente elaboratore installato presso il centro di calcolo che si trova nel grattacielo del Time-Life.

Possono contemporaneamente comunicare con il calcolatore fino a 40 stazioni periferiche. Il costo di impiego è particolarmente basso: un istituto può avvalersi di questo servizio spendendo circa 10 dollari l'ora, escluse naturalmente le tariffe degli abbonamenti alle linee di comunicazione.

Questo annuncio mette a disposizione degli utenti un nuovo servizio di informazioni basato sulla rivoluzionaria tecnica dell'utilizzazione contemporanea di un calcolatore.

ROMA



V.LE CARNARO
18/A/C/D/E
TELEF. 894894

METODI DI POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTOR

Il Parte

Vengono passate brevemente in rassegna le tecniche più comunemente usate per mantenere fisso il punto di lavoro di un transistor (valore prestabilito della corrente di base e quindi della corrente di collettore) indipendentemente dalle variazioni della temperatura dell'ambiente.

Abbiamo visto nel numero precedente che cosa succede quando la corrente di collettore aumenta in seguito ad un aumento della temperatura ambiente. Abbiamo illustrato il meccanismo della « reazione termica » o « thermal runaway »; osservando le curve della fig. 11 b possiamo agevolmente constatare che tutti questi inconvenienti (che in definitiva portano alla distruzione del transistor) possono essere eliminati quando **all'aumentare della temperatura si riesce contemporaneamente a ridurre la corrente della base.**

Se otterremo ciò, riusciremo sicuramente a **stabilizzare** il funzionamento dello stadio. Sarà quindi necessario introdurre una specie di controreazione per bloccare il « thermal runaway ».

Stabilizzazione della polarizzazione mediante controreazione di corrente

Un semplice sistema per ottenere ciò consiste nell'inserire nel terminale dello emettitore un resistore (fig. 12). La corrente che scorre in questo resistore fa sì che

l'emettitore risulti positivo rispetto alla base (questo nei transistor NPN; naturalmente il contrario si verifica in quelli PNP); il resistore R_E attua quindi una specie di « reazione ». La tensione di polarizzazione diretta che deve trovarsi tra base ed emettitore può ancora essere mantenuta (nonostante l'aumento della tensione di emettitore) se si sceglie un opportuno valore del resistore di polarizzazione di base R_B . Si tenga sempre presente come la base risulti

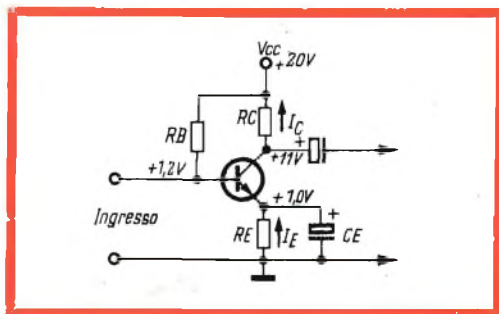


Fig. 12 - Stabilizzazione del punto di lavoro mediante resistore di emettitore (controreazione di corrente).

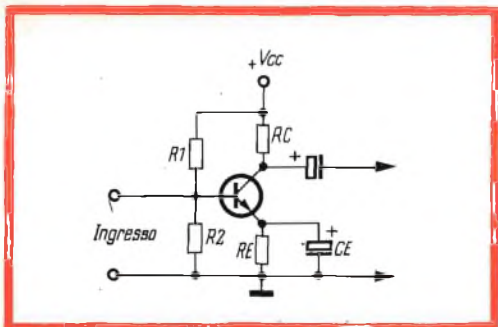


Fig. 13 - Stabilizzazione della polarizzazione di base mediante R_E e partitore di base.

sempre positiva rispetto all'emettitore, come appunto deve essere in un transistor NPN. L'azione del resistore di emettitore è la seguente: se la corrente di collettore, tende ad aumentare rispetto al valore di riposo stabilito (punto di lavoro) sia perché si è sostituito il transistor sia perché la temperatura è aumentata, anche la tensione agli estremi del resistore R_E aumenterà e la tensione presente sull'emettitore diventerà leggermente più positiva. Questa azione tende ad opporsi alla polarizzazione diretta nel senso che risulta diminuita la tensione diretta applicata tra base ed emettitore con conseguente **diminuzione** della corrente di base. Conseguenza: la tendenza ad aumentare della corrente di collettore viene neutralizzata o meglio bloccata.

Questo effetto di stabilità è tanto più ef-

ficace quanto più grande è il valore del resistore di emettitore.

Vediamo ora perché si è dovuto inserire anche il condensatore C_E in parallelo al resistore R_E . Se non ci fosse, **qualsiasi** variazione della corrente di collettore verrebbe « stabilizzata » e quindi annullata (anche la variazione di corrente dovuta al segnale). Detto più esplicitamente ciò significa che senza la presenza di questo condensatore verrebbero ridotte al minimo anche le variazioni di corrente dovute al segnale d'ingresso: si avrebbe in questo caso una forte diminuzione del guadagno, dato che l'azione di controreazione verrebbe estesa anche al funzionamento in corrente alternata dello stadio.

L'impiego del condensatore in parallelo cortocircuita agli estremi del resistore le componenti alternate della corrente impedendo la controreazione in c.a. Si noti la somiglianza tra questa funzione con quella effettuata dal condensatore catodico delle valvole.

Quando però si desidera un certo effetto di controreazione sia per ridurre la distorsione sia per allargare la banda passante, tale condensatore può essere omesso del tutto oppure si può metterlo in parallelo solo ad una frazione del resistore di emettitore R_E .

Nel circuito di fig. 12 se la normale corrente di base è $40 \mu A$, il resistore R_B deve avere un valore molto elevato (circa $0,5 M\Omega$) per abbassare la tensione di ali-

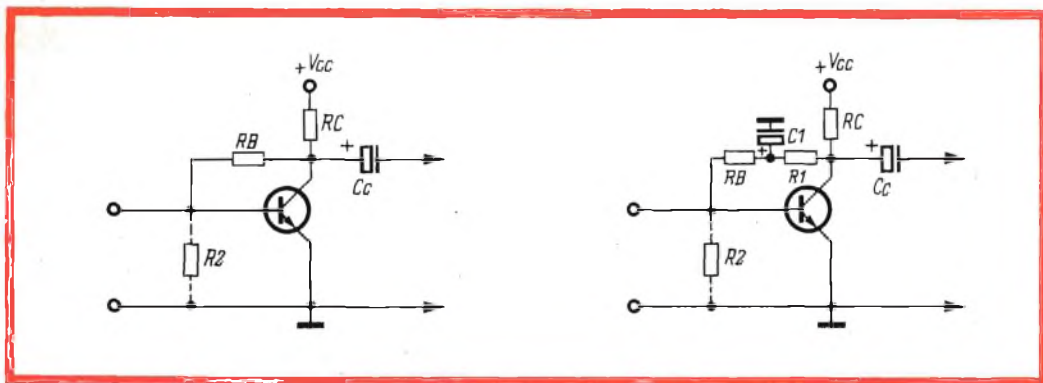


Fig. 14 - Stabilizzazione ottenuta mediante controreazione di tensione: a) reazione completa; b) reazione parziale.

mentazione al valore di 1,2 V (tensione base-emettitore che fa circolare una corrente di base di 40 μ A). Supponiamo ora che le correnti di emettitore e di collettore si raddoppino in modo da alzare la tensione sull'emettitore al valore di 2 V. Dato il valore elevato di R_B , soltanto una leggera riduzione nella corrente di base sarà sufficiente a portare la base 0,2 V positiva rispetto all'emettitore. Siccome la riduzione della corrente di base è piccola, anche l'effetto di stabilizzazione sarà ridotto. Per poter quindi avere grandi variazioni nella corrente di base (e quindi una buona stabilità) si dovrà ridurre il valore del resistore R_B senza naturalmente variare le condizioni di polarizzazione in precedenza stabilite (punto di lavoro). Ciò può essere ottenuto con l'impiego di un partitore di tensione come indicato in fig. 13. Assegnando alla corrente del partitore un valore elevato rispetto alla corrente di base, la tensione di base non subirà variazioni al variare della corrente di base. In questo caso, qualsiasi variazione della « tensione di reazione » dell'emettitore produrrà una più elevata variazione nella corrente di base.

Stabilizzazione della polarizzazione mediante controeazione di tensione

La controeazione di tensione può essere ottenuta riportando una frazione della tensione di uscita nel circuito di ingresso. Ciò si può realizzare facilmente collegando il resistore di polarizzazione di base R_B non

alla tensione di alimentazione ma **al collettore**. Il circuito è indicato in fig. 14. In esso, se la corrente media di collettore tende ad aumentare, la tensione sul collettore diminuisce (naturalmente a causa della presenza del carico), e conseguentemente si riduce anche la corrente di base.

Come per il caso della controeazione di corrente, anche qui un valore elevato della resistenza in serie (R_B o $R_1 + R_B$) tende a ridurre al minimo la variazione di I_B che si vuole ottenere.

Pertanto anche in questi circuiti si usa il sistema del partitore (R_2 tratteggiato in fig. 14). Il circuito di fig. 14 a) produce non solo una controeazione in c.c. che tende a stabilizzare il valore della polarizzazione ma anche una controeazione sui segnali amplificati (controeazione in c.a.) la quale come si sa tende ad abbassare il guadagno. È ovvio che in questo secondo caso si beneficia anche dei vantaggi offerti dalla controeazione in c.a. e cioè riduzione della distorsione e allargamento della banda. Se però la controeazione in c.a. non è voluta si può usare il circuito di fig. 14 b). Il filtro passa basso R_1-C_1 porterà a massa qualsiasi segnale in alternata ma permetterà di avere ancora la stabilizzazione in c.c.

Stabilizzazione della polarizzazione mediante termistore

Il particolare per la tensione di polarizzazione di base **da solo** può fornire direttamente la stabilizzazione qualora al posto

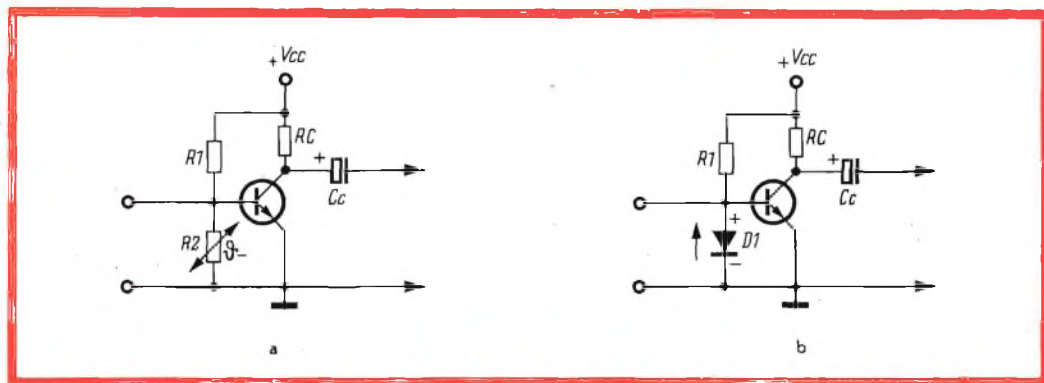


Fig. 15 - Stabilizzazione del punto di lavoro ottenuta mediante: a) termistore e b) diodo semiconduttore.

di R_2 di fig. 13 venga posto un resistore sensibile alla temperatura. Gli elementi ideali per questo impiego sono i termistori (NTC) e i diodi.

Ciascuno di questi elementi, presenta un coefficiente di temperatura **negativo**: ciò significa che la resistenza di questi elementi tende a **diminuire** all'aumentare della temperatura. In fig. 15 sono riportati alcuni circuiti che impiegano per la stabilizzazione questi elementi.

Il resistore R_2 di fig. 15 a è un **termistore**. Il rapporto R_1/R_2 viene prefissato in modo che alla temperatura ambiente il partitore fornisca la tensione di polarizzazione desiderata. Succede allora che se la temperatura aumenta, anche la corrente di collettore tende ad aumentare, ma contemporaneamente tende a diminuire la resistenza del termistore, e quindi la tensione applicata alla base. Riduzione della tensione di base significa, riduzione della corrente di base e in definitiva riduzione della corrente di collettore che è ciò quanto appunto si desiderava.

Il diodo di fig. 15 b lavora alla stessa maniera in quanto la resistenza della sua giunzione diminuisce all'aumentare della temperatura, e quindi anche il diodo può produrre un effetto stabilizzatore.

L'impiego dei diodi semiconduttori ha un netto vantaggio sui termistori in quanto se si riesce ad « adattare » il materiale di cui è fatta la giunzione del diodo con il materiale con cui è fatta la giunzione base-collettore del transistor, si ottengono effetti di temperatura **uguali ma contrari**; e la stabilizzazione è teoricamente perfetta.

Abbiamo esposto le tecniche fondamentali impiegate per la stabilizzazione del punto di lavoro dei transistor. In pratica vengono attuate combinazioni di questi sistemi.

Prossimamente tratteremo: accoppiamento RC dei transistor PNP in circuiti con base comune e collettore comune; accoppiamento mediante trasformatore; accoppiamento diretto.

L.C.

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

IL RICEVITORE TV A COLORI

Vengono illustrate sommariamente le differenze tra un ricevitore per il bianco e il nero e un ricevitore per la ricezione del colore.

La cosa migliore da fare quando si vogliono mettere in evidenza le reali differenze esistenti tra un ricevitore televisivo in bianco e nero e uno a colori, è quella di presentare il funzionamento di entrambi i ricevitori mediante **schemi a blocchi**. Apparirà allora con estrema evidenza come un ricevitore a colori, comprenda tutti gli stadi caratteristici di un televisore in bianco e nero ed in più quelli necessari per la riproduzione del colore. Questo è bene che venga chiarito subito in modo da non spaventarsi.

Il bagaglio di cognizioni che il tecnico ha accumulato in molti anni di studio e di riparazione di televisori in bianco e nero, sarà molto utile e sfruttabile per la riparazione del televisore a colori. Basterà che ci si renda un po' familiari con la tecnica impiegata per la riproduzione di immagini in colore.

Riconsideriamo quindi lo schema a blocchi di un convenzionale televisore in bianco e nero (fig. 1). Le parti essenziali sono:

A) Le sezioni amplificatrici del segnale audio e video.

In particolare, il **canale video** comprende l'antenna, il selettore di canali, l'amplificatore F.I., il rivelatore, l'amplificatore video fino al cinescopio; il **canale audio** inizia dal rivelatore video, eventualmente comprende l'amplificatore video, l'amplificatore F.I. audio, il rivelatore a rapporto, la sezione B.F. e l'altoparlante.

B) La sezione che provvede alla deflessione orizzontale del raggio.

Comprende uno stadio separatore di sincronismi, uno stadio oscillatore, uno stadio finale di potenza che provvede alla deflessione orizzontale del raggio.

C) La sezione che provvede alla deflessione verticale del raggio.

Anch'essa inizia dallo stadio separatore dei sincronismi; comprende uno stadio oscillatore e termina con lo stadio finale di potenza che provvede alla deflessione verticale del raggio.

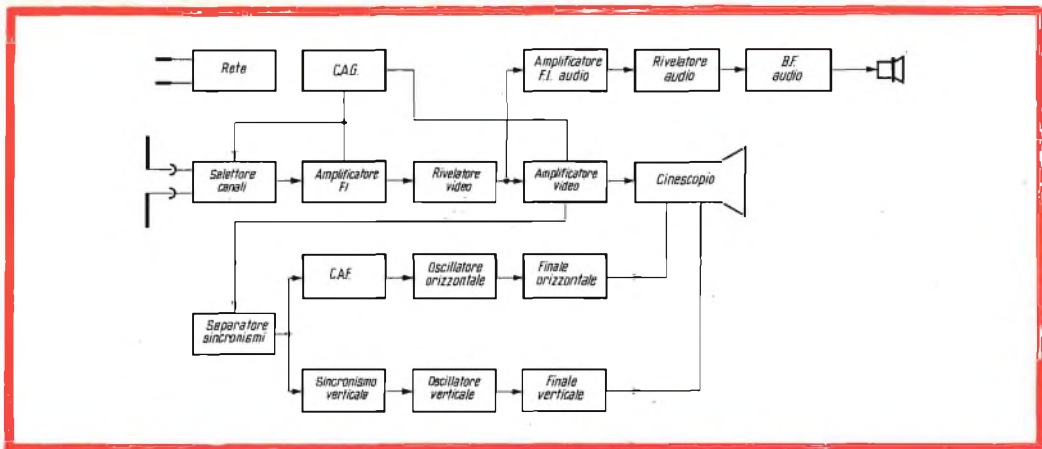


Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore televisivo per il bianco e il nero (TVBeN).

Dalla precedente suddivisione del ricevitore in bianco e nero (TV-BeN) in blocchi funzionali si ricava che gli stadi essenziali si riducono a 16.

Se ora seguendo lo stesso criterio, si vuole indicare mediante uno schema a blocchi il funzionamento di un ricevitore per il colore (TVC) ci si accorgerà che oltre i 16 stadi caratteristici di un televisore in bianco e nero se ne dovranno aggiungere altri 9 (complessivamente 25). Questi 9 stadi aggiuntivi che servono esclusivamente per la resa del colore, sono indicati nello schema a blocchi con un **tratteggio più marcato**. È interessante notare come nello schema a blocchi di un TVC, in luogo delle denominazioni « rivelatore video » (impiegate nelle analoghe funzioni di un ricevitore TV-BeN) compaia la denominazione « rivelatore del segnale di luminanza », e rispettivamente « amplificatore del segnale di luminanza ». Anche nel caso del ricevitore TVC, il segnale inizia dall'antenna, percorre l'amplificatore F.I., il rivelatore e l'amplificatore di luminanza, e perviene infine al cinescopio.

Questo « segnale di luminanza » produce effettivamente una variazione di luminosità sullo schermo del cinescopio; e nel caso della riproduzione di un'immagine a colori, rappresenta in unione alla « tinta » e alla « saturazione », la terza caratteristica essenziale di un'informazione cromatica.

Tra il rivelatore del segnale di luminanza e l'amplificatore del segnale di luminanza si trova uno stadio che nel ricevitore TV-BeN non compare affatto; intendiamo **la linea di ritardo**.

La necessità di questo nuovo componente si comprenderà se si considera quanto segue. Il segnale di luminanza possiede una lunghezza di banda superiore a quella del segnale di cromaticanza. Questi due segnali pertanto impiegheranno **tempi** differenti nell'« attraversare » i rispettivi amplificatori. Siccome però, debbono alla fine, presentarsi **contemporaneamente** sugli elettrodi di comando del cinescopio, ecco la necessità di « ritardare » di qualche microsecondo quello più veloce (il segnale di luminanza).

Per la deflessione del raggio vengono impiegati, come abbiamo visto, gli stessi circuiti così dicasi per la **separazione degli impulsi di sincronismo**. Nel ricevitore TVC, all'uscita di questi circuiti, si trova uno stadio che manca in un ricevitore TV-BeN. È il complesso dei circuiti che servono alla **convergenza** vale a dire di quei circuiti che fanno sì che i tre raggi elettronici del cinescopio tricromatico, **convergono tutti e tre insieme in tutti i fori della maschera**, e cioè sia in quelli che si trovano al centro che in quelli che si trovano ai lati dello schermo.

In un ricevitore TVC, oltre ai circuiti so-

pramenzionati compare (vedi schema a blocchi) il gruppo degli stadi destinati esclusivamente alla riproduzione del colore (circuiti di crominanza). Essi comprendono il **rivelatore e l'amplificatore del segnale di crominanza, il rivelatore sincrono e la matrice.**

Scopo di questi circuiti è quello di **estrarre** dal segnale prelevato dall'amplificatore F.I. i tre segnali rispettivamente il verde, il rosso e il blu che andranno a pilotare i rispettivi cannoni elettronici del cinescopio.

Siccome questo segnale di crominanza prelevato dall'amplificatore F.I. è formato solo dalle bande laterali di moduzione ed è sprovvisto di « portante » (la sottoportante del colore viene infatti soppressa all'atto della trasmissione) per riottenere nel ricevitore i primitivi segnali di colore che nel trasmettitore modulano la sottoportante soppressa, dovremo nel ricevitore trovare **qualche sistema** per reinserire in queste bande laterali la loro primitiva sottoportante. Di qui la necessità di munire il ricevitore di un oscillatore locale, di soli-

to pilotato mediante quarzo e oscillante oltre che alla stessa frequenza anche con la stessa fase di quello del trasmettitore; ciò si ottiene con l'aiuto di un segnale di sincronismo (burst), e un convenzionale sistema discriminatore-valvola a reattanza.

Questa tensione oscillante insieme al segnale di crominanza viene applicata al rivelatore-sincrono che provvede a fornire i primitivi due segnali di modulazione del colore (R-Y) e (B-Y) (1).

In aggiunta a questi circuiti abbiamo il cosiddetto « killer » del colore, il quale entra in funzione quando il ricevitore TVC sta ricevendo un'emittente TV-BeN. La mancanza del burst, blocca in questo caso tutto il complesso dei circuiti di crominanza.

Se paragoniamo quindi i due schemi a blocchi noteremo, che a parte i circuiti di convergenza e della linea di ritardo, sono stati aggiunti nel ricevitore TCV 7 nuovi stadi e cioè:

1) il rivelatore del segnale di crominanza

(1) Vedi Selezione N. 3-4 - 1966.

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

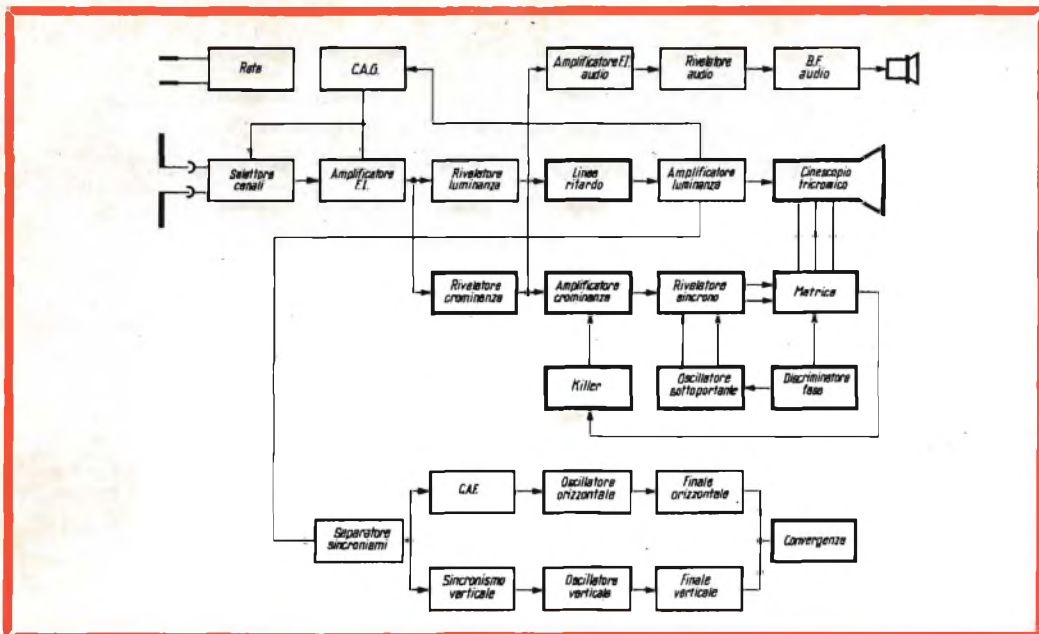


Fig. 2 - Schema a blocchi di un ricevitore televisivo per la ricezione del colore (TVC). La sezione del colore è indicata con tratteggio più marcato.

- 2) l'amplificatore del segnale di crominanza
- 3) il rivelatore-sincrono
- 4) lo stadio della matrice
- 5) lo stadio per il bloccaggio automatico della sezione del colore (color killer)
- 6) l'oscillatore della sottoportante
- 7) il discriminatore di fase per la sottoportante.

Tutta questa nuova sezione del ricevitore TVC provvede esclusivamente alla ri-

produzione del colore e nello schema a blocchi è messa più in rilievo.

Se pertanto un ricevitore TV-BeN con le sue 16 funzioni fondamentali possiede circa 20 valvole, un ricevitore TVC con le sue 25 funzioni ne avrà circa 30.

Prossimamente ci occuperemo più dettagliatamente delle funzioni specifiche dei singoli stadi della sezione-colore di un ricevitore TVC.

L.C.

I 32 incontri del Campionato Mondiale di calcio, che si disputeranno in Gran Bretagna tra l'11 e il 31 luglio, saranno trasmessi per televisione; ciò rappresenta la maggiore impresa televisiva della Gran Bretagna.

Si pensa che con questa soluzione potranno assistere agli incontri più di quattrocento milioni di spettatori.

Una squadra di 500 persone è stata costituita per queste trasmissioni impegnative. Saranno inoltre impiegati satelliti per assicurare la ricezione nell'America del Nord e America Centrale.

SEMPLICI CIRCUITI A TRANSISTOR PER IMPIEGHI INDUSTRIALI

I Parte

a cura di L. Biancoli

È a tutti noto che l'impiego dei transistori in sostituzione delle valvole è ormai generalizzato. In numerosi articoli da noi pubblicati abbiamo riportato la descrizione di realizzazioni di vario tipo, ma quasi sempre nel campo dell'amplificazione e della radio-ricezione. In questo articolo, che è il primo di una breve serie riportata su « Industrial Electronics », vengono descritti alcuni circuiti di principio a transistori, largamente usati in diverse combinazioni, per ottenere la realizzazione di apparecchiature relativamente complesse.

Lo scopo di questa breve serie di articoli consiste nell'illustrare il modo per costruire — con un certo numero di semplici circuiti di principio a transistori — apparecchiature elettroniche utili, pratiche ed economiche.

Si tratta — in sostanza — di una descrizione di semplici circuiti di commutazione, a partire dai circuiti di principio, sui quali ci intratteremo in forma semplice dal punto di vista didattico; a ciò seguirà la descrizione dello sviluppo e dell'elaborazione di circuiti adatti ad impieghi pratici, di cui verranno forniti i valori dei componenti, nonché della combinazione dei suddetti circuiti pratici, atta a risolvere le esigenze di particolari funzioni.

Verranno illustrate — inoltre — alcune possibili applicazioni di questi circuiti. In tutti i casi, si ricorrerà all'impiego di transistori economici di tipo « n-p-n » al silicio, e di diodi a giunzione, anch'essi al silicio, assicurando così la stabilità di funzionamento dell'intera apparecchiatura.

I circuiti descritti potranno essere tradotti in pratica, senza eccessive difficoltà e con la certezza di ottenere risultati positivi, anche ad opera di persone che da poco tempo si dedicano a realizzazioni sperimentali nel campo dell'elettronica.

SEMPLICI CIRCUITI DI COMMUTAZIONE

In tutti i casi, i transistori vengono impiegati come commutatori, funzionanti in condizione di saturazione. In questo regime di funzionamento, il transistorore può risultare in stato di interdizione, oppure in stato di massima conduttività; il passaggio tra questi due stadi è talmente rapido, da rappresentare soltanto una parte trascurabile dell'intero periodo.

Nello stato di conduzione, i valori dei componenti vengono scelti in modo tale che il transistorore risulti in stato di saturazione, e che sia perciò percorso da una corrente avente la massima intensità possibile: in altre parole, la corrente di base

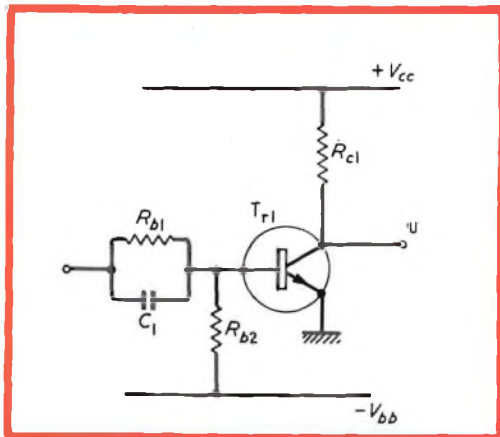


Fig. 1 - A - Esempio di circuito di principio di un invertitore a transistore. I rappresenta il punto di ingresso, ed U il punto di uscita del dispositivo.

è di tale intensità, che qualsiasi suo aumento determina un aumento trascurabile di intensità della corrente che scorre nel circuito del collettore.

Il vantaggio offerto dai circuiti di commutazione funzionanti in stato di saturazione risiede nell'esistenza di due livelli di tensione, chiaramente definiti nei confronti del collettore del transistore, negli stati di interdizione e di conduzione. A ciò ci riferiremo ulteriormente in seguito, a proposito della discussione relativa al cir-

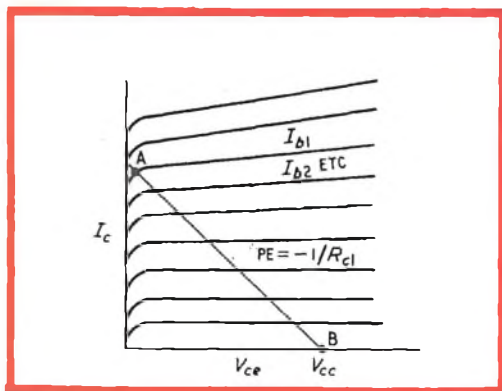


Fig. 1 - B - Curve caratteristiche del transistore usato nel circuito di figura 1-A. Viene espresso l'andamento dell'intensità della corrente di collettore, in funzione della tensione tra collettore ed emettitore. La retta inclinata, PE, rappresenta l'inclinazione della caratteristica tra A e B.

cuito invertitore. Inoltre, la dissipazione da parte del circuito del collettore, in condizioni di saturazione, è bassa poichè — nello stato di interdizione — la corrente del collettore presenta un'intensità prossima a zero: per contro, nello stato di conduzione, la tensione del collettore è di valore prossimo a zero.

Sebbene questa serie di articoli non sia destinata ad affrontare l'argomento dei circuiti di calcolo elettronico, ciò nondimeno prenderemo in considerazione alcuni circuiti impiegati nelle suddette apparecchiature, a causa della notevole utilità che essi presentano agli effetti di semplici applicazioni industriali.

Rientrano in questa categoria il circuito invertitore, il circuito bi-stabile, ed il circuito « gate tipo NAND », ossia il circuito di non coincidenza.

CIRCUITI DI PRINCIPIO

Circuito Invertitore

Il circuito invertitore, è illustrato alla figura 1-A, ed i punti operativi indicati sulle caratteristiche del collettore del transistore, sono evidenziati alla figura 1-B.

Nello stato di conduzione (punto A in figura 1-B), la tensione del collettore è di valore prossimo a zero, e corrisponde ad una corrente di base positiva di forte intensità, ed alla corrente del collettore che sussiste in stato di saturazione.

Nella condizione di interdizione (punto B della medesima figura), la tensione del collettore risulta di valore eguale a quello della tensione di alimentazione V_{cc} , mentre la corrente del collettore presenta soltanto l'intensità dovuta alla dispersione (del tutto trascurabile nei transistori al silicio), e corrisponde ad una corrente di base lievemente negativa.

Quanto segue renderà chiaro il metodo di funzionamento dell'invertitore.

Si supponga che due invertitori siano collegati tra loro, e che entrambi facciano capo ad una resistenza di entrata, come si può osservare alla figura 2.

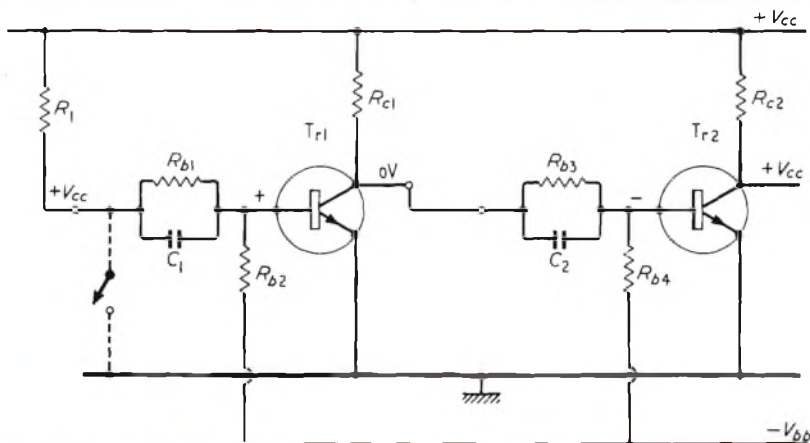


Fig. 2 - Esempio di circuito costituito da due stadi invertitori, collegati in cascata. I simboli rappresentano i valori approssimativi dei livelli di tensione.

Lo schema riporta la tensione approssimata, in un punto del circuito. T_{r1} viene portato in fase di conduzione ad opera della corrente di base che circola attraverso $R1$ ed $Rb1$, per cui la tensione presente sul collettore risulta di valore prossimo a zero. Tuttavia, T_{r2} è in stato di interdizione, poiché il suo punto di entrata è quasi a potenziale zero, e — in queste condizioni — la tensione di base viene regolata in modo da assumere un valore leggermente negativo, mediante un opportuno dimensionamento dei valori di $Rb3$ e di $Rb4$.

Se il punto di entrata del primo stadio invertitore viene ora collegato a massa, le tensioni presenti nel circuito subiscono delle variazioni. T_{r1} passa in stato di interdizione, determinando perciò l'aumento del potenziale del collettore, fino a raggiungere approssimativamente il valore $+V_{cc}$, il che porta il transistor T_{r2} ad assumere lo stato di conduzione.

Risulta pertanto evidente che un impulso di tensione avente una data polarità, applicato all'entrata di un unico stadio invertitore, determina un impulso di uscita di polarità opposta in corrispondenza del collettore.

Il compito dei condensatori collegati in parallelo alle resistenze $Rb1$ ed $Rb2$

consiste nell'accelerare l'azione di commutazione da parte del circuito, fornendo dei segnali transistori di sovracomando e di comando di inversione alla base del transistor. Si impiega un valore capacitivo ridotto, per consentire tempi di carica e di scarica ragionevolmente rapidi tra le diverse operazioni di commutazione.

Circuito Bi-stabile

Nel circuito invertitore a due stadi, illustrato alla figura 2, i potenziali di entrata e di uscita sono sempre identici tra loro. Collegando l'uscita direttamente all'entrata, si ottiene un circuito che può presentare due stati stabili (vedi figura 3).

In uno di questi stati (indicato appunto alla figura 3), T_{r1} è in stato di conduzione, e T_{r2} è in stato di interdizione, mentre — nella fase successiva — T_{r1} è in stato di interdizione e T_{r2} conduce.

Dal momento che il circuito è simmetrico, il caso è l'unica condizione che determina lo stato assunto dal circuito, non appena viene applicata la sorgente della energia di alimentazione.

Lo stato di questo circuito bi-stabile è suscettibile di essere variato, commutando momentaneamente in stato di interdizione

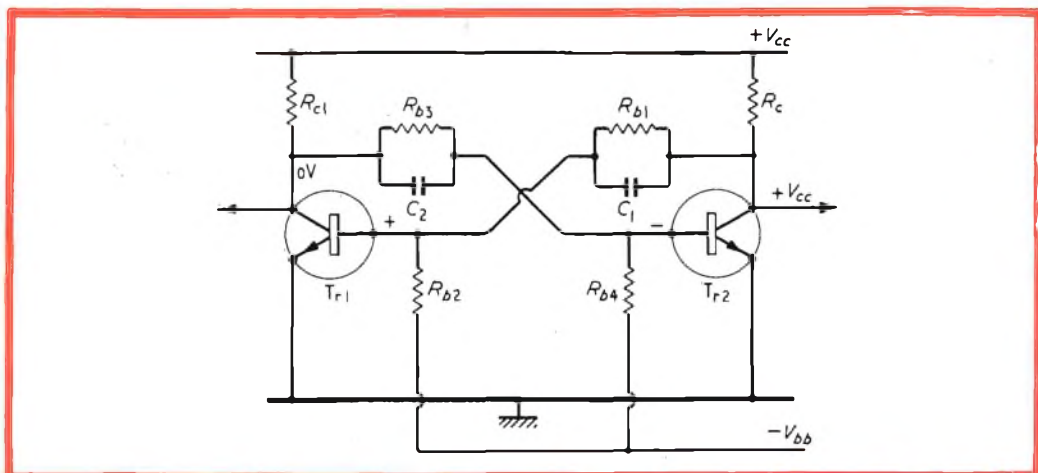


Fig. 3 - In questo caso, i due invertitori di cui alla figura 2 sono stati accoppiati reciprocamente, in modo da costituire un circuito binario. Sono illustrati i livelli approssimativi di tensione riferiti ad uno stato.

zione un transistor che si trovi in stato di conduzione, o viceversa.

Si noti che i condensatori presentano un basso valore capacitivo, e che essi vengono così dimensionati al fine di accelerare l'azione di commutazione.

Multivibratore

Il tipo di multivibratore qui descritto, ed illustrato alla figura 4, è costituito da due invertitori ad accoppiamento capaci-

tivo (vedi A), le cui uscite sono collegate ad entrate opposte, come si può osservare alla figura 4-B.

Questo circuito oscilla tra due stati quasi stabili (T_{r1} conduce, e T_{r2} è in interdizione, o viceversa), e le forme d'onda da esso prodotte sono quelle rappresentate graficamente alla figura 5.

Nel modo che segue, è possibile derivare semplici formule approssimate, per i periodi t_1 , t_2 , t_3 e t_4 (trascurando la corrente di dispersione del transistor, e sup-

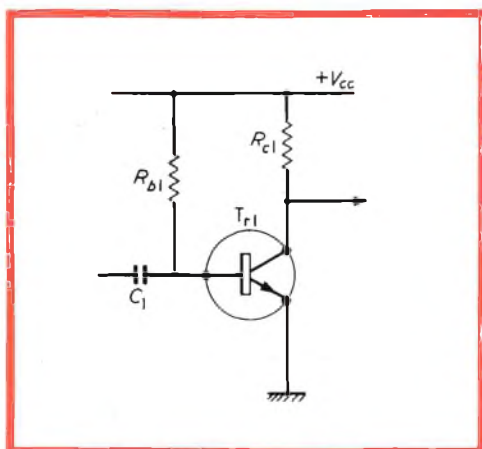


Fig. 4 - A - Esempio di circuito invertitore, del tipo ad accoppiamento capacitivo, mediante il quale viene realizzato il circuito che segue.

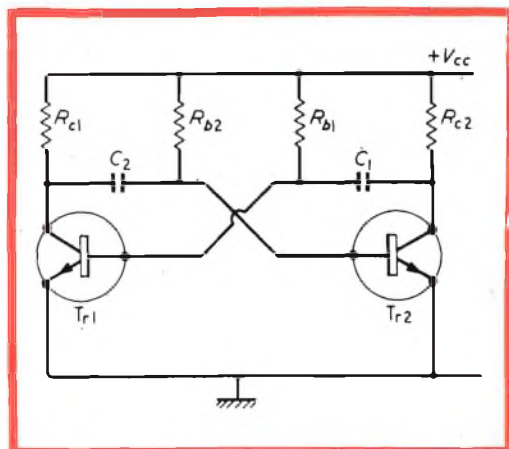
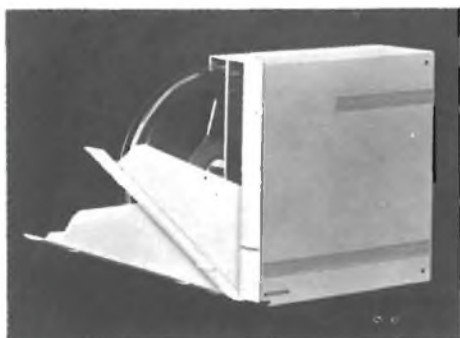


Fig. 4 - B - Accoppiando tra loro due circuiti invertitori del tipo illustrato alla figura 4-A, si ottiene un multivibratore.

BASF

Sempre all'avanguardia!



La nuova, elegante Cassetta-Archivio BASF corredata di un Nastro Magnetico BASF tipo LGS 35 (lunga durata)

il vasto assortimento BASF è a Vostra disposizione per completare il riempimento di questo pratico e robusto mezzo di archiviazione dei nastri



La nuova confezione in « custodia vetrotrasparente »

pratica

economica

polivalente

Adatto per ogni tipo di Registratore, anche a 4 piste.

Dalla caratteristica superficie « levigata a specchio » che consente una perfetta aderenza fra « nastro » e testina » ed elimina al tempo stesso, una precoce usura della medesima.

Frutto di una felice combinazione fra un « supporto » estremamente duttile e nel contempo resistente, e uno strato magnetizzabile di assoluta purezza - insieme, essi conferiscono al prodotto quei requisiti di elevata stabilità e durata che consentono di ripetere e mantenere inalterate per molti anni le proprie registrazioni.

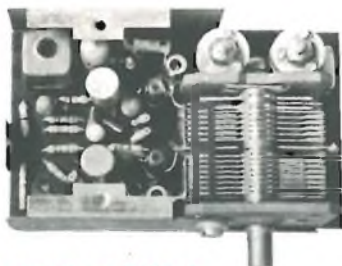


BASF

il marchio che contraddistingue il « nastro magnetico » di qualità che non fa sciupare tempo e denaro con risultati scadenti, rotture od altri inconvenienti.

che è garanzia di elevate prestazioni e di possibilità di impiego praticamente illimitate, **estese ai Settori Tecnico e Professionale.**

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



Sintonizzatore PMS/A



Amplificatore F.I. PMI/A



Amplificatore B.F. PMB/A

le unità devono essere completate di:

- 1 Potenziometro da 5 k Ω logaritmico E098 DG/20B28 per la regolazione del volume
- 2 Altoparlante con impedenza da 8 \div 10 Ω (AD 3460 SX/06)
- 3 Antenna in ferrite, gradazione IV B (per esempio C8/140, C9,5/160, C9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125).
- 4 Commutatore AM/FM e antenna a stilo per FM

Prestazioni del ricevitore completo

SEZIONE FM

Sensibilità con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz $< 2\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale-disturbo con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz 30 dB con segnale in antenna $< 8\mu\text{V}$.
Sensibilità con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz $< 25\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Distorsione con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz $< 3\%$ per potenza di uscita di 50 mW.
Selettività ≥ 45 dB a ± 300 kHz.
Larghezza di banda a -3 dB ≥ 150 kHz.

SEZIONE AM

Sensibilità con $m = 0,3$ a 400 Hz $100\mu\text{V/m}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz 26 dB con $560\mu\text{V/m}$.
Selettività a ± 9 kHz < 30 dB.
C.A.G.
 $\Delta V_{RP} = 10$ dB per $\Delta V_{RP} = 27$ dB (misurata secondo le norme C.E.I.).

le unità sono reperibili presso i migliori rivenditori della vostra zona

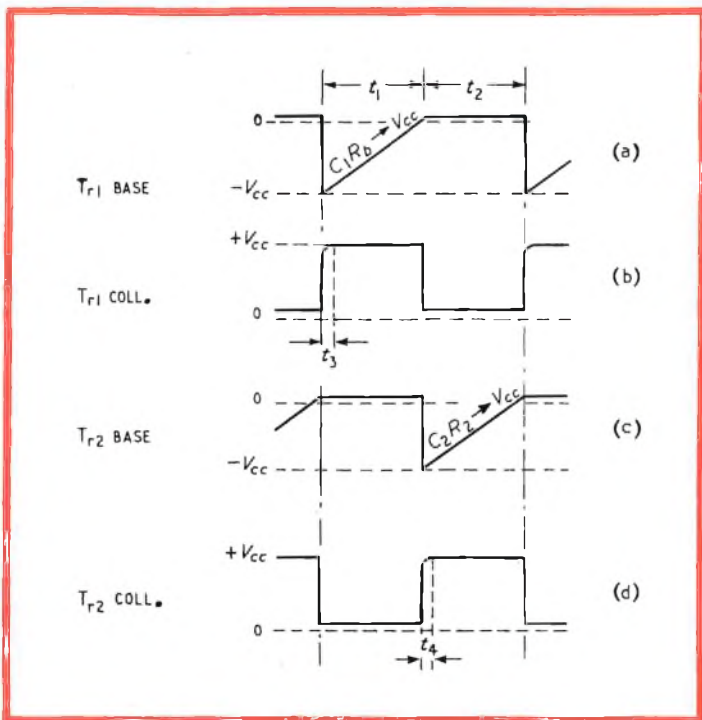
PHILIPS

s.p.a.

Reparto Elettronica

piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

Fig. 5 - Forme d'onda dei segnali presenti in vari punti (base e collettore dei due transistori), nel multivibratore illustrato alla figura 4-B.



ponendo che le tensioni di saturazione del collettore e tra base ed emettitore, in fase di conduzione, siano di valore pari a zero).

Supponendo che la tensione presente sulla base dello stadio T_{r1} sia pari a $-V_{cc}$ (vedi figura 5-a) a causa della carica presente ai capi di $C1$, essa aumenta quindi esponenzialmente, tendendo ad assumere il valore $+V_{cc}$, con una costante di tempo data da $C1 Rb1$.

La tensione istantanea di base del transistore T_{r1} è data da:

$$e_{b1} = 2 V_{cc} \left\{ 1 - \exp. \left(-t / C1 Rb1 \right) \right\} - V_{cc}$$

$$= V_{cc} \left\{ 1 - 2 \exp. \left(-t / C1 Rb1 \right) \right\}$$

... (form. 1)

Nell'istante $t = t1$, $e_{b1} = 0$ (vedi figura 5-A).

Sostituendo ora

$$e_{b1} = 0 \text{ nell'equazione 1, si ha che}$$

$$1 = 2 \exp. \left(-t / C1 Rb1 \right)$$

$$t1 = C1 Rb1 \log_e 2$$

$$\approx 0,69 C1 Rb1 \quad \dots \text{(form. 2)}$$

Questa formula fornisce quindi i valori di $C1$ e di $Rb1$ richiesti per ottenere il periodo $t1$. Analogamente si verifica per quanto riguarda la formula per il periodo

$$t2 \approx 0,69 C2 Rb2 \quad \dots \text{(form. 3)}$$

Queste formule approssimate sono sufficientemente precise per diversi scopi pratici.

La tensione istantanea del collettore, nei confronti del transistore T_{r2} , è data da:

$$e_{c2} = V_{cc} \left\{ 2 - \exp. \left(-t / C1 Rc2 \right) \right\}$$

... (form. 4)

Nell'istante $t = t4$, e_{c2} aumenta fino ad assumere il valore di $0,9 V_{cc}$ (trascurando la piccola tensione di saturazione del collettore).

Sostituendo ora il valore di $e_{c2} = 0,9$ nell'equazione 4, si ottiene:

$$\exp. \left(-t4 / C1 Rc2 \right) = 0,1$$

da cui

$$t_4 = C_1 R_{c2} \log_e 10 \approx 2,3 C_1 R_{c2} \dots \text{(form. 5)}$$

Analogamente,

$$t_3 \approx 2,3 C_2 R_{c1} \dots \text{(form. 6)}$$

Non si tiene conto del tempo necessario affinché i transistori passino allo stato di conduzione, in quanto esso è — in genere — molto più piccolo di t_3 o t_4 .

R_{b1} ed R_{b2} sono limitate ai valori massimi, rispettivamente di $h_{FE} R_{c1}$ e di $h_{FE} R_{c2}$ (nelle quali $h_{FE} = I_C/I_B$, misurata quasi al punto di saturazione), onde permettere il passaggio allo stato di conduzione da parte dei transistori che si trovano in stato di saturazione.

I valori minimi di R_{b1} e di R_{b2} devono essere tali da permettere alla tensione del collettore di completare interamente la sua escursione durante il periodo dell'impulso. Ciò viene chiarito qui di seguito, in quanto è necessario un valore minimo di R_b , pari a circa $5,8 R_c$, quando

$$C_1 = C_2.$$

Si faccia nuovamente riferimento alle figure 4b e 5.

Affinché la tensione di collettore del transistore T_{r1} torni ad assumere il valore di almeno $0,98 V_{cc}$, il tempo t_1 deve essere pari ad almeno $4C_2 R_{c1}$ (poiché $1 - e^{-4} \approx 0,98$).

Pertanto,

$$t_1 = 0,69 C_1 R_{b1} \geq 4C_2 R_{c1}$$

Se è vero che $C_1 = C_2$, in tal caso si ha che

$$R_{b1} \geq 5,8 R_{c1} \dots \text{(form. 7)}$$

Analogamente,

$$R_{b2} \geq 5,8 R_{c2} \dots \text{(form. 8)}$$

Il valore di R_{b1} deve essere compreso tra $5,8 R_{c1}$ ed $h_{FE} R_{c1}$, ed il valore di R_{b2} deve essere compreso tra $5,8 R_{c2}$ ed $h_{FE} R_{c2}$, nelle quali h_{FE} si misura in prossimità del punto di saturazione.

Questi risultati sono validi, se supponiamo che R_{b1} , R_{b2} , R_{c1} ed R_{c2} siano tutte collegate ad una linea comune di alimentazione, e che vengano fatte variare se si impiegano diversi valori della tensione di alimentazione.

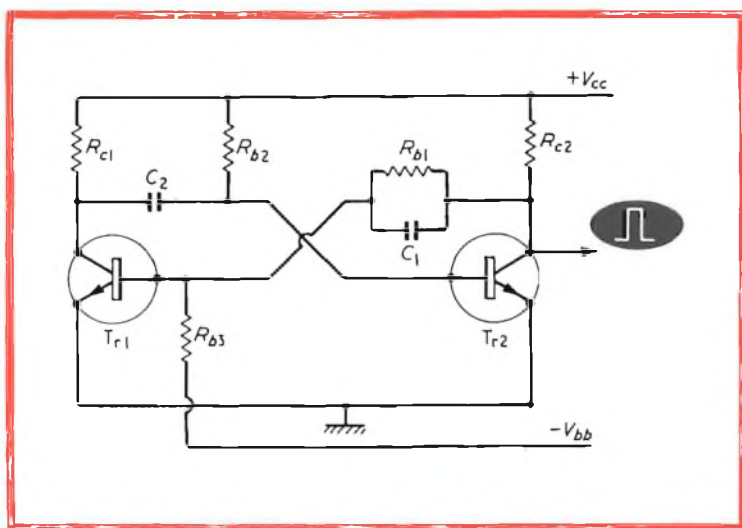
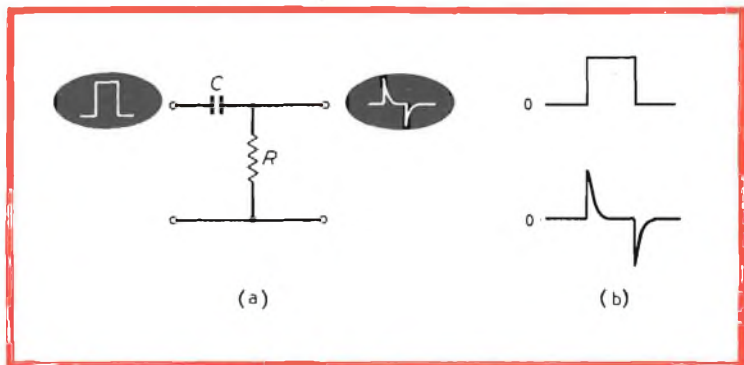


Fig. 6 - Circuito di un multivibratore del tipo mono-stabile. Esso rappresenta la combinazione tra un invertitore del tipo illustrato alla figura 1-A, ed un invertitore ad accoppiamento capacitivo del tipo illustrato alla figura 4-A.

Fig. 7 - Esempio di semplice circuito differenziatore (A), con la rappresentazione grafica delle forme d'onda dei segnali di ingresso (sopra) e di uscita (sotto), (B).



Circuito mono-stabile

Il circuito mono-stabile illustrato alla **figura 6** è costituito da una combinazione dei circuiti di cui alle figure 1-A e 4-A.

Dal momento che una metà del circuito è simile al circuito bi-stabile, e che l'altra metà è simile al multivibratore, non deve sorprendere il fatto che il circuito mono-stabile presenti uno stato stabile, ed uno quasi-stabile. Il circuito assume normalmente lo stato stabile (T_{r1} in interdizione e T_{r2} in conduzione), ma può essere portato ad assumere lo stato quasi-stabile, commutando momentaneamente T_{r1} in conduzione, o T_{r2} in interdizione.

Il periodo in cui il circuito assume lo stato quasi-stabile viene determinato nel medesimo modo col quale viene determinato nel multivibratore, ed è dato approssimativamente da $0,69 C_2 R_{b2}$.

Al termine del periodo, il circuito passa rapidamente allo stato stabile. Di conseguenza, si ottiene un impulso di uscita di forma rettangolare ad andamento positivo, avente una durata costante, ogni qualvolta il dispositivo viene eccitato da un impulso.

Differenziatore, e circuito di selezione di impulsi

Se ad un circuito RC si applica un impulso rettangolare ad andamento positivo, così come illustrato alla **figura 7-A**, in cui

la costante di tempo RC è assai minore della durata dell'impulso, si dice che il circuito differenzia l'impulso in entrata.

Alla **figura 7-B** sono illustrate due forme d'onda tipiche, che possono essere prodotte nel modo testé descritto.

L'aggiunta di due diodi, nel modo illustrato dal circuito di **figura 8-A**, fornisce invece le forme d'onda rappresentate alla **figura 8-B**.

I circuiti di questo tipo sono utili per produrre impulsi adatti ad eccitare circuiti mono-stabili, con impulsi rettangolari di lunga durata.

Circuito « NAND Gate »

Il circuito « NAND Gate » è costituito da un invertitore, oltre che da una resistenza e da parecchi diodi di entrata (confrontare le figure 1-A e 9).

Ai fini della descrizione, conviene scegliere il numero « 1 » per rappresentare il potenziale del collettore di un transistor mentre si trova in stato di interdizione (circa $+V_{cc}$), ed il numero « 0 » per rappresentare il potenziale del collettore di un transistor in fase di conduzione (circa 0 volt).

Tenendo presente quanto abbiamo stabilito in precedenza, se tutti i punti di entrata sono « 1 », i diodi sono tutti polarizzati in senso inverso, e la corrente di base circola attraverso R_{b3} ed attra-

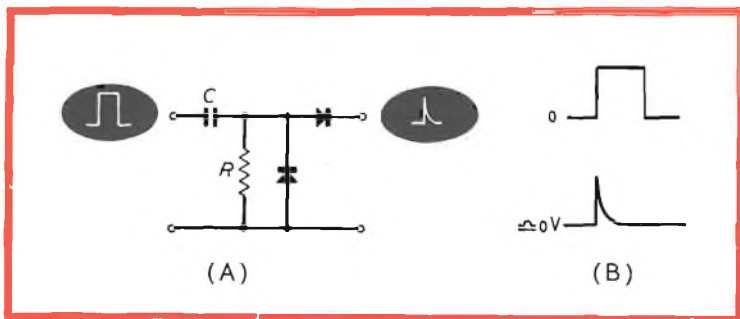


Fig. 8 - Circuito differenziatore, impiegante due diodi, di cui uno in parallelo al segnale, ed uno in serie, (A). In B osserviamo le relative forme d'onda del segnale di ingresso (sopra), e di uscita (sotto).

verso R_{b1} , per commutare il transistor in fase di conduzione (vale a dire « 0 » all'uscita).

Se uno o più dei punti di entrata sono « 0 », in tal caso i diodi appropriati conducono corrente, ed il punto « x » è solo lievemente positivo.

In queste condizioni, la tensione di base del transistor risulta leggermente negativa, ed il transistor è in stato di interdizione (ossia « 1 » all'uscita). Per dirlo diversamente, se a, b, c, d ed e sono tutti « 1 », in tal caso f è « 0 »; in caso contrario, f è « 1 ».

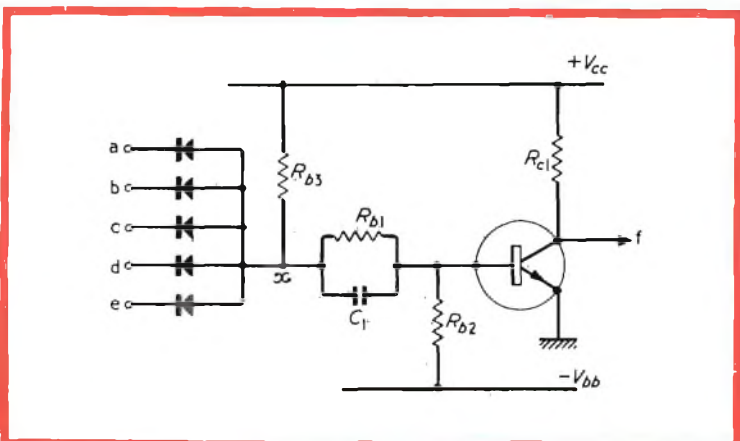


Fig. 9 - Esempio di circuito del tipo « NAND ». Se i punti a, b, c, d ed e sono tutti del tipo « 1 » (vale a dire al potenziale $+V_{cc}$), il punto f è a 0 volt, ossia del tipo « 0 ». Tuttavia, se uno qualsiasi dei punti da a ad e è « 0 », in tal caso f è « 1 ».

Il « Dog-O-San » un integratore vitaminico per l'alimentazione dei cani è stato regalato alla squadra giapponese incaricata della spedizione antartica, che ha lasciato Tokio a bordo della nave Fuji, per la regione antartica.

La nuova spedizione è accompagnata da due cani, chiamati « Buru » e « Hose ». Sia « Buru » che « Hose » sono il risultato di un incrocio tra un cane sagaliano ed uno eschimese che è stato ottenuto da una spedizione belga nell'antartico.

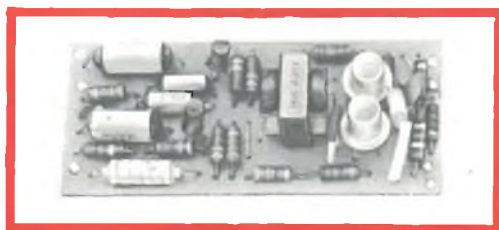
Nessun altro cane ha una resistenza maggiore ai rigori invernali di « Buru » e « Hose »; anche per il traino delle slitte, questi due sono di gran lunga più robusti di ogni altro cane. Tra l'altro, il « Dog-O-San » è stato già usato dalla prima spedizione giapponese di osservazione con risultati eccellenti, ed in tal modo la efficacia del prodotto è già stata sperimentata dai loro cani.

STADI DI AMPLIFICAZIONE DI MEDIA E BASSA FREQUENZA

AMPLIFICATORE DI B.F. A TRANSISTORI G.B.C. Z/162

Progettato espressamente per l'impiego su piccoli apparecchi radio e su valigette fonografiche, ha i terminali rivettati per consentire la saldatura diretta dei collegamenti esterni.

L'uscita in c.c. è filtrata per l'alimentazione del gruppo a radio frequenza e delle frequenze intermedie.



Montato su circuito stampato ha la piastrina in bachelite delle dimensioni di cm 42 x 97.

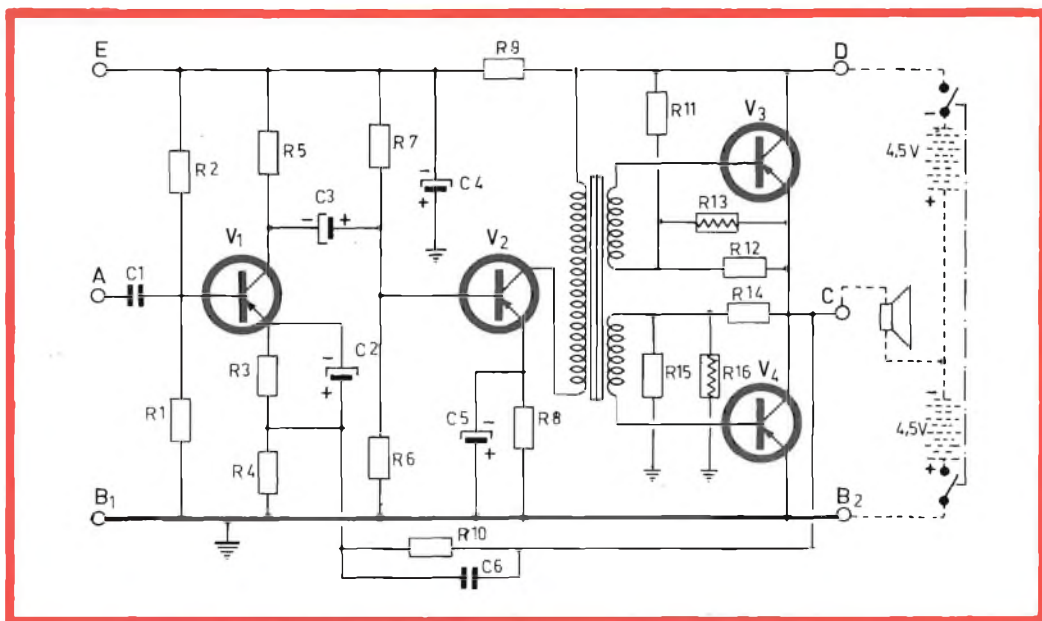


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore Z/162.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione nominale	9 V	Risposta elettrica (per confronto a 1000 Hz) a 8000 Hz	0 ÷ -4 dB
Impedenza d'ingresso a 1000 Hz	5.000 ohm	Assorbimento di corrente in assenza di segnale	17 mA
Impedenza d'uscita a 1000 Hz	12 ohm	Assorbimento di corrente con potenza d'uscita di 300 mW	80 mA
Potenza d'uscita col 10% di distorsione a 1000 Hz	≥ 750 mW	Assorbimento di corrente con potenza d'uscita di 700 mW	120 mA
Guadagno di potenza a 100 Hz (misurato per il 25% della massima potenza d'uscita)	≥ 77 dB	Peso dell'amplificatore	46 g
Risposta elettrica (per confronto a 1000 Hz) a 100 Hz	0 ÷ -4 dB	Transistori impiegati:	SFT 352; SFT 353; 2 X SFT 124

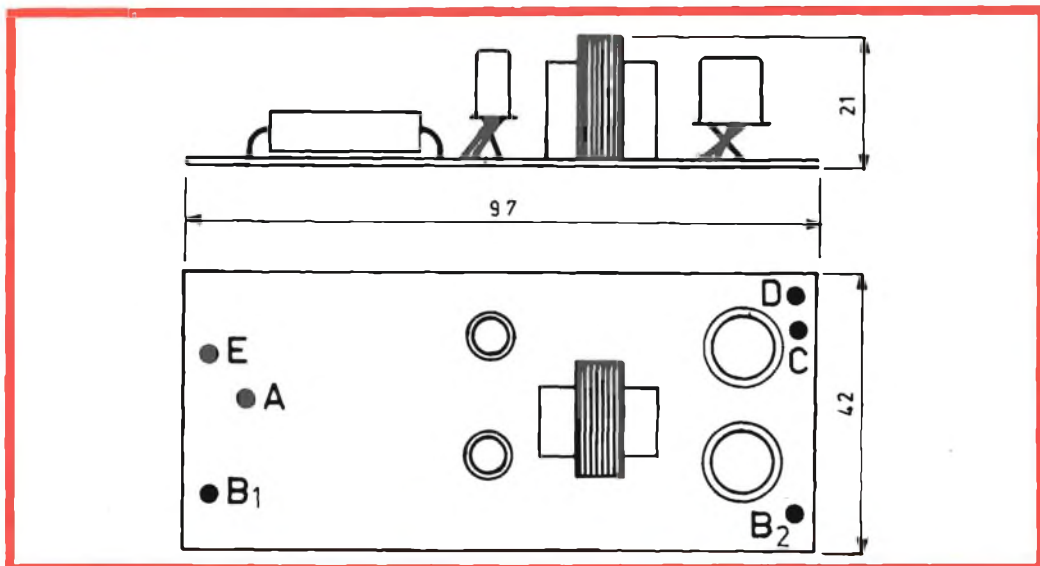


Fig. 1a - I punti di collegamento sulla piastrina del circuito stampato sono indicati con le stesse lettere riportate sullo schema elettrico.

AMPLIFICATORE A TRANSISTORI G.B.C. Z/164

Da impiegare quale stadio di B.F. in apparecchi radio, come amplificatore su fo-



novalige ed in tutte quelle applicazioni per le quali necessiti una amplificazione di B.F. la cui uscita non superi 1,5 W. L'uscita in c.c. è filtrata per l'alimentazione del gruppo a radio frequenza e a frequenza intermedia.

L'amplificatore è montato su basetta recante il circuito stampato, i terminali rivet-

tati, consentono la saldatura diretta dei collegamenti esterni. I punti di collegamento sono indicati con le stesse lettere che compaiono sullo schema elettrico.

Dati tecnici

Tensione d'alimentazione nominale	9 V
Impedenza d'ingresso a 1000 Hz	3,5 kohm
Impedenza d'uscita a 1000 Hz	4 ohm
Potenza d'uscita con il 10% di distorsione a 1000 Hz	≥ 1,5 W
Guadagno di potenza a 1000 Hz (misurato per 25% della potenza max)	≥ 85 dB
Risposta elettrica (per confronto a 1000 Hz) a 80 Hz	0 ÷ ± 3 dB
Risposta elettrica (per confronto a 1000 Hz) a 15.000 Hz	0 ÷ ± 3 dB
Assorbimento di corrente in assenza di segnale	23 mA
Potenzimetro per controllo di volume	5 kohm log.
Potenzimetro per controllo di tono	23 kohm log.

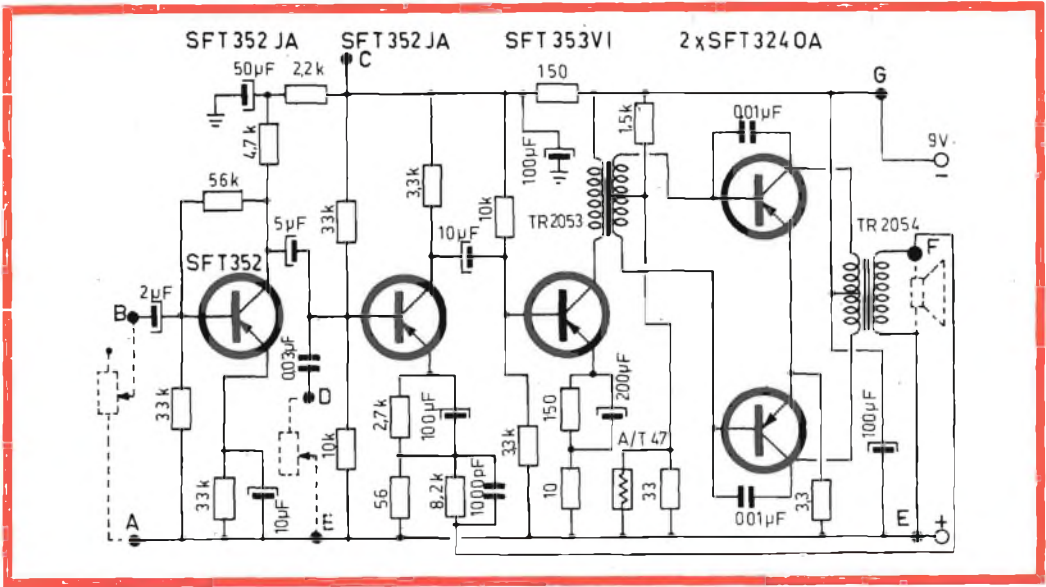


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F. Z/164.

Leggenda:

- | | |
|--------------------------|-------------------------------------|
| A - terra (+) lato F.I. | D - controllo di tono |
| B - ingresso B.F. | E - terra (+ 9 V) lato altoparlante |
| C - presa — 9 V per F.I. | F - altoparlante |
| | G - Negativo batteria (— 9 V) |

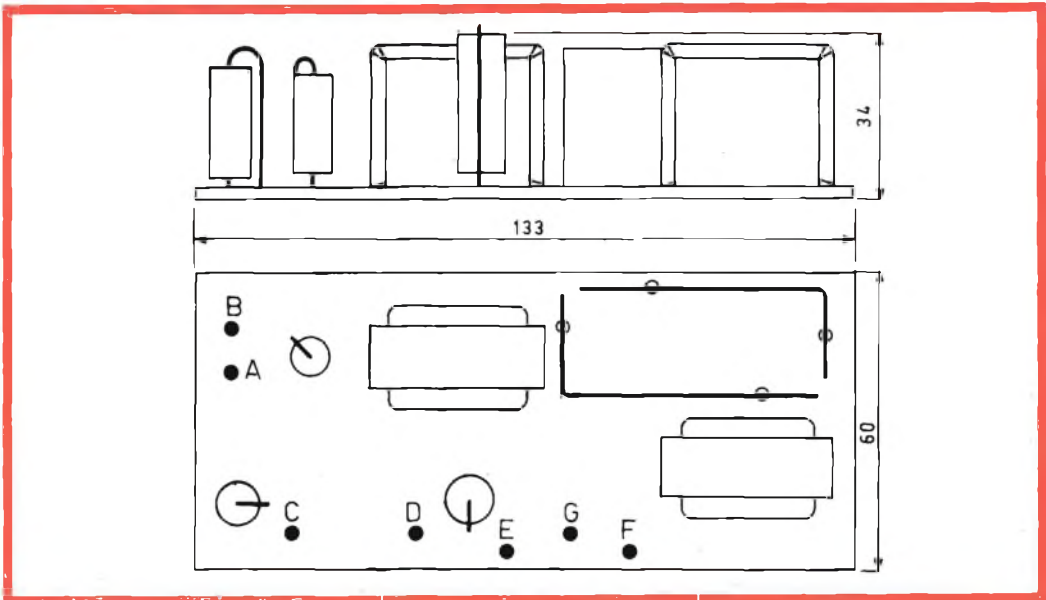


Fig. 2a - Dati d'ingombro e di collegamento della piastrina del circuito stampato.

Componenti

R1	33 k	R9	56 ohm	R17	1,5 k	C6	100 μ F
R2	56 k	R10	3,3 k	R18	3,3 ohm	C7	10 μ F
R3	4,7 k	R11	10 k	R19	8,2 k	C8	100 μ F
R4	33 k	R12	3,3 k	C1	2 μ F	C9	200 μ F
R5	2,2 k	R13	150 ohm	C2	50 μ F	C10	0,01 μ F
R6	33 k	R14	10 ohm	C3	10 μ F	C11	0,01 μ F
R7	10 k	R15	150 ohm	C4	5 μ F	C12	100 μ F
R8	2,7 k	R16	33 ohm	C5	0,03 μ F	C13	1000 pF

STADIO DI FREQUENZA AM/FM G.B.C. Z/170

Trattasi di uno stadio completo di amplificazione AM/FM particolarmente studiato per essere impiegato insieme con i gruppi Z/172 e Z/172-1. Esso provvede all'amplificazione dei segnali a frequenza intermedia e rivelazione AM e FM con conversione in AM per la gamma delle onde medie. Commutazione incorporata.



Dati tecnici

1.0 Stadio FM

- 1.1 Frequenza intermedia 10,7 MHz
- 1.2 Larghezza di banda totale a -3 dB in connessione con i telaietti Z/172 e Z/172-1 con segnale d'antenna di 3 μ V 250 kHz
- 1.3 Distanza fra i picchi totale in connessione con i telaietti Z/172 e Z/172-1 con segnale d'antenna di 3 μ V 190 kHz
- 1.4 Sensibilità in connessione con i telaietti Z/172 e Z/172-1 per 2 mV eff. ai capi del potenziometro di volume (5 kohm) con segnale di antenna modulato a 400 Hz e deviazione 22,5 kHz (segnale accordato in centro banda) $\leq 2,5 \mu$ V

- 1.5 Sensibilità per rapporto

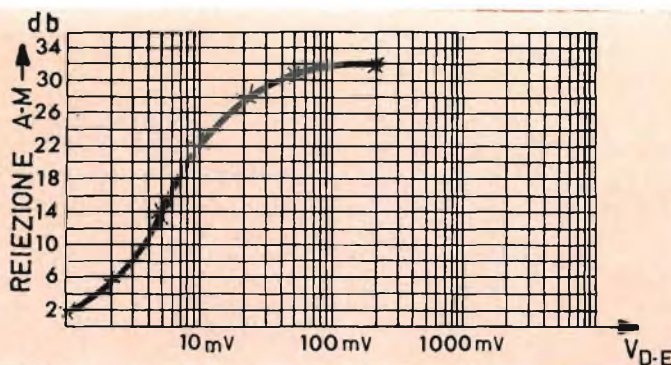
$$\frac{s+r}{r} = 26 \text{ dB}$$

(in fasi completa)

$$\leq 4 \mu\text{V}$$

- 1.6 Rivelatore a rapporto simmetrico

- 1.7 Soppressione della modulazione di ampiezza. Andamento in funzione della tensione d'ingresso applicata ai punti D-E dello schema di fig. 3 con generatore avente $R_G = 130 \text{ ohm}$. (Misura con frequenza intermedia modulata in frequenza al 100% e 400 Hz e in ampiezza con 100 Hz al 30%)





**STEREO
HI-FI**

UNITA' DI REGISTRAZIONE

CARATTERISTICHE:

Risposta di frequenza:

$30 \div 17.000$ Hz (± 2 dB) a 19 cm/s.

$40 \div 10.000$ Hz (± 2 dB) a 9,5 cm/s.

$60 \div 8.000$ 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.

Pressione 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.

TRUVOX

**TRUVOX LTD.
NEASDEN LANE
LONDON
ENGLAND**

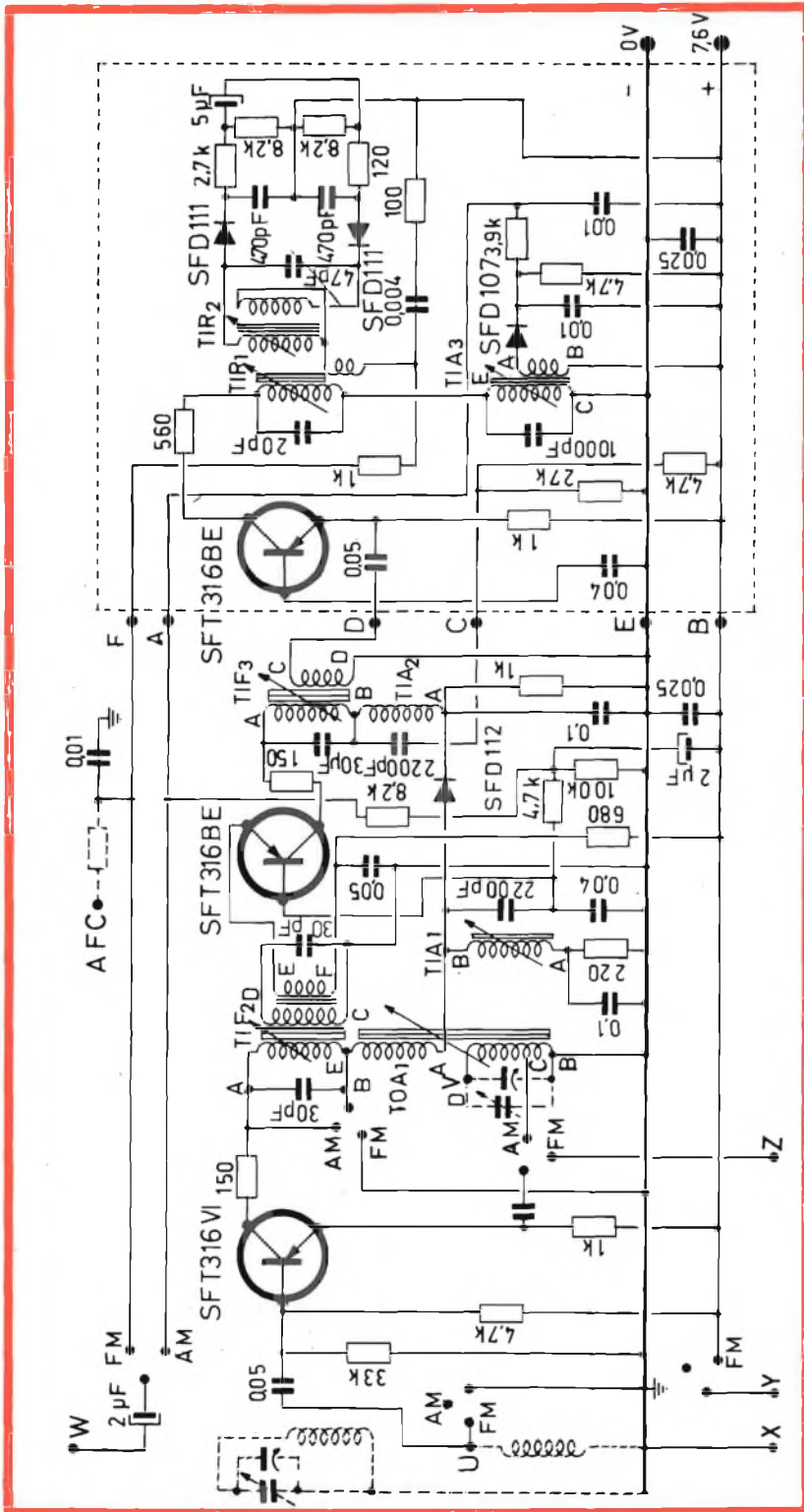


Fig. 3 - Schema elettrico dello stadio di media frequenza AM/FM - Z/170.

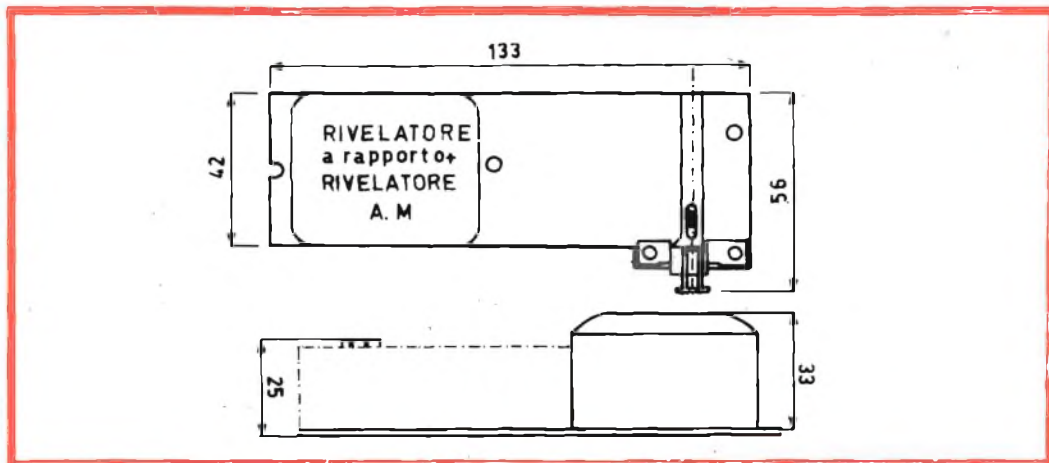


Fig. 3a - Dimensioni d'ingombro dello stadio Z/170.

2.0 Stadio A.M.

- 2.1 Frequenza intermedia 470 kHz
- 2.2 Larghezza di banda totale a -26 dB 18 kHz
- 2.3 Sensibilità max per 10 mV eff. ai capi del potenziometro di volume (5 kohm) con segnale a 1000 kHz mod. 400 Hz 30% applicato alla base del convertitore ($R_g = 50 \text{ ohm}$) $\leq 2 \mu\text{V} \pm 3 \text{ dB}$
- 2.4 Sensibilità utile misurata sul potenziometro di volume (5 kohm) come in 2.3 per $s+r/r=20 \text{ dB}$ 4,5 μV
- 2.5 Controllo automatico di guadagno e diodo di sovraccarico. Figura di merito valutata a par-

tire da 1 mV sulla base del convertitore con segnale come 2.3 $\leq 45 \text{ dB}$

3.0 Generalità

- 3.1 Dimensioni d'ingombro secondo il disegno fig. 3a
- 3.2 Schema secondo il disegno figura 3
- 3.3 Tensione di alimentazione per 1.0 e 2.0 7,6 V
- 3.4 Peso 101 g

GRUPPO PER CONVERSIONE F.M. con condensatore variabile anche per A.M. monocomando, Z/172 e Z/172-1.

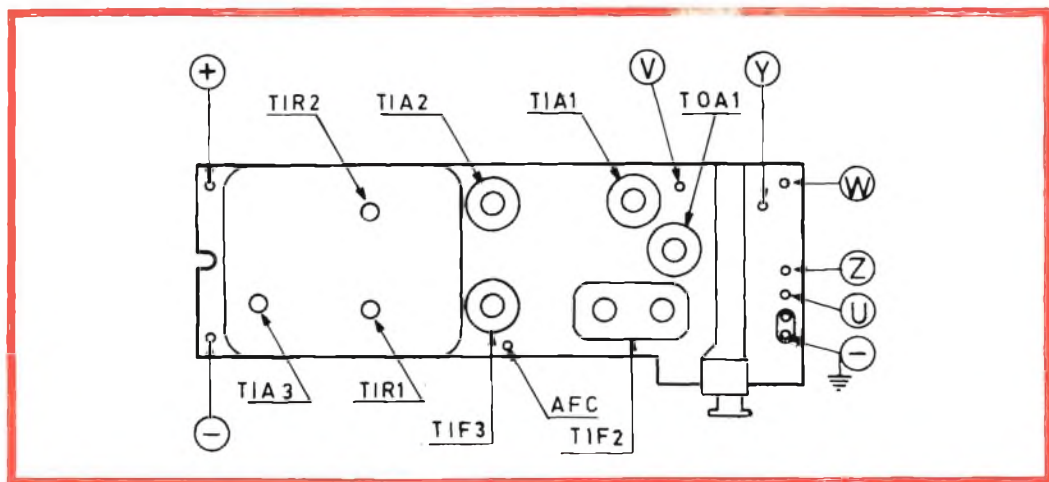
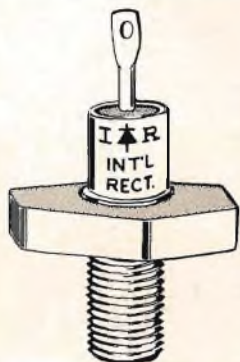


Fig. 3b - Come si presenta il circuito Z/170. Le lettere riportate nello schema corrispondono ai collegamenti di uguale lettera riportate nello schema elettrico.



IL DIODO

ZENER

I dispositivi a semiconduttori, introdotti nel campo dell'elettronica sin dal 1935, hanno progressivamente sostituito le valvole termoioniche nelle loro varie applicazioni. Sebbene la loro preferibilità nei confronti di queste ultime sia tuttora oggetto di polemiche da parte dei tecnici, riteniamo indiscusso il vantaggio che essi offrono agli effetti dalle dimensioni di ingombro, e del notevole risparmio che essi consentono, sia dal punto di vista economico, sia nei confronti della semplicità dei circuiti.

Riteniamo quindi fare cosa utile ai nostri lettori pubblicando una serie di articoli relativi alla loro teoria di funzionamento, ed ai concetti moderni derivanti dalla tecnica di impiego dei cristalli di germanio e di silicio, basandoci su una interessante quanto limitata serie di pubblicazioni, edita a cura della **International Rectifier Corporation**, produttrice di una vasta gamma di semiconduttori.

È a tutti noto che la forma più semplice di dispositivo a semiconduttore è il diodo, sostanzialmente usato per convertire in corrente pulsante una corrente alternata. Tra le varie versioni del diodo a cristallo, esiste quella contraddistinta dal nome « Zener », che ne identifica una caratteristica assai particolare.

Il diodo « Zener » viene infatti impiegato oggi universalmente laddove — con le valvole termoioniche — occorre ricorrere all'impiego di circuiti assai costosi ed ingombranti.

Dopo una prima breve serie di articoli, aventi carattere introduttivo ed eminentemente teorico, ci addentreremo nella descrizione di realizzazioni pratiche quali i regolatori di tensione, le applicazioni in Bassa Frequenza, nel campo del calcolo elettronico, dei dispositivi di sicurezza, eccetera.

Ci auguriamo che la nostra iniziativa riscuota l'approvazione dei nostri lettori.

TEORIA dei SEMICONDUTTORI

Il diodo Zener, denominato anche diodo a « valanga » (a causa della natura del tutto particolare del fenomeno che in esso si verifica), non è altro che un dispositivo elettronico allo stato solido che sfrutta alcuni aspetti delle caratteristiche elettriche di funzionamento di una giunzione avente il potere di rettificare una corrente.

In alcuni casi, vengono sfruttate le caratteristiche di conduzione in senso diretto, come — ad esempio — nei casi in cui occorra compensare una variazione di temperatura. In genere — tuttavia — si sfruttano le caratteristiche di conduzione in senso inverso — o per meglio dire di « non conduzione » — e, in particolare, il fenomeno di « rottura » derivante dall'applicazione di una tensione inversa di valore determinato.

Allo scopo di comprendere perfettamente il processo di « rottura », dovuto appunto all'applicazione di una certa tensione inversa, riteniamo utile rivedere i concetti basilari della teoria di funzionamento dei semiconduttori. Ciò che diremo sarà riferito — con necessarie limitazioni — ai tipi di semiconduttori di maggiore impiego, vale a dire al germanio ed al silicio.

I SEMICONDUTTORI

In rapporto alla loro abitudine a condurre più o meno una corrente elettrica, le sostanze solide possono essere grosso modo suddivise in tre categorie principali: i metalli (ottimi conduttori), i semiconduttori (che conducono una corrente con maggiore difficoltà), e le sostanze isolanti (cattivi conduttori delle correnti elettriche).

Per ottenere un'idea sufficientemente chiara di ciò che è in effetti un semiconduttore, ci addentreremo brevemente in quei concetti che sono alla base della fisica dei corpi solidi, ed enunceremo alcune delle nozioni principali che vengono sfruttate per analizzare il fenomeno della semiconduttività elettrica.

Inizieremo con alcune considerazioni sugli **elettroni**, e sul loro movimento in un corpo semiconduttore.

Sotto questo aspetto, occorre innanzitutto tener presente che — se da un canto esiste un numero elevatissimo di elettroni in un materiale semiconduttore — la maggior parte di essi sono strettamente ed intimamente legati all'atomo al quale appartengono, per cui non sono affatto

liberi di muoversi, come sarebbe necessario per ottenere la conduzione di una corrente elettrica.

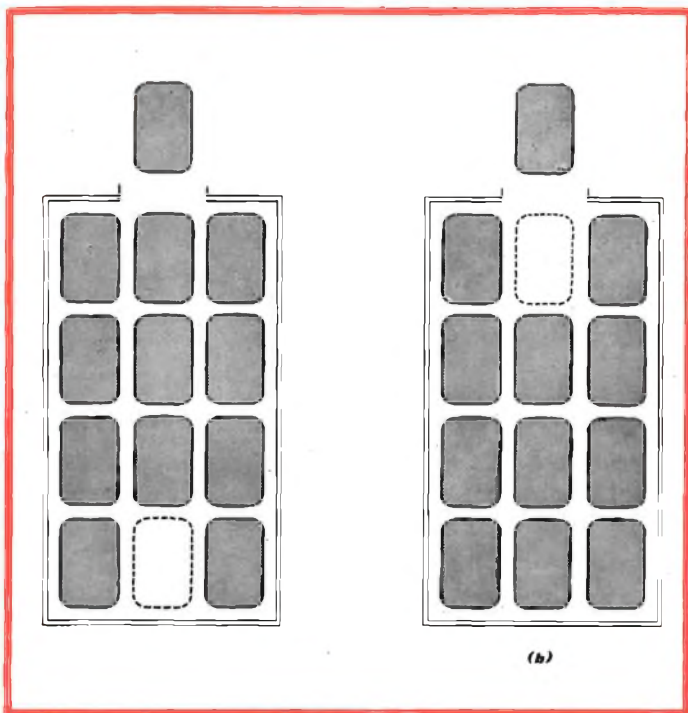
Solo pochissimi di essi sono legati all'atomo con minore energia, e si tratta — in particolare — di quelli che ruotano nelle orbite più esterne intorno al nucleo, e che determinano — in genere — la cosiddetta « valenza chimica ».

Per questo motivo, questi elettroni liberi di spostarsi vengono definiti appunto col termine di « elettroni-valenza ». Ad essi ci riferiremo pertanto con questo termine convenzionale.

In genere, una corrente elettrica viene considerata come uno spostamento di un certo numero di elettroni attraverso un determinato materiale, e — per definizione stabilita con opportuni criteri — si sa che una corrente elettrica avente la intensità di un ampère (1 A) è data dal passaggio in un minuto secondo di $6,24 \times 10^{18}$ elettroni.

Occorre però considerare che uno dei concetti più importanti nella teoria di funzionamento dei semiconduttori è che

Fig. 1 - Mediante l'analogia di questo disegno, è possibile dimostrare come il movimento di elettroni comporti — contemporaneamente — il movimento di cavità. In (a), si desidera introdurre la vettura (che rappresenta un elettrone) situato all'esterno, in modo da occupare lo spazio vuoto (che rappresenta una cavità), in basso nella fila centrale. In (b), si osserva che le tre vetture della fila centrale sono state spostate in basso: in tal modo, la cavità si è spostata di tre posizioni verso l'alto, rendendo disponibile lo spazio per la vettura esterna.



una corrente elettrica può essere definita non solo in funzione del movimento di una certa quantità di **elettroni** (cariche notoriamente negative), bensì anche in funzione del movimento di un certo numero di **cavità**, aventi invece una carica positiva.

Una cavità positiva, che può essere definita più semplicemente col solo termine di cavità, può essere considerata come l'assenza di un elettrone da un punto nel quale normalmente dovrebbe trovarsi appunto un elettrone.

Esistono numerosi casi nei quali è assai più conveniente definire una corrente in funzione delle cavità che la compongono, e del loro spostamento. In altri casi — invece — risulta più conveniente citare il movimento degli elettroni. Esistono però altri casi ancora, in cui — per ben comprendere la natura di certi fenomeni — è utile considerare sia lo spostamento degli elettroni, sia quello delle cavità.

Il concetto delle cavità e del loro movimento non è così astruso come potrebbe essere giudicato a tutta prima. Conside-

riamo — a titolo di esempio, un'autorimessa colma di vetture, nella quale sia rimasto lo spazio disponibile solo per un'ultima automobile, e precisamente sul fondo del locale, così come è illustrato alla **figura 1-a**.

Supponiamo ora che — ad un tratto — una nuova vettura si presenti all'ingresso dell'autorimessa. L'addetto alla custodia dovrà spostare numerose vetture verso il retro del locale pieno di macchine, per far posto all'ultima arrivata. In pratica — tuttavia — considerando la fila centrale delle tre illustrate, egli deve spostare in avanti, e precisamente verso l'ingresso dell'autorimessa, lo spazio vuoto disponibile, fino ad ottenere il risultato di cui alla **figura 1-b**. In tal caso, si può affermare sia che tre vetture sono state spostate di uno spazio verso il fondo del locale, sia che lo spazio vuoto si è spostato di tre spazi verso la parte anteriore del locale stesso. In altre parole, è chiaro che la cavità, ossia lo spazio vuoto, si è spostato in direzione opposta a quella in cui si sono spostate le vetture.

Se questo concetto viene rapportato ai fenomeni che si verificano in un semiconduttore, possiamo individuare gli elettroni nelle autovetture, e le cavità negli spazi disponibili. Inoltre, dal momento che — in questo caso — gli elettroni sono in eccesso, essi possono essere considerati come « portatori maggioritari » (di corrente), mentre le cavità, che sono in minor numero, e precisamente una sola nell'esempio considerato, possono essere considerate come « portatori minoritari ».

Un semiconduttore di questo tipo viene definito come di tipo « **N** », in quanto la maggior parte della corrente è costituita dal movimento di cariche **Negative**, vale a dire di elettroni.

Quando si verifica il caso contrario, ossia quando le cavità sono in numero maggiore che non gli elettroni, il semiconduttore viene definito come di tipo « **P** », in quanto la maggior parte della corrente viene trasportata ad opera delle cariche **Positive**, ossia ad opera delle cavità.

In questo caso, gli elettroni assumono il ruolo di portatori minoritari.

Gli elettroni e le correnti di cavità

Dopo aver accennato al concetto che permette di distinguere tra loro i due tipi di portatori di cariche elettriche, vediamo di esaminare cosa accade quando il fenomeno si verifica in seguito alla applicazione di una tensione, e quando i suddetti portatori acquistano una determinata velocità di spostamento, proprio per consentire il verificarsi di un flusso di corrente.

Supponiamo di avere a disposizione un frammento omogeneo (ossia privo di sostanze estranee) di silicio, avente una temperatura data esclusivamente dalla temperatura ambiente.

A causa del fenomeno di agitazione termica, i portatori di cariche (che — per semplicità — identificheremo con gli elettroni), si spostano in modo disordinato, e con una velocità detta appunto « termi-

ca », dell'ordine di 400.000 chilometri all'ora.

Ciò nonostante, non è possibile affermare che esiste una corrente elettrica, in quanto — in assenza di applicazione di un determinato « campo » — gli elettroni non si spostano in una sola direzione.

Non appena si applica una differenza di potenziale, vale a dire una tensione, tra due estremità del frammento di silicio, si ottiene una unificazione della direzione di spostamento degli elettroni, verso il polo **positivo** della tensione applicata, mentre le cavità — che come già abbiamo assodato, si identificano con gli spazi liberi lasciati dagli elettroni che si spostano — si dirigono invece verso il polo **negativo** della stessa tensione.

L'intensità della corrente, rappresentata dal simbolo i_n , e dovuta allo spostamento di « n » elettroni per ogni centimetro cubo di materiale, ad una velocità media rappresentata dal simbolo v_n , può essere calcolata assai semplicemente mediante la formula:

$$i_n = nev_n$$

nella quale « e » rappresenta la carica di un solo elettrone, pari a $1,59 \times 10^{-19}$ coulomb.

Se teniamo conto del fatto che la velocità media di spostamento di un elettrone è proporzionale all'intensità del campo applicato, e che viene solitamente rappresentata dal simbolo « E », possiamo affermare che:

$$v_n = \mu_n E$$

nella quale la costante di proporzionalità, μ_n , rappresenta la mobilità degli elettroni in grado di spostarsi.

Se ora sostituiamo nella formula precedente il valore di v_n ottenuto in quest'ultima formula, otteniamo che la intensità della corrente può essere espressa matematicamente come segue:

$$i_n = ne\mu_n E$$

Un'espressione del tutto analoga può essere riferita anche alla corrente cosiddetta di cavità, per cui la sua intensità è data da:

$$i_p = p e \mu_p E$$

nella quale il simbolo « p » rappresenta la densità delle cavità, mentre μ_p rappresenta la mobilità delle cavità stesse.

L'intensità totale della corrente è data dalla somma delle correnti di cavità e di elettroni, vale a dire:

$$I = i_n + i_p = (n e \mu_n + p e \mu_p) E$$

Per analogia con la legge di Ohm, la parte dell'espressione chiusa tra parentesi rappresenta la conduttività, espressa col simbolo σ (vale a dire il reciproco della resistività, rappresentata invece dal simbolo ρ).

Il movimento delle cavità e degli elettroni non deve essere considerato come verificantesi lungo le linee diritte ed ininterrotte tra gli elettrodi attraverso i quali viene applicata la tensione. Al contrario, i portatori di corrente si muovono in una determinata direzione solo per una distanza relativamente breve prima di entrare in collisione con gli atomi che compongono il cristallo, in modo da essere deviati verso un'altra direzione.

Ciò nondimeno, sotto l'influenza della tensione applicata, si verifica un flusso assai ben definito di portatori verso gli elettrodi, il che determina il manifestarsi di una corrente elettrica.

Quando il campo elettrico applicato è di intensità assai elevata (supponiamo dell'ordine di 10^5 volt per centimetro), si verifica un altro tipo di effetto.

Ciò che accade in pratica è che i portatori di cariche elettriche, come sono appunto sia gli elettroni che le cavità, possono acquistare un'energia cinetica sufficiente, durante il tempo che intercorre tra gli urti con la struttura cristallina, a staccare elettroni dai loro atomi. Ogni qualvolta un elettrone viene — per così

dire — strappato dall'atomo al quale appartiene, viene provocata la presenza di una cavità, per cui l'atomo subisce la cosiddetta « ionizzazione ».

Questo è il motivo per il quale si usa parlare di creazione di **coppie di cavità di elettroni**, e per cui il procedimento viene comunque definito **ionizzazione per collisione**.

Tutto ciò riveste un carattere di importanza particolare, in quanto è alla base per la comprensione del concetto di moltiplicazione degli elementi portatori di corrente, e della cosiddetta corrente a **valanga**.

Di ciò — comunque — ci occuperemo ancora, e con maggiore ricchezza di dettagli, non appena abborderemo l'argomento della tensione inversa di rottura.

BANDE DI ENERGIA

A questo punto, cercheremo di interpretare il comportamento degli elettroni e delle cavità, in base ai diagrammi che esprimono i legami di energia.

Prendiamo in considerazione un'auto-rimessa, nella quale siano stati previsti due piani, e partiamo dal presupposto che il piano inferiore sia completamente occupato dalle autovetture, mentre il piano superiore è completamente vuoto, così come è illustrato alla **figura 2-a**. È ovvio che — in tali condizioni — non è possibile alcuno spostamento di vetture in entrambi i piani.

Supponiamo ora di sollevare una sola vettura portandola dal piano inferiore al piano superiore, come si osserva alla **figura 2-b**.

Questa operazione richiede un certo consumo di energia, e la vettura sollevata viene ad avere un'energia potenziale maggiore di quella che esiste nelle vetture al piano inferiore. Infatti, se non esistesse il pavimento del piano più elevato, essa tenderebbe a ricadere al piano inferiore. Oltre a ciò, la vettura trasportata sul primo piano è suscettibile di essere spostata su

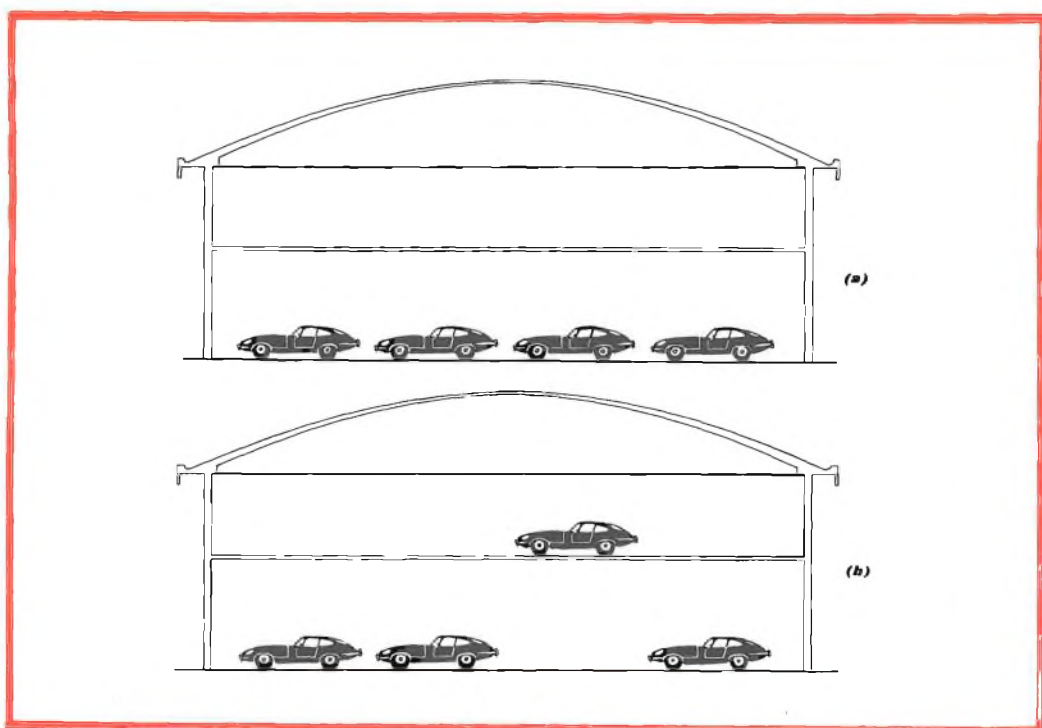


Fig. 2 - Questo è un altro disegno che dimostra, mediante un'analogia, il concetto del livello di energia. In (a), nessuna vettura può essere spostata per mancanza di spazio. In (b), dal momento che una vettura è stata spostata al piano superiore, lo spazio in tal modo disponibile al piano inferiore consente lo spostamento delle tre vetture ivi giacenti. Ovviamente, le vetture rappresentano gli elettroni, e lo spazio vuoto rappresenta una cavità.

quest'ultimo, così come è ora possibile spostare in varie posizioni lo spazio libero lasciato al piano terreno dalla vettura rimossa.

Un fenomeno del tutto analogo si verifica nel silicio. Possiamo formarci infatti il concetto di «livelli» contenuti entro ampi margini, che vengono definiti col nome di **bande di energia**, evidenziate alla **figura 3**.

Le suddette bande possono essere considerate come l'equivalente allo stato solido dei livelli di energia che caratterizzano gli elettroni extra-nucleari (vale a dire che possono spostarsi), degli atomi considerati come unità a sè stanti.

A causa dell'enorme numero degli atomi che costituiscono un corpo solido, ciascuna banda di energia risulta costituita da numerosissimi livelli individuali di energia, e talmente ravvicinati tra loro da risultare praticamente uniti, vale a dire senza soluzione di continuità tra un livello e l'altro.

La regione presente tra le bande di energia viene definita come « interdotta », nel senso che i valori corrispondenti di energia sono in pratica non esistenti, ed esistono vere e proprie ragioni di carattere fisico e matematico — sulle quali non ci intratteremo ulteriormente in questa sede per non esulare dal compito che ci

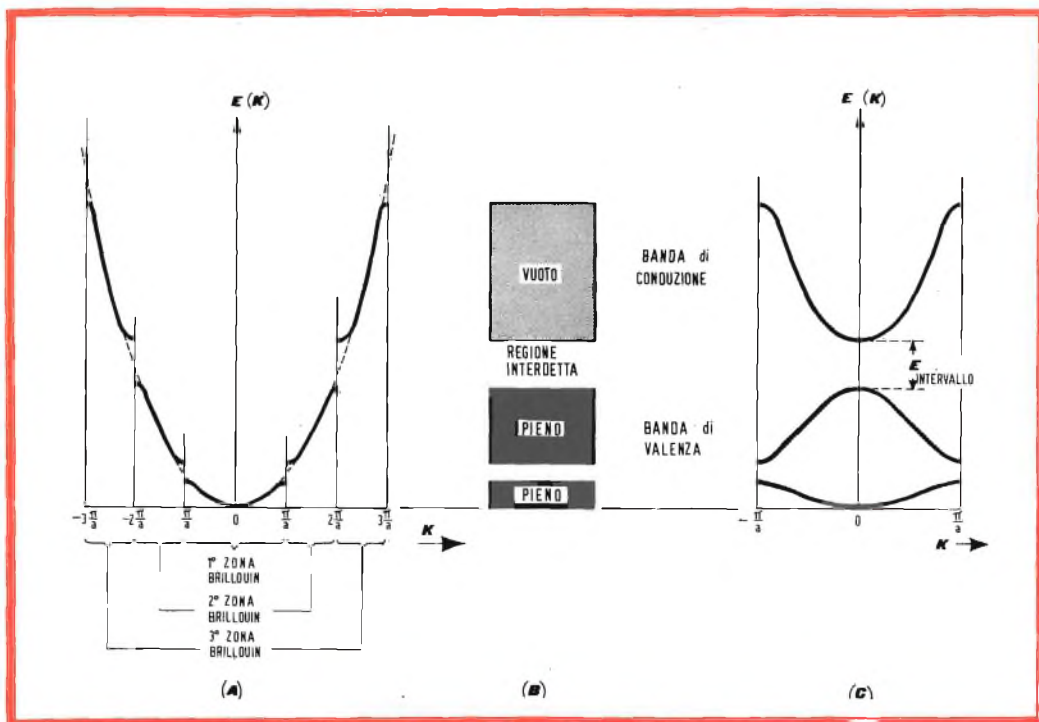


Fig. 3 - La sezione (A) rappresenta graficamente l'energia di un elettrone, in funzione del numero di onde che caratterizza un campo variabile periodicamente, nella struttura di un semiconduttore. Gli intervalli che si riscontrano nella curva dell'energia danno adito alle regioni di energia interdetta, rappresentate in forma schematica in (B). La sezione (C) viene ottenuta dalla sezione (A), mediante conversione delle curve di energia presenti nella prima zona. Le tre zone « Brillouin » rappresentano le zone entro le quali si ha una variazione di resistività del materiale semiconduttore, a causa degli effetti termici, dovuti al passaggio della corrente durante le frazioni di ciclo espresse in frazioni di π .

siamo preposto — che spiegano chiaramente questo fenomeno, facente parte di quella scienza che appartiene alla « teoria di banda dei corpi solidi ».

La larghezza della zona interdetta viene definita col termine di **intervallo di energia**, e viene rappresentata dal simbolo E_g , solitamente espresso in valore di volt-elettroni.

Nei confronti del silicio, alla temperatura ambiente, E_g è pari approssimativamente ad 1,1 volt-elettroni, mentre per il germanio il valore ammonta all'incirca a 0,7 volt-elettroni.

Ritornando ora a quanto illustrato alla figura 3-B, la prima banda vuota viene chiamata **banda di conduzione**, mentre quella che si trova immediatamente al di sotto viene denominata **banda di valenza**.

Nello studio del comportamento dei semiconduttori, è pratica comune riferirsi esclusivamente a queste due bande di energia.

La conduzione intrinseca

Nel germanio e nel silicio, quando questi elementi si trovano alla temperatura ambiente, la banda di conduzione risulta essere pressoché colma di elettroni. In

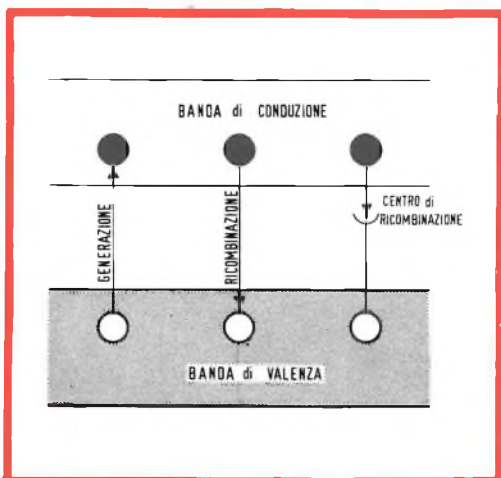


Fig. 4 - Rappresentazione schematica del fenomeno di generazione e di ricombinazione dei portatori di corrente negativi (elettroni) e positivi (cavità). Gli elettroni sono rappresentati in nero nella banda di conduzione, mentre le cavità sono rappresentate in bianco nella banda di valenza.

tutti i modi, alcuni elettroni acquistano un'energia termica intrinseca sufficiente a determinarne l'emigrazione (vale a dire lo spostamento) verso l'alto, in modo da determinarne il trasferimento nella banda di valenza.

Questo fenomeno viene comunemente definito **generazione termica di coppie di cavità** (vedere la figura 4).

Il suddetto processo di generazione viene però continuamente bilanciato ad opera di un secondo procedimento, del tutto eguale ma completamente opposto, noto sotto il nome di **ricombinazione**. Esso corrisponde in pratica alla caduta di un elettrone dalla banda di conduzione alla banda di valenza, attraverso la cosiddetta banda interdotta.

I pochi elettroni che esistono nella banda di conduzione (come pure le corrispondenti cavità esistenti nella banda di valenza), permettono il flusso di una corrente di intensità estremamente ridotta. Tuttavia, se si sottopone il materiale (per la precisione il silicio) ad un determinato aumento di temperatura, si osserva un notevole aumento di intensità della corrente. Questa variazione trova la sua spie-

gazione nel fatto che — aumentando la temperatura — si provoca il passaggio di un numero di elettroni assai maggiore nella banda di conduzione, per cui si determina la presenza di una maggiore quantità di portatori di corrente (elementi « n » e « p »).

Contrariamente a quanto si osserva nei metalli, pertanto, il silicio — beninteso entro una certa gamma di temperature — presenta un **coefficiente di temperatura negativo del valore di resistenza**.

È possibile dimostrare che il prodotto tra i valori di concentrazione degli elettroni e delle cavità in un determinato semiconduttore è unicamente una funzione della temperatura, ed è dato da:

$$np = n_i^2 = AT^3 \exp \left[-\frac{E_g}{kT} \right]$$

nella quale A è una costante, T la temperatura assoluta, E_g rappresenta l'energia dell'intervallo interdotta alla temperatura T, k è la costante di Boltzmann (dal nome dello scienziato che l'ha stabilita), ed n_i rappresenta il grado di concentrazione intrinseco dei portatori di corrente, vale a dire della concentrazione di elettroni o di cavità in un cristallo puro.

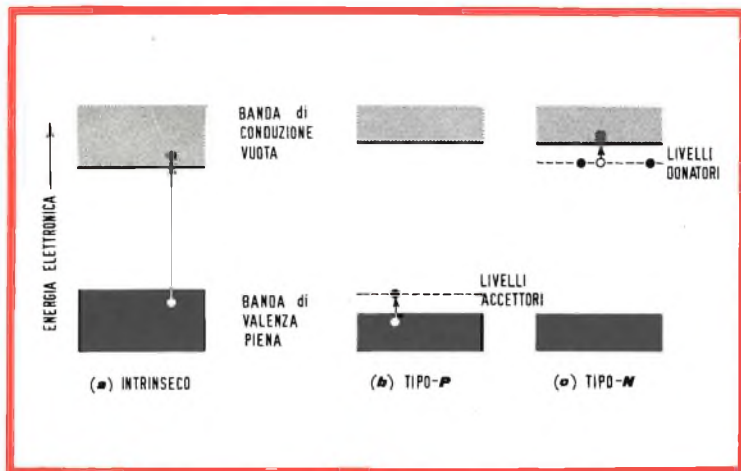
Nei confronti del germanio e del silicio, il valore di n_i alla temperatura ambiente ammonta approssimativamente a $2,4 \times 10^{13}$ e ad $1,5 \times 10^{10}$ portatori per centimetro cubo, rispettivamente.

Il significato pratico di ciò consiste nel fatto che è assai più difficile ottenere del silicio intrinseco, che non preparare del germanio intrinseco, in quanto il grado di purezza del primo deve essere assai più elevato.

D'altro canto — tuttavia — dal momento che l'intervallo interdotta di energia del silicio è maggiore che non quello del germanio, i dispositivi realizzati col silicio possono funzionare con temperature assai più elevate.

Come vedremo più avanti, le caratteristiche di funzionamento dei dispositivi semiconduttori al silicio ed al germanio ven-

Fig. 5 - Diagrammi dell'energia elettronica esprimanti i fenomeni che accadono nei semiconduttori. Anche in questo caso, i punti neri rappresentano i portatori di corrente negativi (elettroni), mentre i punti bianchi rappresentano i portatori di corrente positivi (cavit ).



gono determinate e controllate in gran parte mediante l'introduzione nel cristallo di minime quantit  di impurit , aggiunte deliberatamente.

In corrispondenza di temperature elevate, i portatori di corrente prodotti appunto da fenomeni di carattere termico sono talmente numerosi, da mascherare in pratica gli effetti dei portatori di corrente dovuti alla presenza delle impurit , per cui il dispositivo cessa di funzionare in modo soddisfacente.

La conduzione estrinseca

Il tipo di conduzione del quale ci siamo occupati sino ad ora, ed illustrata alla figura 5-a,   noto sotto il nome di **conduzione intrinseca**. Un altro metodo per controllare l'intensit  della corrente   costituito dall'influenza esercitata da un quantitativo minimo di **impurit **, vale a dire di atomi di un altro elemento, introdotti volutamente nella struttura cristallina del semiconduttore.

Questo tipo di conduzione, noto col nome di **conduzione per impurit **, o **conduzione estrinseca**, sfrutta i fenomeni che si verificano ad opera di livelli di energia intermedi o localizzati internamente all'intervallo di energia che abbiamo definito « interdetto » (vedi alle figure 5-b e 5-c).

Se il livello delle impurit  si trova immediatamente al di sopra della banda di valenza (inferiore), abbiamo ci  che si

pu  definire come **livello di elementi accettori**, ed in tal caso il semiconduttore viene definito come appartenente al tipo « P » (vedi la citata figura 5-b).

A titolo di esempio, prendiamo in considerazione un frammento di silicio puro, drogato (vale a dire di cui viene compromessa la purezza) mediante una minima quantit  di boro.

Come   noto a chi ha approfondito la scienza della chimica, il boro appartiene al terzo gruppo della Tavola Periodica degli Elementi, ed   caratterizzato da tre soli elettroni-valenza.

Quando un atomo di boro sostituisce un atomo di silicio in una struttura cristallina, esso non   in grado di fornire il quantitativo normale di quattro elettroni-valenza forniti da ciascun atomo di silicio. Per questo motivo, viene a determinarsi la presenza — internamente al cristallo — di un elemento positivo portatore di corrente (ossia una cavit ), in seno a ciascun atomo di boro.

Ora, dal momento che — in tali condizioni — viene a determinarsi un eccesso di cavit , si pu  affermare che la corrente pu  scorrere esclusivamente ad opera delle cavit  stesse.

Riferendoci ancora una volta alla figura 5-b, possiamo osservare che il nuovo livello di energia (rappresentato mediante trattini, per mettere in evidenza il fatto che esso non   continuo, bens    delimi-

tato da ciascuno degli atomi di boro) può facilmente **accettare** elettroni provenienti dalla banda vicina a piena valenza.

La corrente si sposta ad opera delle cavità che vengono lasciate indietro nella banda di valenza, ogni qualvolta gli elettroni se ne allontanano. In altre parole, il fenomeno può essere interpretato come un movimento laterale delle cavità all'interno della banda di valenza, verso l'elettrodo negativo.

Analogamente, è possibile produrre del silicio di tipo « N » **drogando** il silicio (ossia compromettendone la purezza) mediante un elemento pentavalente, come — ad esempio — l'antimonio, che appartiene invece al quinto gruppo della Tavola Periodica degli Elementi.

Gli atomi di antimonio introdotti come impurità forniscono cinque elettroni-va-

lenza in sostituzione dei quattro forniti dal silicio, per cui gli elettroni in eccesso vengono ad occupare discreti livelli di energia, prossimi alla banda superiore di conduzione (vedi alla figura 5-c).


I suddetti livelli assumono il nome di **livelli donatori**, in quanto sono in grado di **cedere**, ossia di **donare** elettroni alla banda vicina, entro la quale essi possono determinare una conduzione di corrente.

Il boro viene pertanto definito un elemento **accettore** (« P »), mentre l'antimonio viene definito un elemento **donatore** (« N »). Un modo assai utile per aiutare il lettore ad apprendere mnemonicamente questa distinzione consiste nel ricordare che gli elementi accettori « P » e donatori « N » corrispondono rispettivamente agli elementi portatori di corrente **Positivi** e **Negativi**.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

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

Continua dal n. 5 1966



SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

FSC = Fairchild Semiconductor Division	FCAJ = Fujitsu Limited	BEN = Bendix Semicon Division
PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken	HITJ = Hitachi Ltd.	LTFE = Lignes Telegraphiques & Telephoniques
STCB = Standard Telephones & Cables	FERB = Ferranti Ltd.	SIHG = Siemens and Halske Aktiengesellschaft
TRW = TRW Semiconductors	BRUB = Brush Crystal General Micro-Electronic	TIH = Texas Instruments Semicon-Components
TFKG = Telefunken GmbH	CDC = Continental Device Corp	RCA = Radio Corp. of America
SGSI = Società Generale Semiconduttori	GESY = General Electric Semicon	KSC = KSC Semiconductor Corp.
SYL = Sylvania Semiconductor	SSD = Sperry Semiconductor Div.	ETC = Electronic Transistors Corp.
NONE = Non specificato	NAS = National Semiconductor Corp.	WEC = Western Electric
GIC = General Instrument Corp.	RAYN = Raytheon Semiconductor Division	TEC = Transistron Electronic Corp.
MOTA = Motorola Semicon. Products	TIIB = Texas Instruments Ltd.	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

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

53

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza termica in aria libera (°C/mW)	VALORI LIMITE 25 °C				I _{ceo} Max. con V _{ce} max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
				BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} BV _{ces} (V)	BV _{eso} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
									V _{ce} ∅-V _{ce} (V)	I _e ∅-I _e (mA)	h _{fe} I-h _{fe}	hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10 ⁻¹)				
2SC273	500	100 Δ	.35 J	120	120	5.0	50	1.00	300	3.0	50				2.5	PL	NECJ	
40084	500	100 Δ	.35 J	60	40	5.0	1.0	.250	100	500	5.0 Δ				15	PL	RCA	
2N956	500	110 Δ	.35 J	75	50	7.0		.010	100	1500	100 Δ	b.50	34	50	25	PL	ESC	
2N1051	500	120	.25 J		40	8.0	100	.100	5.00	5.00	40				7	D	WEC	
2N2895	500	120	.35 J	120	65	7.0	1A	2r0	5.00	5.00	50 Δ				15	PL	RCA	
2N2896	500	120	.35 J	140	90	7.0	1A	.010	5.00	5.00	50 Δ				16	PL	RCA	
2N2898	500	120	.35 J	120	65	1.0	1A	2r0	5.00	5.00	50 Δ				15	PL	RCA	
2N2899	500	120	.35 J	140	90	1.0	1A	.010	5.00	5.00	50 Δ				15	PL	RCA	
2N734	500	125	.30 J	80	5.0	100		10	5.0	5.0	35		25	450	.90	5.0	ME	TIH
2N735	500	135	.30 J	80	60	5.0	100	10	5.0	5.0	30 Δ		65	660	1.1	5.0	D	TIH
2N739	500	135	.30 J	125	80	5.0	100	10	5.00	5.0	70		65	660	1.1	5.0	D	TIH
2N715	500	150	.33 J	50	35	5.0		10	100	150	30 †					3.0	ME	TIH
2N716	500	150	.33 J	70	40	5.0		10	100	150	30 †					3.0	ME	TIH
2N736	500	150	.30 J	80	60	5.0	100	10	5.0	5.0	80 Δ		95	1000	1.3	5.0	ME	TIH
2N740	500	150	.30 J	125	80	5.0	100	10	5.00	5.0	140		95	1000	1.3	5.0	ME	TIH
2N1139	500	150	.30 J	15	15	3.0		5.0	6.00	100	40 †					8.0	ME	TEC
2N2331	500	150	.30 J	30	20	5.0		.0010	1.00	100	50 Δ					7.0		MOTA
2N2463	500	150	.29 J	100	60	8.0		2r0	5.00	5.00	40 Δ		30	800		5	PL	SSD
2N2464	500	150	.29 J	100	60	8.0		2r0	5.00	5.00	70 Δ		60	1200		5	PL	SSD
2N2465	500	150	.29 J	100	60	8.0		2r0	5.00	5.00	120 Δ		90	1800		5	PL	SSD
2N2466	500	150	.29 J	100	60	8.0		2r0	5.00	5.00	170 Δ		120	2400		5	PL	SSD
2SC27	500	150	.25 J	60			100	1.00	100	100	50					4.0	ME	FCAJ
2SC45	500	160	.25 J	45	20	5.0	100	1.00	2.00	100	25 † Δ					4.0	ME	NECJ
2SC249	500	170	.50 J	70	60	5.0	70	1.00	6.00	2.5	60					3.2	PL	KOKJ
2N1493	500	175 Δ	.30 J	100	100 #	4.5		1.00	200	300	50 Δ					5		NONE
NS2100	500	180	.35 A	80	60	5.0	1A	.500	100	5000	80 †		70	2000	1.0	20	E	NAS
2N752	500	200 Δ	.35 J	85	45	8.0	100	1.00	100	1.00	40 Δ					5	ME	NAS
2SC31	500	200	.25 J	60	25	3.0	100	1.00	100	10	35					4.0	PL	NECJ
2SC38	500	200	.25 J	40	25	3.0	100	1.00	100	10	50					4.0	PL	NECJ
2N1491	500	250	.30 A	30	30	1.0	100	100	200	150	50					5.0	DPL	RCA
2N2221	500	250 Δ	.30 S	60	30	5.0		.010	100	1500	40 † # Δ		10 Δ	.20 Δ	2.5	8	EA	FSC
2N2221A	500	250 Δ	.30 S	75	40	6.0		.010	100	1500	120 # † Δ					8	EA	MOTA
2N2222	500	250 Δ	.30 S	60	30	5.0		.010	100	1500	100 # † Δ					8		ESC
2N2539	500	250 Δ	.35 J	60	5.0			.250	100	1500	150 † Δ					4.0	PE	MOTA
2N2540	500	250 Δ	.35 J	60	5.0			.250	100	1500	300 † Δ					4.0	PE	MOTA
2SC30	500	250	.25 J	60	30	5.0	80	1.00	100	10	45					4.0	ME	NECJ
2SC32	500	250	.25 J	60	25	3.0	100	1.00	100	10	60					4.0	PL	NECJ
2N1492	500	275	.30 A	60	60	2.0	100	100	200	150	50					5.0	DPL	RCA
2N1493	500	300	.30 A	100	100	4.5	100	100	200	150	50					5.0	DPL	RCA
2N2222A	500	300 Δ	.30 J	75	40	6.0		.010	100	1500	300 # † Δ		25 Δ	.25 Δ	4	8	EA	MOTA
2SC238	500	300	.25 J	30	3.5	100		.100	6.00	1.0	80					5.0	PL	FCAJ
2SC285	500	320	.25 J	50			200	.100	100	10	60					3.5	PE	FCAJ
2SC285A	500	320	.25 J	50			200	.100	100	10	60					3.5	PE	FCAJ
2SC52	500	350	.25 J	40		5.0	100	.030	6.00	1.00	50		b.10	28	1.5	4.0	PE	FCAJ
2N2220	500	400	.30 J	60	30	5.0		.010	100	1500	40 †					4.0	PE	MOTA
2N2221	500	400	.30 J	60	30	5.0		.010	100	1500	80 †					4.0	PE	MOTA
2N2222	500	400	.30 J	60	30	5.0		.010	100	1500	150 †					4.0	PE	MOTA
2N2790	500	400	.30 J	75	35	5.0		.010	100	1500	40		b.20	27	1.5	8	PE	GIC
2N2791	500	400	.30 J	75	35	5.0		.010	100	1500	80		b.20	27	1.9	8	PE	GIC
2N2792	500	400	.30 J	75	35	5.0		.010	100	1500	200		b.20	27	3.0	8	PE	GIC
2N2952	500	400	.30 J	60	60	5.0	250	.100	100	1500	20 # † Δ					8	PE	MOTA
2N3402	560	.22 J		25	25	5.0	500	.10	4.50	2.00	75 Δ						PE	GESY
2N3403	560	.22 J		25	25	5.0	500	.10	4.50	2.00	180 Δ						PE	GESY
2N3404	560	.22 J		50	50	5.0	500	.10	4.50	2.00	75 Δ						PE	GESY
2N3405	560	.22 J		50	50	5.0	500	.10	4.50	2.00	180 Δ						PE	GESY
BF114	565	.23 J		135	135	3.0	40	.100	100	100	20 Δ					3.5	PL	TFKG
2N1081	600	.17 S		40	40	10	750	15	7.00	5000	20 Δ					100	Δ	TEC
2N1081	600	.17 S		40	40	10	750	.50	7.00	5000	20 Δ					100	Δ	NONE
2N1615	600	.18 S		100	100	8.0	200	2.00	100	5.00	25 Δ					100	Δ	TEC
2N1944	600	.25 J		20	20	5.0		1.00	2.00	1.00	300 †					20	ME	ITC
2N1945	600	.25 J		30	30	8.0		1.00	2.00	1.00	300 †					20	ME	ITC
2N1946	600	.25 J		40	40	10		1.00	2.00	1.00	300 †					20	ME	ITC
2N1947	600	.25 J		20	20	5.0		1.00	2.00	1000	650 †					20	ME	ITC
2N1948	600	.25 J		30	30	8.0		1.00	2.00	1000	650 †					20	ME	ITC
2N1949	600	.25 J		40	40	10		1.00	2.00	1000	650 †					20	ME	ITC
2N1950	600	.25 J		20	20	5.0		1.00	2.00	1000	375 †					20	ME	ITC
2N1951	600	.25 J		30	30	8.0		1.00	2.00	1000	375 †					20	ME	ITC
2N1952	600	.25 J		40	40	10		1.00	2.00	1000	375 †					20	ME	ITC
2N1990	600	.21 J		100		3.0			100	300	20 Δ #						D	PHIN

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) 54

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _a b (MHz)	Resistenza Termica in aria libera MASSIMA TEMPERATURA (°C/mW)	VALORI LIMITE 25 °C				I _{cao} Max. con V _{cb} max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
				BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} - BV _{ces} (V)	BV _{eso} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
									V _{cb} (V)	I _c (mA)	h _{fe} f-hr f	hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10 ⁻⁴)				
				Δ-V _{ces} (V)	Δ-I _c (mA)	Δ-h _{fe}	hoe (umho)		hie (ohm)	hre (x10 ⁻⁴)								
2N2038	600		.17 S J	45	45	4.0		150	6.00	2000	12 Δ				80	Δ	TEC	
2N2039	600		.17 S J	75	75	4.0		150	6.00	2000	12 Δ				80	Δ	TEC	
2N2040	600		.17 S J	45	45	4.0		150	6.00	2000	30 Δ				80	Δ	TEC	
2N2041	600		.17 S J	75	75	4.0		150	6.00	2000	30 Δ				80	Δ	TEC	
2N2198	600		S	80		6.0	200	15	5.0		45 Δ				80		TEC	
2SC19	600		.21 S J	40		5.0	400	1.00	100	150	50 Δ				30	ME	TOSJ	
2SC20	600		S J			3.0	400	1.00							30	ME	TOSJ	
PT897	600		.25 S J	45	50 S	5.0		300									PLD TRW SIL	
2N2858	600	1.0 S Δ	.17 S J	100	80	10	300		4.00	10000	20 Δ						D	
2N2859	600	1.0 S Δ	.17 S J	120	100	10	300		4.00	10000	20 Δ						D	
4C43	600	1.00 S Δ	.17 S J	80	75 #	1.0	60	2.00	5.00	3.00	10 Δ	b1.20	90	20	20		D .GESY	
TI480	600	1.00	.17 S J	50	40	1.0	60	2.00	10	5.0	9.0 Δ	b1.0	12	2.0			G TII	
TI481	600	1.00	.17 S J	80	70	1.0	60	2.00	10	5.0	9.0 Δ	b1.0	12	2.0			G TII	
TI496	600	1.00	.17 S J	70	65	1.0	60	2.00	5.00	3.00	10 Δ						G TII	
2N551	600	3.0 S Δ	.17 S S	60	60	6.0		15	6.00	500	20 Δ				100	Δ	TEC	
2N552	600	3.0 S Δ	.17 S S	30	30	6.0		15	6.00	500	20 Δ				100	Δ	TEC	
2N545	600	4.00 S	.13 S A	60	60	2.0	500	15	6.00	5000	15 Δ				100	Δ	TEC	
2N546	600	4.00 S	.17 S S	30	30	6.0		15	20	1000	25 Δ				80	G Δ	TEC	
2N547	600	4.00 S	.17 S S	60	60	6.0		15	6.00	5000	35 Δ				80	Δ	TEC	
2N548	600	4.00 S	.17 S S	30	30	6.0		15	20	100	4.0				80	Δ	TEC	
2N549	600	4.00 S Δ	.17 S S	60	60	6.0		15	6.00	2000	20 Δ				100	Δ	TEC	
2N550	600	4.00 S Δ	.17 S S	30	30	6.0		15	6.00	2000	20 Δ				100	Δ	TEC	
2N1052	600	4.00	.29 S J	180	180	6.0		10	6.00	2000	35 Δ				50	ME	TEC	
2N1053	600	4.00	.29 S J	200	200	6.0		10	6.00	2000	35 Δ				50	ME	TEC	
2N1054	600	4.00	.29 S J	125	115	6.0		5.0	20	100	12				50	Δ	TEC	
2N1116	600	4.00	.29 S J	60	60	6.0		15	20	100	6.0				80	Δ	TEC	
2N1117	600	4.00 S Δ	.17 S S	60	60	6.0		15	6.00	2000	40 Δ				100	Δ	TEC	
2S711	600	5.00	1.2 # A	40	40	8.0	200	100	10	200	20				8.0	D	TII B	
2S712	600	5.00	1.2 # A	40	40	8.0	200	100	10	200	40				4.0	D	TII B	
N1X	600	5.00	.25	80	75 S	5.0	50	1.0	5.00	2.00	20					ME	TII F	
2N545	600	8.00 S	.17 S J	60	60	6.0		15	6.00	5000	25 Δ				100	Δ	TEC	
2SC64	600	20 S Δ	.29 S J	80	80 S	3.0	50	1.50	200	5.00	50				100	ME	TSAJ	
2SC65	600	20 S Δ	.29 S J	130	130 S	3.0	50	1.50	200	5.00	20				100	ME	TSAJ	
A1379	600	20.0 S	.25 S	30	25	5.0	30	.01	5.0	.10	70	b1.0	32	20	15	PL	PHIN	
A1380	600	20.0 S	.25 S	30	25	5.0	30	.01	5.0	.10	200	b1.0	32	20	15	PL	PHIN	
2SC66	600	30 S Δ	.29 S J	130	130 S	3.0	50	1.50	200	5.00	70				100	ME	TSAJ	
ZP1420	600	30.0 S		60		5.0			1.0	10	300						ME	FERR
2N696	600	40 S Δ	.25 S S	60	40 S	5.0		100	100	1500	20 Δ				35	D	PHIN	
2N1953	600	40 S Δ	.25 S J	20	20 S	3.0	100		2.0	100	15 Δ				35	D	ITC	
SDD420	600	40.0	.21 S S	50	30 S	12		2.00	100	1500	70 Δ				18	D	LITF	
TI482	600	40. S Δ	.20 S J	20	20	5.0	500	2.0	100	1500	20 Δ				35	D	TII	
TI483	600	40. S Δ	.20 S J	40	20	5.0	500	2.0	100	1500	20 Δ				35	D	TII	
TI484	600	40. S Δ	.20 S J	40	20	5.0	500	2.00	100	1500	40 Δ				35	D	TII	
ZP696	600	40.0 S		60		5.0			1.0	10	60						ME	FERR
2N696	600	50 S Δ	.13 S S	60	40 S	5.0		.500	100	1500	20 Δ				35	D	PHIN	
2N1507	600	50 S Δ	.25 S J	60	30 S	5.0	1A	100	100	1500	150 Δ				35	D	TII	
TRS100A	600	50 S Δ	.25 S J	100	100 S	6.0		3.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS120	600	50 S Δ	.25 S J	120	120 S	6.0		3.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS140	600	50 S Δ	.25 S J	140	140 S	6.0		3.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS160	600	50 S Δ	.25 S J	160	160 S	6.0		3.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS180	600	50 S Δ	.25 S J	180	180 S	6.0		3.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS200	600	50 S Δ	.25 S J	200	200 S	6.0		2.00	4.00	500	20 Δ				40	D	ITC	
TRS225	600	50 S Δ	.25 S J	225	225 S	6.0		3.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS250	600	50 S Δ	.25 S J	250	250 S	6.0		2.00	4.00	500	20 Δ				40	D	ITC	
TRS275	600	50 S Δ	.25 S J	275	275 S	6.0		3.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS301	600	50 S Δ	.25 S J	300	300 S	6.0		2.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS325	600	50 S Δ	.25 S J	325	325 S	6.0		3.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS350	600	50 S Δ	.25 S J	350	350 S	6.0		2.00	4.00	500	20 Δ				40	D	ITC	
TRS375	600	50 S Δ	.25 S J	375	375 S	6.0		3.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS401	600	50 S Δ	.25 S J	400	400 S	6.0		2.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS425	600	50 S Δ	.25 S J	425	425 S	6.0		3.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS450	600	50 S Δ	.25 S A	450	450 S	6.0		2.00	4.00	500	65 #				14		ITC	
TRS451	600	50 S Δ	.25 S J	450	450 S	6.0		2.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS475	600	50 S Δ	.25 S J	475	475 S	6.0		2.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS501	600	50 S Δ	.25 S J	500	500 S	6.0		2.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	
TRS525	600	50 S Δ	.25 S J	525	525 S	6.0		2.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS550	600	50 S Δ	.25 S J	550	550 S	6.0		2.00	4.00	500	20 Δ				40	D	ITC	
TRS575	600	50 S Δ	.25 S J	575	575 S	6.0		2.00	4.00	500	22 Δ				40	D	ITC	
TRS601	600	50 S Δ	.25 S J	600	600 S	6.0		2.00	4.00	500	30 Δ				40	D	ITC	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

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

55

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C (mW)	Frequenza di Taglio f _a b (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C				I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25 °C (mA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICHE 25 °C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
				MAXIMA TEMPERATURA	BV _{ceo} (V)	BV _{ces} (V)	BV _{ebo} (V)		I _c (mA)	POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										V _{ce} (V)	I _c (mA)	h _{fe} (1-h _{fr})	hoe (umho)	hie (ohm)				hre (x10 ⁻⁴)
TRS650	600	50 Δ	.25 \$A	650	650 \$	6.0	100	5.00	250	25 # Δ				14	ITC			
TRS701	600	50 Δ	.25 \$A	700	700 \$	6.0	100	5.00	250	25 # Δ				14	ITC			
TRS750	600	50 Δ	.25 \$A	750	750 \$	6.0	100	5.00	250	25 # Δ				14	ITC			
TRS801	600	50 Δ	.25 \$A	800	800 \$		100	5.00	250	25 # Δ				14	ITC			
ZT697	600	50.0 \$		60	60			1.0	10	120								
2N697	600	60 Δ	.13 ∇ S	60	40 \$	5.0		5.00	100	1500	40 Δ			35	ME	FERB PHIN		
N2XA	600	60.0	.25	120 \$	5.0	50		1.0	3.00	5.00	40			ME	TIIF PHIN			
2N696	600	64.0 Δ	.25 \$J	60	40 \$	5.0		1.00	100	1500	20 # Δ			35	D	PHIN		
2N1252	600	64.0 Δ	.25 \$J	30	20 \$	5.0		100	100	1500	35 # Δ			45	D	FSC		
2N1983	600	64.0 Δ	.21 \$J	50	25	5.0		5.00	5.00	1.00	70 Δ	b 1 Δ	30 Δ	45	D	PHIN		
2N1984	600	64.0 Δ	.21 \$J	50	25	5.0		5.00	5.00	1.00	35 Δ	b 1 Δ	30 Δ	5	D	PHIN		
2N1985	600	64.0 Δ	.21 \$J	50	25	5.0		5.00	5.00	1.00	15 Δ	b 1.5 Δ	30 Δ	5	D	PHIN		
2N1988	600	64.0 Δ	.21 \$J	100	45	5.0		5.00	100	300	35 # Δ			20	D	FSC		
2N1989	600	64.0 Δ	.21 \$J	100	45	5.0		5.00	100	300	20 # Δ			20	D	FSC		
2N1986	600	65.0 Δ	.21 \$J	50	25	5.0		5.00	100	1500	60 # Δ			35	D	PHIN		
2N1987	600	65.0 Δ	.21 \$J	50	25	5.0		5.00	100	1500	20 # Δ			35	D	PHIN		
2N716	600	70 Δ	.30 \$S	70	40	5.0		10	100	150	10 # Δ			6	EM	TOSJ		
2SC108	600	70 Δ	.21 \$J	90	60	5.0	600	1.00	2.00	1500	18 # Δ			35	EM	TOSJ		
2SC109	600	70 Δ	.21 \$J	50	35	5.0	600	1.00	2.00	1500	18 # Δ			35	EM	TOSJ		
FT004A	600	70 Δ	.20 \$S	50	30	6.0	100	1.00	150	6.00	80 Δ		70	20	PL	LTF		
TRS100	600	70.0 \$.22 \$J	150	135 \$	5.0		1.0	3.50	600	40 #			15	ME	ITC		
TRS101	600	70.0 \$.22 \$J	180	115 \$	5.0		1.0	5.00	600	35 #			15	ME	ITC		
2N697	600	80.0 Δ	.25 \$J	60	40 \$	5.0		1.00	100	1500	40 # Δ	12.5	2200	3.6	35	D	PHIN	
2N699	600	80.0 Δ	.25 \$J	120	80 \$	5.0		2.00	100	1500	40 # Δ	16	750	1.1	20	D	PHIN	
2N1253	600	80.0 Δ	.25 \$J	30	20 \$	5.0		100	100	1500	45 #			45	D	FSC		
2N1420	600	80.0 Δ	.29 \$J	60	30 \$	5.0		1.00	100	1500	150 #			35	D	PHIN		
2N1972	600	80.0 Δ	.25 \$J	60	30 \$	5.0		1.00	100	500	110 #	b, 5 Δ	35 Δ	8	D	PHIN		
2SC188	600	80.0 \$.25 \$J	40	25 \$	3.0	500	1.00	100	1500	60 #			20	PL	KOKJ		
2SC189	600	80.0 \$.25 \$J	60	40 \$	5.0	500	1.00	100	1500	40 #			20	PL	KOKJ		
SP8400	600	80.0 Δ	.29 \$J	120	80	7.0		.010	100	1500	40 # Δ	11	2.8K	3.5	13	PL	FSC	
SP8402	600	80.0 Δ	.29 \$J	100	60	7.0		.025	100	100	35 # Δ	10	.60K		15	PL	FSC	
SDD820	600	80.0	.21 \$S	50	30 \$	12		2.00	10	500	70 #			8.0	D	LTF		
2N2236	600	90.0 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	.050	2.00	1000	35 #			23	PE	STCB		
BSY24	600	90.0 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	.050	2.00	1000	35 #			23	PE	STCB		
SP8401	600	96.0 Δ	.29 \$J	100	60	7.0		.025	100	100	75 # Δ	20	1.0K		15	PL	FSC	
2N1958	600	100 Δ	.20 \$	60	40 \$	5.0	500	100	100	1500	40 #			18	D	SYL		
2N1958A	600	100 Δ	.25 \$J	60	40 \$	5.0	1A	.200	100	1A	15 Δ			14	D	SYL		
2N1959	600	100 Δ	.20	60	40 \$	5.0	500	100	100	1500	80 #			18	D	SYL		
2N1959A	600	100 Δ	.25 \$J	60	40 \$	5.0	1A	.200	100	1A	25 Δ			14	D	SYL		
2N2380	600	100	.25 \$J	80	40	5.0	500	100	5.00	150	20 Δ			14	PE	NAS		
2SC190	600	100 \$.25 \$J	60	40 \$	5.0	500	1.00	100	1500	75 #			20	PL	KOKJ		
BFY15	600	100 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	1.00	1.60	1000	22 #			25	PI	STCB		
FT001	600	100	.21 \$S	50	6.0	200	100	15	6.0	35				25	ME	LTF		
FT002	600	100	.21 \$S	50	6.0	200	100	15	6.0	70				25	ME	LTF		
FT020	600	100	.21 \$S	150	6.0	200	100	15	6.0	35				20	ME	LTF		
PT886	600	100 \$.25 \$J	25	22 \$	5.0	500	3000							PL	TRW		
PT887	600	100 \$.25 \$J	50	45 \$	5.0	500	3000							PL	TRW		
PT888	600	100 \$.25 \$J	50	45 \$	5.0	500	3000							PL	TRW		
2N1564	600	120 \$.25 \$J	80	60	5.0	100	10	5.00	5.0	35	25	450	.90	5.0	ME	TIIF	
SDD1220	600	120	.21 \$S	50	30 \$	8.0		2.00	100	150	60 #			7.0	D	LTF		
2N1572	600	125 \$.25 \$J	125	80	5.0	100	10	5.00	5.0	35	25	450	.90	5.0	ME	TIIF	
FT003	600	125	.21 \$S	50	6.0	100	100	15	6.0	35				10	ME	LTF		
FT004	600	125	.21 \$S	50	6.0	100	100	15	6.0	70				10	ME	LTF		
2N2195	600	130 \$.29 \$J	45	25	5.0	1A	.010	100	1500	20 # Δ	b, 23	6.0	1.0	20	PE	GESY	
2N2195A	600	130 \$.29 \$J	45	25	5.0	1A	.010	100	1500	20 # Δ	b, 23	6.0	1.1	20	PE	GESY	
2N2195B	600	130 \$.29 \$J	45	25	5.0	1A	.010	100	1500	20 # Δ			20	PE	CDC		
2SC199	600	130 \$.20 \$A	80	45	15	5.0	10	120	3.00	70 #				ME	TOSJ		
2N1565	600	135 \$.25 \$J	80	60	5.0	100	10	5.00	5.0	70	65	660	1.1	5.0	ME	TIIF	
2N2237	600	140 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	.050	2.00	1000	65 #			23	PE	STCB		
BSY25	600	140 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	.050	2.00	1000	65 #			23	PE	STCB		
2N1566	600	150 \$.25 \$J	80	60	5.0	100	10	5.00	5.0	140	95	1000	1.3	5.0	ME	TIIF	
2N1573	600	150 \$.25 \$J	125	80	5.0	100	10	5.00	5.0	70	65	660	1.1	5.0	ME	TIIF	
2N1644	600	150	.25 \$J	60	5.0			1.0	10	150	75 #			20	PL	GIC		
2N1644A	600	150	.25 \$J	60	5.0			1.0	10	15	75 #			20	ME	GIC		
2N2086	600	150	.25 \$J	120	5.0	500	2.00	1.50	150	20 #				12	PE	GIC		
2N2309	600	150	.20 \$J	30	30	5.0		.0050	4.00	.200	50 #	b	150	25	PI	RAY		
2N2479	600	150 Δ	.25 \$A	80	40	5.0	500	4.00	1.50	1500	30 # Δ			14	PE	NAS		
BFY16	600	150 \$.20 \$A	40	20	6.0	500	1.00	2.50	1000	40 #			25	PI	STCB		
2N1574	600	175 \$.25 \$J	125	80	5.0	100	10	5.00	5.0	140	95	1000	1.3	5.0	ME	TIIF	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

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

56

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _{cβ} (MHz)	Resistenza termica in aria libera (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C				I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
				MAX. TEMPERATURA	BV _{CEO} (V)	BV _{CES} (V)	BV _{ES} (V)		I _c (mA)	POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										V _{ce} ∅-V _{ce} (V)	I _c ∅-I _c (mA)	h _{FE} t-hr _t	hoe (μmho)	hie (ohm)				hre (x10 ⁻⁴)
2N1837	600	175	.19\$J	80	50\$	8.0		.50∅	10	50∅	9.0				11	MEΔ	TRW	
2N1838	600	175	.5J	45	30\$	4.5		1.5∅	10	150∅	90†				9.0	MEΔ	TRW	
2N1839	600∅	175	.5J	45	30\$	4.5		1.5∅	10	50∅	9.0				9.0	MEΔ	TRW	
2N1840	600	175	.5J	25	20\$	5.0		30∅	10	150∅	12†				11	ME	TRW	
2SC46	600	180\$.5J	60	40\$	5.0	300	.10∅	6.0∅	1.0∅	50	b.10		.80	15	ME	FCAJ	
2SC48	600	180\$.21\$J	120	80\$	5.0	300	.10∅	6.0∅	1.0∅	50	b.10		28.80	15	ME	FCAJ	
2N1566A	600	200\$.30\$J	80	60	8.0	100	1.0	5.0∅	5.0	140		95	1000	1.3	6∅	D TII	
2N2094	600	200Δ		60	40	5.0		.02		1.0∅	25†				8.0	PE	SPR	
2N2094A	600	200Δ		60	60	5.0		.01		1.0∅	40†				8.0	PE	SPR	
2N2095A	600	200Δ		60	60	5.0		.01		1.0∅	100†				8.0	PE	SPR	
2N2478	600	200Δ	.25\$A	120	40	5.0	500	2.0∅	1.5∅	150∅	30†Δ				12∅	PE	NAS	
2N2618	600	200Δ	.37\$J	60	40	7.0	750	.25∅	1.0∅	1.0∅	30†Δ				14∅	EM	SYL	
BF108	600	200	.25#J	120		5.0		2.0∅	1.0∅	1.0∅	30†				2.5	ME	CSF	
BF110	600*	200\$.22\$J	170	90	3.0	30	1.5∅	1.0∅	1.0∅	60†				3.5	ME	SIHG	
BFY25	600	200Δ	.29\$J	60	40	6.0	200	.01	9.0∅	1.0∅	60†				5.5	PE	STCB	
BFY45	600*	200\$.22\$J	170	90	3.0	30	1.0∅	1.0∅	1.0∅	60†				3.5	MEΔ	SIHG	
NS1355	600	200\$.29\$A	70	40	5.0	1A	.10	1.0∅	1.5∅	30†Δ				4.0	PE	NAS	
NS1960	600	200	.29\$A	80	60	8.0	100	5r∅	5.0∅	1.0	80†Δ				4.0	PL	NAS	
PT1835	600	200	.25\$J	30	25\$	4.0		1.0∅	1.0∅	150∅	45†∅				35	PLΔ	TRW	
2N2087	600	225\$.25\$S	120	80∅	5.0	500	100	1.0	150	65†				7.4	ME	GIC	
BFY17	600	245\$.25\$A	40	25	3.0	100	10	9.0∅	1.0∅	64				3.8	PE	STCB	
2N2476	600	250Δ	.29\$J	60	20	5.0		10	.40	150	20†Δ				10	PE	RCA	
2N2477	600	250Δ	.29\$J	60	20	5.0		10	.40	150	40†Δ				10	PE	RCA	
2N2958	600	250Δ	.25\$J	60	20	5.0	600	.025∅	1.0∅	150∅	40†Δ				8∅	PEΔ	MOTA	
2N2959	600	250Δ	.25\$J	60	20	5.0	600	.025∅	1.0∅	150∅	100†Δ				8∅	PEΔ	MOTA	
2SC87	600	250\$.25\$J	30	30\$	3.0	100	1.0∅	1.0∅	10	50				4.0	MEΔ	FCAJ	
2SC88	600	250\$.25\$J	120	100\$	3.0	100	1.0∅	1.0∅	10	50				3.0	MEΔ	FCAJ	
BFY44	600	250Δ	.16	80	60	5.0	100	1.0	10	10	20†Δ					PE	PHIN	
ZT2476	600	250Δ	.29\$J	60	20	5.0		.20∅	.40∅	150∅	20†Δ				10	PE	FERR	
ZT2477	600	250Δ	.29\$J	60	20	5.0		.20∅	.40∅	150∅	40†Δ				10	PE	FERR	
2N2320	600	300\$.29	30		5.0		1.0	.40∅	20	40†				5.0		GIC	
2SC53	600	300\$.25\$J	25	25\$	3.0	100	.50∅	6.0∅	1.0∅	50				4.0	PL	FCAJ	
2N3303	600	450Δ	.29\$J	25	12	4.0	100	10∅	.50∅	300∅	60†#				15∅	PE	FSC	
2N3137	600	800	.29\$J	40	20	4.0	150	.05∅	1.0∅	50∅	70†#				3.5∅	PE	FSC	
2SC216	650		.23\$J	50	50\$	5.0	300	1.0∅	1.0∅	50∅	50†					PLΔ	FCAJ	
2SC217	650		.23\$J	25	25\$	5.0	300	1.0∅	1.0∅	50∅	50†					PLΔ	FCAJ	
2SC218	650		.23\$J	80	80\$	5.0	300	1.0∅	1.0∅	50∅	50†					PLΔ	FCAJ	
2SC226	650		.23\$J	50	50\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	100∅	50†					PEΔ	FCAJ	
2SC227	650		.23\$J	25	25\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	100∅	50†					PEΔ	FCAJ	
2SC228	650		.23\$J	80	80\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	100∅	50†					PEΔ	FCAJ	
2SC231	650		.23\$J	50	50\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	150∅	40†					EMΔ	FCAJ	
2SC232	650		.23\$J	25	25\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	150∅	40†					EMΔ	FCAJ	
2SC233	650		.23\$J	80	80\$	5.0	700	1.0∅	1.0∅	150∅	40†					EMΔ	FCAJ	
2SC210	650	150\$.23\$J	50			500	.50∅	1.0∅	20	50				15	PL	FCAJ	
2SC211	650	150\$.23\$J	25			500	1.0∅	1.0∅	20	50				15	PL	FCAJ	
2SC212	650	150\$.23\$J	80			500	1.0∅	1.0∅	20	50				15	PL	FCAJ	
2SC220	650	150\$.23\$J	50			700	1.0∅	1.0∅	20	50				15	PE	FCAJ	
2SC221	650	150\$.23\$J	25			700	1.0∅	1.0∅	20	50				15	PE	FCAJ	
2SC222	650	150\$.23\$J	80			700	1.0∅	1.0∅	20	50				15	PE	FCAJ	
2SC200	650	350\$.23\$J	40		5.0	300	.02∅	6.0∅	1.0	60				4.0	PE	FCAJ	
2SC201	650	350\$.23\$J	20		3.0	300	1.0∅	6.0∅	1.0	60				4.0	PE	FCAJ	
2SC202	650	350\$.23\$J	80		5.0	300	.02∅	6.0∅	1.0	60				4.0	PE	FCAJ	
2SC12	700	13.0\$.18\$J	60		8.0	250		10	200	20					ME	TOJS	
BFY33	700*	80.0\$.22\$J	50	30\$	7.0	500	.02∅	1.0∅	5.0∅	35Δ				18	PL†	SIHG	
BFY34	700*	80.0\$.22\$J	75	50\$	7.0	500	.01∅	1.0∅	5.0∅	35Δ				18	PL†	SIHG	
2N3296	700	100Δ	.21\$J	60	60∅	3.0	700	1.0∅	2.0∅	400∅	5.0†Δ				20∅	ED	MOTA	
BFY46	700*	100\$.22\$J	75	50\$	7.0	500	.01∅	1.0∅	5.0∅	70Δ				18	PL∅	SIHG	
BFY12	700*	180Δ	.22\$J	60	40	5.0	500	.02∅	1.0∅	100∅	105†				4.0	PE	SIHG	
BFY13	700*	180Δ	.22\$J	80	60	5.0	350	.02∅	1.0∅	100∅	105†				4.0	PE	SIHG	
BFY14	700*	180Δ	.22\$J	100	80	5.0	250	.02∅	1.0∅	100∅	105†				4.0	PE	SIHG	
A 5191/35∅	700	200Δ	.25\$J	25	20\$	3.0		15r∅	.70∅	18∅	20†Δ				6∅		NONE	
BSY34	700*	400\$.22\$J	50	40	5.0	600	.03∅	1.0∅	100∅	42†				6.0	PE	SIHG	
BSY58	700*	400\$.22\$J	40	25	5.0	600	.05∅	1.0∅	100∅	42†				6.0	PE	SIHG	
2SC47	720	180\$.21\$J	40	25\$	5.0	300	1.0∅	6.0∅	1.0∅	50	b.10		.50	15	ME	FCAJ	
2N243	750		.17\$J	60	60		60	1.0∅			20	b		12.60		G	TII	
2N244	750		.17\$J	60	60		60	1.0∅			59	b		12.60		G	TII	
2N341	750		.66\$S	125	100		1.0	60	50	10∅	15Δ	b 2∅	30∅	3∅	12∅		TEC	
2SC154	750			120		5.0	100	1.0	10	10					6.0	ME	HITJ	
2N1154	750∅	1.00	.17\$	50		1.0	60	5.0	10	5.0	19	2.0∅	30∅	3∅		G	TII	

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. Ing. TINCANI S. - Milano

Letteratura tecnica

Con riferimento alla sua richiesta concernente le pubblicazioni tecniche relative alle radiocomunicazioni ed alle loro applicazioni teoriche e pratiche, le consigliamo le seguenti opere:

Prof. Dilda - **RADIOTECNICA**, elementi propedeutici, radioapparati, complementi ed aggiornamenti. 3 volumi. Ed. Levrotto & Bella - Torino.

Soati - **LE RADIOCOMUNICAZIONI**, Ed. Il Rostro - Milano.

Soati - **AUTORADIO** - con codici, tabelle e schemi. Ed. Il Rostro - Milano.

Colapietro - **TECNOLOGIA DEI COMPONENTI ELETTRONICI**, due volumi. Ed. Siderea, Via Terme Traiano, 5 - Roma.

Otte, Salverda, Willigen - **DE L'ELECTRON AU SUPER**, trattato completo di radiotecnica (francese od inglese), Ed. Philips.

TRANSISTOR - teoria ed applicazioni - Ed. Philips.

Molto utili per le applicazioni pratiche il **CATALOGO GENERALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI**, ed il **PRONTUARIO DELLE VALVOLE E DEI SEMICONDUTTORI** editi ambedue dalla G.B.C.

Detti volumi, considerata la sua preparazione specifica in altro campo, le consentiranno senz'altro di addentrarsi rapidamente nei meandri della radiotecnica. In seguito, eventualmente, potremo segnalarle altre opere.

Sig. MAIOLI S.

Dispositivo di allarme

Nello schema relativo al dispositivo di allarme pubblicato nel N. 11/1965, pagina 1676, effettivamente vi è un errore per quanto concerne la batteria la cui polarità deve essere invertita.

In sostanza tale apparecchio, leggermente modificato nei valori, è la ripetizione del circuito pubblicato sul numero 9/1963 pagina 1053, già realizzato da molti nostri lettori. In tale schema il condensatore, il cui valore era indicato con 1, doveva essere per l'appunto di 100 nF. Evidentemente la costruzione di tali tipi di apparecchi è assai critica tanto più che risentono in modo piuttosto notevole delle variazioni di temperatura, quindi è sempre consigliabile la costruzione di apparecchi a fotocellule che seppure più complicati consentono di ottenere risultati più sicuri.

Apparecchio per controllo chiusura del rubinetto del gas

Il cap. Longo, ci ha inviato lo schema di un semplice dispositivo che consente la segnalazione della mancata chiusura del rubinetto principale della sorgente di gas qualora questo non venga chiuso unitamente al rubinetto collocato sull'oggetto principale (forni, cucine, ecc.). Naturalmente tale apparecchio è utile in quei casi in cui la chiusura del rubinetto principale sia consigliabile ogni qualvolta si cessa di usare l'apparecchio alimentato dal gas (evidentemente è di più difficile applicazione per cucine o altri apparecchi di uso frequente). Il dispositivo è molto semplice ed è costituito da una membrana elastica, per la verità non facilmente reperibile, la quale, se si chiude il rubinetto secondario e non quello principale, sotto l'azione della pressione del gas si di-

lata costringendo la lamina flessibile a far contatto con quella fissa e di conseguenza fa scattare il relé che fa capo al rivelatore collegato ad un ronzatore o qualcosa di simile.

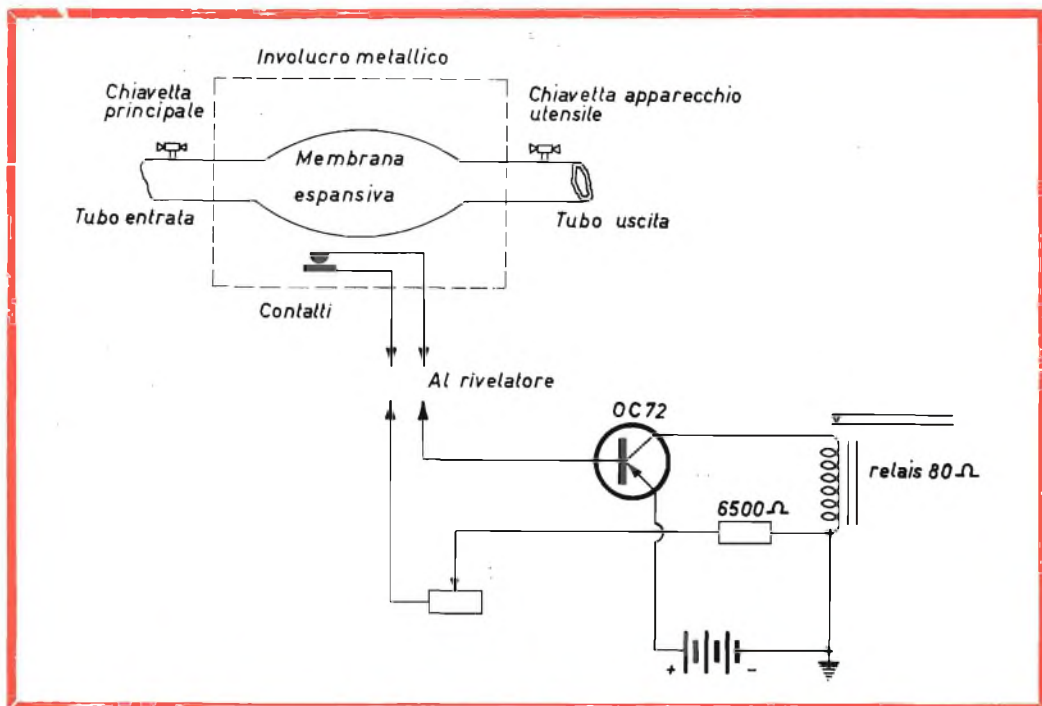
Pubblichiamo tale schema che potrà interessare qualche nostro lettore, magari alimentandolo in corrente alternata e portandogli le modifiche ritenute opportune.

BRUZZONE A. - Genova

Licenza per radiocomando

L'impianto e l'esercizio di stazioni destinate ad esperimenti di radiocomando può essere effettuato soltanto da chi è in possesso di regolare licenza Ministeriale. Questa si ottiene indirizzando al Ministero PP. TT. Servizio XII Radio - Ufficio 1°, Roma:

a) Domanda su carta bollata da lire



Schema del dispositivo di controllo della chiusura del rubinetto del gas.

400 nella quale oltre le generalità, la professione e l'indirizzo del richiedente, deve essere indicata la località nella quale saranno condotti gli esperimenti. In essa dovranno essere pure forniti i dati dell'apparecchio, campo di frequenza, resa dello stesso, potenza erogata ed il modello al quale sarà applicato il ricevitore. Qualora l'apparato non sia autocostruito è necessario indicare il nome della casa costruttrice.

b) Certificato di nascita e certificato di cittadinanza italiana (sostituibili come da D.P.R. 20 ottobre 1954, numero 1035).

Prima di iniziare gli esperimenti il titolare della licenza dovrà dare comunicazione al Ministero PP. TT., con raccomandata con ricevuta di ritorno, dell'ultimazione dell'impianto assicurando che le caratteristiche tecniche corrispondono a quelle fornite nella licenza di esercizio. Il raggio di azione massimo nel quale può essere usato l'apparato è di 5 chilometri. Esso potrà essere usato altrove previa autorizzazione del Ministero, sentite le Autorità di P.S., specialmente in occasione di raduni, per i quali l'ente organizzatore può richiedere autorizzazione collettiva.

La banda autorizzata è quella dei 27 MHz: la potenza non potrà superare i 5 W e non è consentito l'impiego di antenne direttive di guadagno superiore a 10 W. Il funzionamento dell'apparato non dovrà disturbare altri servizi.

La stazione dovrà essere destinata esclusivamente ad operazione di radiocomando e tanto il Ministero quanto l'Autorità di P.S. possono in qualsiasi momento richiedere l'esibizione della licenza, ed effettuare controlli e ispezioni degli apparecchi od anche disporre l'immediata cessazione degli esperimenti.

Il canone annuale è di lire 1.000 (che è ridotto a lire 500 per le licenze che entrino in vigore dopo il 30 giugno, per il solo anno in corso).

In caso di inosservanza alle suddette norme il Ministero oltre ad applicare una penalità pari al massimo di una annualità di canone provvede alla revocazione immediata della licenza.

Studio VITTORI L. - Roma

Comando a distanza per porte

L'argomento è stato trattato ampiamente nel n. 11/1964 della rivista con l'articolo STUDIO DI UN TELECOMANDO PER MANOVRA DELLE PORTE rielaborato da *Toute l'Electronique*, ed il quale, anche orientandosi verso una soluzione diversa per quanto concerne l'impiego della fotoresistenza, è tuttora valido per ciò che si riferisce alla parte elettronica del complesso, ai relé, al motore elettrico ed al meccanismo di trascinamento. Se è sprovvisto di tale numero potrà richiederlo direttamente alla nostra amministrazione secondo la solita prassi.

Per quanto concerne il trasmettitore è da tenere presente che in genere i complessi attualmente in commercio, per tale applicazione, sono del tipo a valvola con dimensioni notevolmente superiori a quelle da lei richieste. Dato che l'apparecchio dovrà funzionare nelle vicinanze della porta può aggirare l'ostacolo costruendo uno dei tanti trasmettitori a transistori per radio comando pubblicati nella rivista ed in modo particolare quello descritto nel n. 7/1965 il quale è affiancato anche dalla descrizione del ricevitore.

Qualora le dimensioni da lei indicate siano inderogabili può provare a costruire il radiomicrofono descritto nel n. 3/1966 che potrebbe dare buoni risultati essendo la sua portata di alcune decine di metri.

Un'altra soluzione potrebbe essere costituita dall'impiego dei radiotelefoni HERALD usati come TX a bordo delle macchine ed un esemplare come RX nel garage.

Ricevitore per onda corta

Mentre ci riserviamo di pubblicare lo schema per un ricevitore a valvole a 12 V, in figura 1 riportiamo lo schema di un semplicissimo ricevitore supereterodina a due valvole adatto a ricevere la gamma marittima fra 1700 e 3300 kHz, che può essere adattato a ricevere anche altre gamme fino a 15.000 kHz.

In figura 2 è indicato il modo con il quale devono essere avvolte le bobine di tale ricevitore, tenendo presente che il numero di spire dovrà essere il seguente:

L5 = 55 spire d.c.s., unite, filo da 25/100, avvolte su un supporto avente il diametro di 18 mm.

L6 = 18 spire unite dello stesso filo avvolte come da figura.

Gamma 1700-3300 kHz:

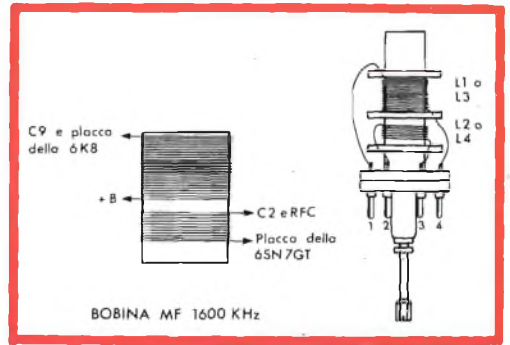


Fig. 2

L1 = 90 spire unite, filo da 25/100 d.c.s.

L2 = 30 spire unite dello stesso filo.
L3 = 65 spire unite filo da 30/100 d.c.s.

L4 = 15 spire unite dello stesso filo.
Gamma 9500-15000 kHz:

L1 = 19 spire filo smaltato da 6/10

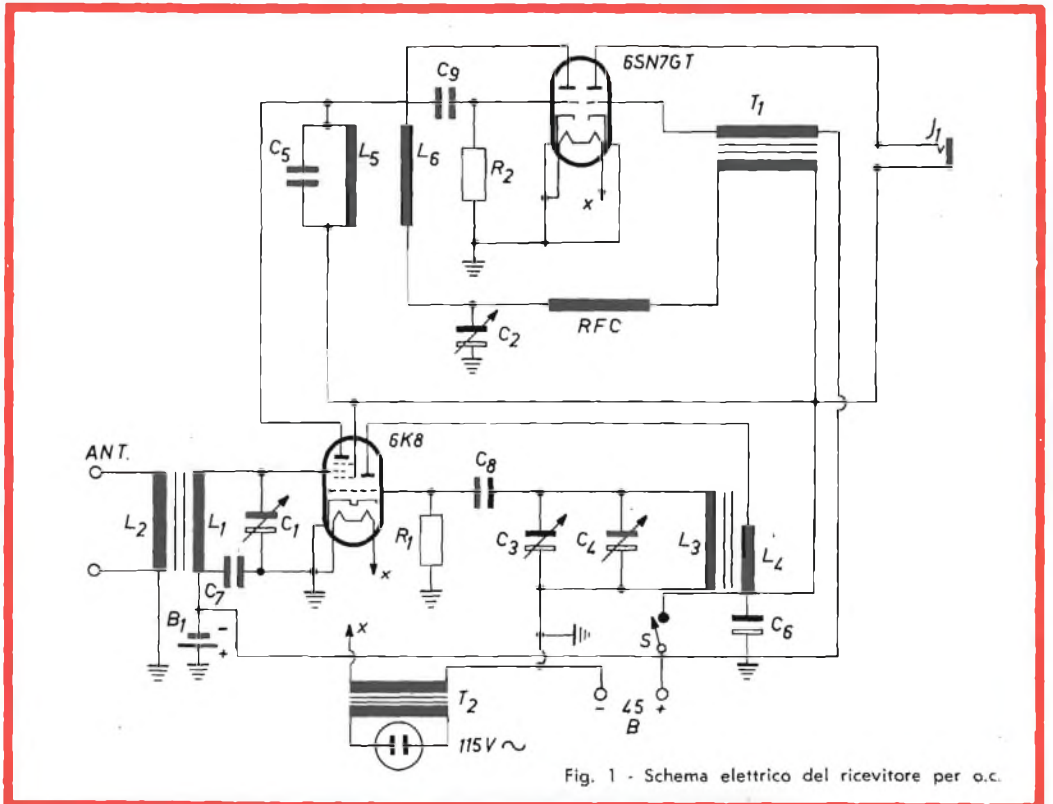


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore per o.c.

avvolte su una lunghezza di 30 millimetri.

L2 = 15 spire filo smaltato da 5/10.

L3 = 34 spire filo smaltato da 6/10 avvolte su una lunghezza di 30 millimetri.

L4 = 15 spire filo smaltato da 5/10.

Il valore degli altri componenti è il seguente:

C1 = C2 = C3 = 100 pF variabile;

C4 = 15 pF variabile (band-spread);

C5 = 240 pF mica argentata; C6 =

0,01 µF carta; C7 = 0,005 µF mica;

C8 = C9 = 100 pF mica; R1 =

47.000 ohm ½ W; R2 = 1 megaohm

½ W; B1 = batteria da 1,5 V; RFC =

impedenza a radio frequenza da

2,5 mH. T1 = trasformatore interstadio di BF.

L'alimentazione è prevista in continua per l'anodica ma può essere fornita da un semplice alimentatore.

Fig. ESPOSITO G. - Napoli

Calcolo filtro cross-over

È senz'altro possibile usare l'altoparlante ISOPHON P/30/31/10T per le frequenze comprese fra 40 e 7500 Hz e quello IREL per frequenze da 3000 a 18000 Hz, in suo possesso, per l'amplificatore autocostruito.

Il filtro cross-over potrà essere realizzato secondo lo schema di figura 1. Il calcolo dovrà essere effettuato applicando le seguenti formule:

$$L1 = \frac{R_0}{6,28 Fc}$$

$$L2 = \frac{R_0}{12,56 Fc} = \frac{1}{2} L1$$

$$L3 = (1 + m) \frac{R_0}{6,28 Fc} = (1 + m) L1$$

$$C1 = \frac{1}{6,28 Fc R_0}$$

$$C2 = \frac{2}{6,28 Fc R_0} = 2 C1$$

$$C3 = \frac{1}{1 + m} \cdot \frac{1}{6,28 Fc R_0} = \frac{1}{1 + m} \cdot C1$$

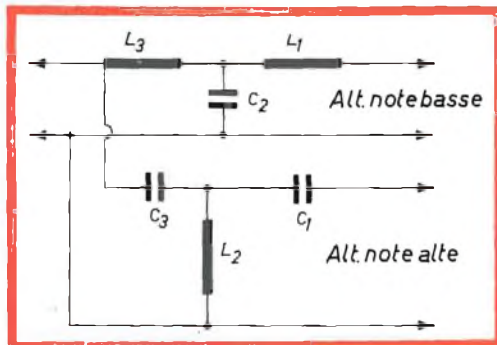
nelle quali R₀ corrisponde all'impedenza dell'altoparlante Fc alla frequenza di taglio, « m » indica una particolare costante che in questo

caso, ed in quelli simili a questo, può essere considerata dell'ordine di 0,6. L'induttanza L è espressa in Henry e la capacità C in Farad.

Fissando il diametro della bobina in 7,3 centimetri e la sua lunghezza in 12,5 centimetri, il numero delle spire dovrà essere calcolato applicando la solita formula:

$$N = \frac{3A + 9B}{0,2 A^2} \cdot L$$

nella quale B indica la lunghezza dell'avvolgimento espressa in pollici, e A il diametro dell'avvolgimento sempre in pollici.



Il valore dell'induttanza dovrà essere indicato in µH. Naturalmente, tenuto conto che nelle formule precedenti detto valore è stato espresso in Henry, è necessario eseguire la trasformazione in µH prima di applicarlo a detta formula.

Fig. ZOMPA B. - Caserta

Con riferimento alla sua richiesta non ci è possibile fornirle lo schema relativo all'apparecchio SR-H105; pertanto le consigliamo di rivolgersi direttamente alla casa costruttrice.

Precisiamo che in linea di massima non ci è possibile fornire schemi di apparecchi radio, amplificatori, ecc. del commercio. Eventuali richieste devono essere avanzate senza inviare alcun importo. Qualora ci sia possibile rintracciare lo schema richiesto la nostra amministrazione provvederà a richiedere all'interessato il versamento relativo alle spese di ricerca e fotocopia.

Amplificatore per autoradio

L'impedenza di carico relativa al transistor finale OC26 presente nell'amplificatore al quale fa riferimento, deve essere dell'ordine di 0,90 mH.

In figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore audio progettato appositamente per essere applicato ad un radio ricevitore per autoradio il quale consente di ottenere dei risultati senz'altro migliori di quelli ottenuti con l'amplificatore da lei proposto. La tensione di alimentazione è prevista in 14,4 V forniti dalla batteria di bordo.

In tale amplificatore si fa uso di transistori della THOMSON ITALIANA: due NPN 2N2712 ed un finale PNP tipo 2N554.

L'amplificatore permette di ottenere una potenza massima di 5 W e media di 3 W con una distorsione massima del 10%.

Da notare che il circuito di controreazione, del quale fa parte R5, ad una uscita normale di ascolto dell'ordine del Watt, consente di ottenere la massima distorsione dello 0,3%!

Il circuito, grazie ad un adatto sistema di controreazione, è stabilizzato in modo tale che l'alimentazione può essere effettuata con tensioni comprese fra 8 e 16 V.

Il valore dei componenti è il seguente:

R1 = 20 kohm, potenziometro controllo di volume; R2 = 1.000 ohm; R3 = 20 kohm potenziometro lineare, controllo di tono; R4 = 1.000 ohm; R5 = 1.500 ohm; R6 = 2.700 ohm; R7 = 10 kohm; R8 = 300 ohm; R9 = 2.700 ohm; R10 = 75 ohm; R11 = 75 ohm; R12 = 1 ohm; C1 = 0,22 µF; C2 = 5 µF, 6 V; C3 = 25 µF 6 V; C4 = 250 µF, 15 V; C5 = 250 µF 15 V; C6 = 0,0003 µF. T1 = trasformatore d'uscita, impedenza primario 20 ohm, secondario 8 ohm.

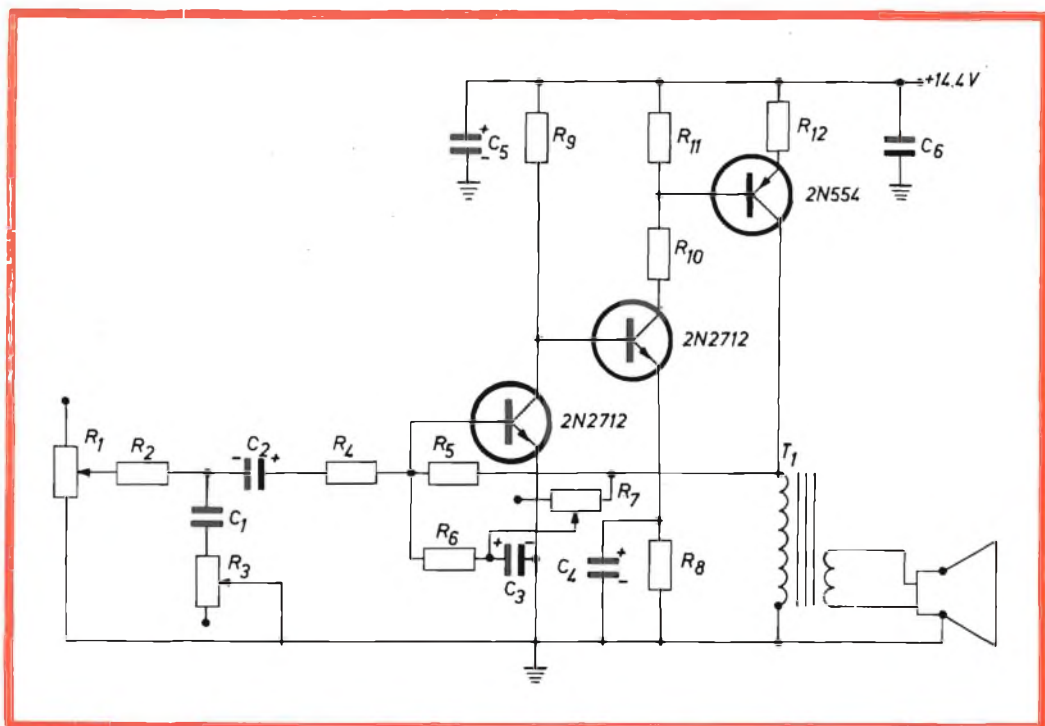
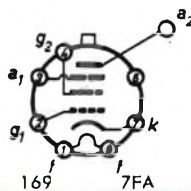
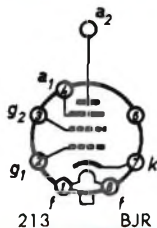
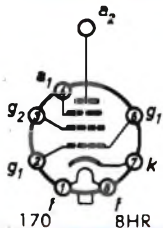


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore audio.

TABELLA EQUIVALENZE TUBI R. C.

TUBI VALVEX	Tubi equivalenti: tra parentesi la Ditta costruttrice	Ph = Philips RT = Radiotechnique F = Fivre	S = Selit MD = Brimar USA = Sylvania R.C.A.
16BY3	R T 41 N 2 (S)		
16BY3/CS	R T 41 H 3 (S)		
17BY3	AW 43/88 (Ph) 17CVP4 (S) 17CVP4 (USA)	Fil. 0,6 A 17BZP4 (F-S) 17CKP4 (USA) 17CAP4 (USA)	Fil. 0,6 A (z. 213) 17DKP4 (F) 17DKP4 (USA)
		Fil. 0,6 A (z. 169) 17BWP4 (USA)	Fil. 0,45 A (z. 169) 17BYP4 (USA)
19BY3	AW 47/91 (Ph) AW 47/91 (RT) 19BEP4 (MD) 19AQP4 (S)	RT47N1 (S) 19AQP4 (F) 19CP4 (F)	Fil. 0,6 A 19BSP4 (S-F) 19XP4 (S-F) 19AFP4 (F) 19AUP4 (F)
			Fil. 0,6 A (z. 213) 19YP4 (S-F)
19BY3/CS	A 47/11 W (Ph) A 47/11 W (MD) RT 47 H4 (S)		
21BX3	A 53/88 (Ph) 21 DK P4 (S)	Fil. 0,6 A 21CEP4 (S-F-USA) 21DAP4 (S-F-USA) 21DEP4 (USA-F) 21DEP4 (USA)	Fil. 0,45 A 21DHP4 (USA)
			Fil. 0,45 A (z. 169) 21CSP4 (USA) 21CQP4 (USA)
21BY3	AW 53/88 (Ph) 21FCP4 (MD) AW 53/89 (MD)	Fil. 0,6 A 21CEP4 (S-F-USA) 21DAP4 (S-F-USA) 21DEP4 (USA-F) 21DEP5 (F) 21DFP4 (USA)	Fil. 0,45 A 21DHP4 (USA)
			Fil. 0,6 A (z. 213) 21EQP4 (F-USA) 21ERP4 (USA)
23BY3	AW 59/91 (Ph-RT) 23AXP4 (MD-S-USA) RT59N1 (S) 23CMP4 (S) 23AYP4 (F) 23BCP4 (F) 23DJP4 (F)	Fil. 0,6 A 23ARP4 (S-F) 23MP4 (S-F) 23FP4 (S) 23DP4 (F)	Fil. 0,6 A (z. 213) 23AKP4 (S)
23BY3/CS	A 59/11 W (Ph-RT) 23DEP4A (MD) 23EYP4 (MD) 23EXP4 (MD) RT59H4 (S) RT59J1 (S)		
25BY3/CS	A 65/11 W(Ph) 25MP4 (MD)		



I tubi VALVEX
hanno tutti
lo zoccolo 170

ATTESA NOVITÀ NEI NASTRI MAGNETICI

Millequattrocentosessanta metri di nastro in una bobina del diametro di sette pollici! Questa è la più sorprendente novità, costituita dal MICRO-TAPE col quale si risolvono brillantemente i problemi pratici di registrazione e di ascolto ininterrotto, per tempi finora impensati. Basti dire che con la bobina più piccola, e cioè quella da 3 1/4", si ottengono fino a 16 ore di registrazione.

Il MICRO-TAPE è fabbricato secondo una formula originale per cui, oltre ai guadagni di tempo e di spazio, offre una solida robustezza anti-rottura. Le misure delle bobine MICRO-TAPE sono le seguenti:

- 3 1/4" = m 365 (G.B.C. S/635)
- 5" = m 730 (G.B.C. S/636)
- 7" = m 1460 (G.B.C. S/638)

Proprietà fisiche

Materiale di base: Poliestere tipo « T »
Strato magnetico: ad alta risoluzione
Spessore della base: 0,25 mil = 6,3 μ
Spessore dello strato sensibile: 0,2 mil = 5 μ
Spessore totale: 0,45 mil = 11,3 μ
Uniformità dello strato sensibile: $\pm 2,5\%$
Larghezza: 1/4" (6,35 mm) ± 1 mil (25,4 μ)

Proprietà meccaniche

Resistenza a trazione: 40.000 psi = 2810 Kg/cm²
Resistenza allo snervamento: 22.000 psi = 1545 Kg/cm²
Modulo di elasticità: 800.000 psi = 56.250 Kg/cm².

Proprietà magnetiche

Forza Coercitiva (Hc) = 250 Oersteds
Magnetismo residuo (Br) = 1.000 Gauss.



I NASTRI MICRO-TAPE SI ACQUISTANO PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.



Il laboratorio del radiotecnico

Tra le maggiori preoccupazioni che assillano coloro che si accingono ad iniziare la professione di radio-tele-riparatore vi è senza alcun dubbio la scelta degli strumenti e degli attrezzi necessari, e la loro sistemazione nel laboratorio.

Una adeguata strumentazione è infatti indispensabile, perchè, se è vero che un tecnico avente una buona esperienza in casi di emergenza, con l'ausilio di un solo modesto strumento universale, riesce a levarsi dai pasticci anche di fronte a problemi complessi, è altrettanto vero che un principiante fornito di un'attrezzatura molto completa può trovarsi in imbarazzo anche in presenza di interventi particolarmente semplici; di conseguenza è evidente che l'esperienza necessaria per essere veramente padroni della professione si acquista esclusivamente imparando a conoscere e ad usare gli strumenti di misura.

Partendo da questa premessa è pure importante chiarire che, chiunque desideri indirizzarsi verso la carriera di radiotecnico dovrà essere in possesso di una adeguata preparazione tecnica, la quale non può essere improvvisata, ma che è possibile acquisire soltanto nel tempo frequentando, possibilmente, le apposite scuole professionali, purtroppo molto scarse in Italia. Qualora tale scelta, come accade

nella maggior parte dei casi, non sia possibile si presentano due soluzioni distinte: se l'interessato è in possesso, almeno, di un diploma di scuola media inferiore, e perciò di una certa preparazione nei confronti della matematica, può seguire qualche corso serale di specializzazione, anche privato, o meglio ancora studiare come autodidatta valendosi del contributo che può ricevere dalle riviste tecniche, come la nostra, e dall'apposita letteratura abbastanza abbondante sul mercato librario nazionale, oppure può iscriversi a qualche scuola per corrispondenza. Per quanto concerne quest'ultima soluzione occorre tenere presente che il controllo del ministero competente nei confronti di queste scuole, come avviene in tutti quei paesi nei quali l'istruzione pubblica è considerata un fattore di secondaria importanza, è praticamente nullo e di conseguenza molti di questi istituti difettano di quella serietà che sarebbe auspicabile. La scelta della scuola più adatta può essere fatta sulla base di informazioni raccolte presso dei conoscenti che abbiano avuto la stessa idea.

Il pericolo è enormemente maggiore per coloro che siano in possesso di una preparazione di grado elementare: essi dovrebbero diffidare degli inviti ad iscriversi a corsi per corrispondenza di radiotecnica che si dimostrerebbero più dannosi che utili. Infatti chiunque sia in possesso della

licenza elementare, o abbia frequentato solo alcune classi di tale scuola, prima di affrontare lo studio di una materia così impegnativa quale è la radiotecnica, e di conseguenza l'elettrotecnica, deve assolutamente rafforzare le proprie cognizioni nel campo della matematica e della fisica elementare, mediante un corso per corrispondenza, svolto preferibilmente da scuole specializzate in tale insegnamento, o meglio ancora seguendo un ciclo di lezioni presso qualche conoscente ben ferrato nelle suddette materie.

È opportuno tenere presente che con la continua evoluzione delle radioapparecchiature, pur considerando soltanto quelle che sono a disposizione del pubblico, i problemi che si presentano ad un tecnico diventano giorno per giorno sempre più complessi ed essi evidentemente non possono essere risolti con dei metodi empirici che potevano essere validi, e non sempre anche allora lo erano, nel 1930.

Il tecnico, anche di media levatura, oggi-giorno deve essere in grado di comprendere a prima vista uno schema elettrico, di saperne interpretare il relativo funzionamento ed afferrare quale sia la funzione dei vari elementi che lo compongono, in modo da essere nelle condizioni di intervenire con cognizione di causa, senza commettere errori che potrebbero compromettere il funzionamento degli apparecchi in esame.

È ovvio che la preparazione teorica deve essere affiancata da ottime letture, come ad esempio quella di **Selezione tecnica Radio TV**, una rivista che affronta una vasta mole di argomenti che abbracciano l'intero campo dell'elettronica e che è anche seguita da professionisti, studenti ed operai, che si dedicano normalmente ad altre attività, e che con il suo aiuto, con l'ausilio di buoni manuali, e con l'esperienza acquisita tramite i montaggi suggeriti nelle sue rubriche, nel giro di pochi anni, come abbiamo potuto constatare, hanno acquistato una sorprendente padronanza della materia.

Quindi studio, volontà ed esercizio pratico sono i requisiti indispensabili che aprono la via ad una professione di grande interesse e che, se seguita con intel-

ligenza, si dimostrerà particolarmente redditizia.

Il laboratorio

Il tecnico che intenda dedicarsi a svolgere un'attività professionale oppure il radioamatore che desideri arrotondare le sue entrate, fatto quest'ultimo molto frequente, in primo luogo dovranno preoccuparsi di trovare un locale strettamente riservato alla loro attività.

Se si tratta di un professionista è ovvio che tale soluzione è assolutamente indispensabile, se si tratta invece di un tecnico occasionale essa può essere aggirata utilizzando parte di una cantina, di un solaio o di un locale qualsiasi, nel quale non dovrebbero avere libero accesso altre persone che non abbiano a che fare con l'attività svolta. Infatti l'alta tensione che circola nei circuiti di un televisore e quella stessa dei radioricevitori possono rappresentare un serio pericolo per i bambini o per coloro che in fatto di elettricità manchino di esperienza, ed una disattenzione del tecnico, che può dimenticare un apparecchio sotto tensione, potrebbe avere serie conseguenze per essi. Un altro pericolo è rappresentato del resto dalla possibilità d'implosione dei cinescopi, pericolo che con l'entrata in funzione dei nuovi modelli autoprotetti si è alquanto attenuato ma che pur sempre deve essere tenuto in considerazione.

Fissato il locale nel quale si installerà il tecnico dovrà provvedersi di un tavolo che è consigliabile sia costituito da un vero e proprio banco di lavoro, la cui costruzione può essere effettuata con minima spesa da un falegname o che può essere acquistato già montato da ditte specializzate le quali ne realizzano dei modelli anche in lamiera smaltata protetta da materiali isolanti. Nulla naturalmente impedisce che tale utile oggetto sia auto-costruito. Comunque la soluzione deve essere presa in considerazione caso per caso tenendo presente l'entità del lavoro da svolgere, la disponibilità di spazio e, fattore della massima importanza, le possibilità finanziarie.

In figura 1 riportiamo il disegno relativo ad un banco da lavoro molto usato presso i radiolaboratori ed al quale ognu-

no potrà apportare le modifiche che ritiene più opportune.

Il tavolo illustrato e del quale, per le ragioni sopra esposte non indichiamo le misure che potranno essere scelte in funzione delle esigenze, in origine è stato costruito in metallo con piano in formica mentre altri esemplari sono stati realizzati in legno, con il piano superiore protetto da materiale isolante anticombustibile. Tale precauzione è di estrema importanza perchè consente di evitare spiacevoli conseguenze qualora, come avviene frequentemente, il tecnico dimentichi un saldatore inserito nella presa di corrente e appoggiato sul piano stesso.

I due prolungamenti laterali del tavolo sono della massima utilità per il radiori-paratore perchè gli consentono di avere a portata di mano, con il minimo di movimenti, tutti gli attrezzi e gli strumenti

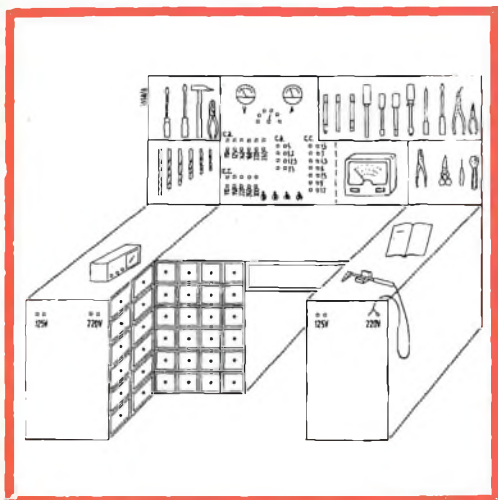


Fig. 1 - Modello di banco da lavoro per radio teleriparatore.

posati sopra di essi o contenuti nei ripiani o nei cassetti.

Evidentemente detti prolungamenti possono essere allungati o ridotti, ed anche eliminati, a seconda delle necessità: in quest'ultimo caso le dimensioni del piano dovrebbero essere sensibilmente aumentate. Secondo noi, anche per i motivi ai quali accenneremo in seguito, sarebbe opportuno mantenere almeno uno di tali prolungamenti facendo assumere, in tal

caso, al piano del tavolo la forma di un L.

Nella parte centrale del pannello verticale, che anch'essa dovrà essere rivestita, o realizzata direttamente, con una lastra di materiale isolante ed antitermico, troveranno posto due strumenti: un voltmetro ed un amperometro aventi lo scopo di consentire la misura, tramite un commutatore, delle tensioni e delle correnti alternate, che arrivano al quadro da un trasformatore avente il primario universale ed uscite per i valori più opportuni, compresi quelli per l'alimentazione dei filamenti delle valvole, e delle tensioni e correnti continue provenienti da un raddrizzatore ad ossido o termoionico.

A questo proposito precisiamo che la possibilità di avere a portata di mano una fonte di tensione continua è molto utile al teleradioriparatore il quale può trovarsi nella necessità di dover alimentare un



Fig. 2 - Voltmetro elettronico EICO modello 221.

apparecchio privo di alimentatore o di apparecchiature funzionanti in corrente continua. Una fonte di tensione AT stabilizzata è pur essa della massima utilità.

Indispensabile è pure la presenza di bocche o prese dalle quali sia possibile prelevare tensioni continue di 1.5, 3, 4.5, 5, 6, 7.5, 9, 12, 15 e 24 volt, fornite da una batteria di accumulatori o da un alimentatore. Ciò consentirà di alimentare direttamente tanto gli apparecchi tipo au-

toradio, dei quali giorno per giorno aumenta la circolazione, quanto quelli a transistori, il cui uso sta assumendo un carattere universale, senza essere costretti a ricorrere alle più costose e deperibili pile a secco.

Il prelievo di tali tensioni potrà essere fatto mediante una serie di cordoni a ciascuna estremità dei quali verrà fissata una spina adatta alle prese del quadro mentre all'altra estremità saranno fissate delle prese a bocca di cocodrillo, una presa normale, due spine separate, una spina tipo corrente normale, una tipo corrente industriale eccetera, in modo da avere a disposizione un certo numero di cordoni che consentano un rapido collegamento con qualsiasi apparecchio.

Un insieme di interruttori, muniti di relative lampadine spia, dovrà permettere l'inclusione o l'esclusione dal circuito tanto del trasformatore principale, quanto degli alimentatori o delle eventuali batterie di accumulatori.

In linea di massima, specialmente nel caso che il tavolo sia destinato ad un laboratorio di tipo artigianale, gli strumenti utili per il controllo delle radio apparecchiature dovranno essere del tipo mobile (escluso il voltmetro e l'amperometro di cui sopra). Ciò infatti consente di poterli adoperare per controlli esterni, a casa del cliente, od in qualsiasi altra sede.

Questa è una delle ragioni per cui si manifesta l'utilità dei prolungamenti laterali del banco di lavoro, sui quali detti strumenti possono trovare un comodo posto senza provocare confusione e restando sempre a portata di mano del tecnico.

Sul quadro sarà invece consigliabile collocare anche uno strumento universale che permetta di effettuare il controllo delle tensioni alternante e continue, delle resistenze e delle capacità (quest'ultime almeno in modo grossolano). Sempre sul quadro troveranno posto, come è chiaramente visibile in figura, tutti quegli oggetti che interessano l'attività di un radiotecnico quali cacciaviti, chiavi, pinze, pinzette, lime, tenagliette, tronchesi e attrezzi vari per tarare medie frequenze ed altri circuiti relativi ad apparecchi radio o televisivi, trapani, punte eccetera.

Qualora la ristrettezza del locale a disposizione imponga di dare al tavolo delle misure notevolmente ridotte, questi attrezzi potranno trovar posto a parte in un quadro murale, anche in legno, fissato ad una parete del laboratorio, ma sempre a portata di mano. In tal caso sarà opportuno disegnare sul quadro, con una matita o carboncino, la sagoma di ciascun attrezzo verniciandola successivamente con vernice bianca o di altro colore appariscente, in modo che asportando un oggetto sia possibile rilevarne a colpo d'occhio la sua assenza dal posto riservatogli.

Molto importante è l'uso delle cassette che possono essere del tipo in plastica, facilmente reperibili sul mercato nazionale e sostituibili con minima spesa. In esse troveranno posto tutti i componenti utili al radioriparatore suddivisi per tipo, qualità e valori, come condensatori, resistenze, bobine, viti ecc. La suddivisione per valore o per tipo (o per gamme di valori) facilita la loro ricerca evitando le notevoli perdite di tempo che sono inevitabili qualora elementi di valore diverso siano mischiati fra loro. L'abbondanza attorno al tavolo delle comuni prese di tensione a 125 volt e 220 volt è tutt'altro che deprecabile e si dimostra molto utile qualora si debbano collegare ad esse molti apparecchi evitando di ricorrere all'uso delle prese multiple che sovente sono la causa di pessimi contatti.

Apparecchi di misura

Oltre il banco, come abbiamo precisato, il tecnico deve rifornire il suo laboratorio di quei strumenti che ritiene indispensabili per il regolare svolgimento della sua attività, in funzione della quantità di lavoro che prevede di dover adempiere e delle possibilità finanziarie.

Nella fase iniziale comunque è sempre consigliabile l'acquisto dei seguenti apparecchi di misura:

a) strumento universale del tipo illustrato nel 1/1965 di « Selezione Radio TV » a pagina 130, adatto al controllo delle tensioni e delle correnti continue ed alternate, delle resistenze e delle capacità, e da usare per la misura di uscita e dei dB.

b) Generatore modulato in ampiezza (e possibilmente anche in frequenza) per le gamme comprese da 60 kHz a 700 MHz.

c) Provalvole e prova transistori, di ottima qualità.

d) Voltmetro elettronico, che consenta misure dirette di tensioni alternate, continue, decibel e resistenze con probe per misure EAT fino a 30.000 Volt ed impedenza di ingresso superiore ai 15 Megaohm (esempio **EICO modello 221, figura 2**).

ponete RCL, da una prova tubi catodici con relativo rigeneratore eccetera.

Evidentemente è questo un argomento che ognuno deve affrontare secondo le proprie possibilità e le necessità, una cosa però è certa e cioè che gli strumenti prescelti dovranno essere di eccellente qualità. È consigliabile dilazionare le competere nel tempo pur di aver sottomano delle apparecchiature di misura che diano delle indicazioni sicure piuttosto che fare una spesa cumulativa acquistando una se-



Fig. 3 - Oscilloscopio EICO - Color modello 460.



Fig. 4 - Trousse Bernstein L/309.

Strumenti di misura da considerare indispensabili per il controllo e l'eventuale allineamento dei televisori sono: un Generatore SWEEP/MARKER ed un oscilloscopio di classe (ad esempio il tipo deluxe **EICO mod. 427, o ancor meglio il COLOR EICO modello 460, ideale per servizio assistenza TV bianco nero e colori, elettronica scientifica e industriale**, figura 3).

Successivamente tale serie di apparecchi potrà essere completata da un generatore di barre, da un generatore di monoscopio per i laboratori più attrezzati, da misuratori di capacità e induttanza, da un

rie di strumenti a basso prezzo che, in pratica, si dimostreranno insufficienti ed erronei.

Tra l'attrezzatura meccano-elettrica oltre i soliti attrezzi d'uso comune quali martelli, compresi quelli in legno, lime, scalpelli, bolini ed altri, non dovrebbe mancare un trapano elettrico.

Sul mercato ne esistono taluni tipi adattabili per usi molteplici, come per tagliare, segare, lucidare metalli e legno, mediante l'accoppiamento al motore del trapano stesso di una vasta serie di accessori.

Appendice

Materiale della G.B.C. indispensabile per impiantare un laboratorio per riparazioni radio televisive.

Nel **Catalogo Generale della G.B.C.** a partire dalla pagina 637 fino alla pagina 719, sotto la sigla «L», è elencata una delle più vaste gamme di attrezzi per laboratorio nella quale qualsiasi tecnico, sia esso radioamatore, artigiano o professionista, può trovare ciò che desidera per arredare convenientemente il proprio laboratorio.

Tutte le parti metalliche dei componenti sono state realizzate con materiale sottoposti a particolari processi di lavorazione che ne assicurano alta resistenza e flessibilità, mentre le parti isolanti, mediante l'impiego di resine speciali, garantiscono

esagonali o quadrate per la taratura dei circuiti, specchi per il controllo dei componenti difficilmente accessibili, forbici, cesoie, le celebri trousse BERNSTEIN complete di tutti gli attrezzi che sono indispensabili per attività diverse (ad esempio per il montaggio delle autoradio, per televisione, per telefonia ecc., in **figura 4** è visibile la trousse L/309 realizzata in base alle più recenti esperienze e che contiene ben 25 utensili), valigette porta utensili, contenitori e cassette in plastica per assistenza a domicilio o per banchi di lavoro, porta minuterie o porta componenti, nelle più svariate foggie, e supporti con ripiani spostabili in profilato metallico (**figura 5**). Una gamma completa di saldatori da pochi Watt ad alcune centinaia, oltre quelli rapidi, consente di soddisfare le esigenze del tecnico più evoluto. Completa questa parte del catalogo un lungo elenco di ver-



Fig. 5 - Supporto in profilato metallico con ripiani spostabili (tipo L/364 può contenere 248 cassetine in plastica; il tipo L/366 ne può contenere 96).

un elevato grado di isolamento ed una bassissima influenza capacitativa ed induttiva nei circuiti sotto controllo.

In tale parte del catalogo è elencata un'ampia serie di calibratori, cacciaviti, anche anti-induttivi e sotto forma di serie in cartelle o con relativi contenitori, tranciafili, prendiviti, pinze di ogni tipo e per ogni uso, tronchesi, punte da trancia, martelletti a percussione per valvole, chiavi

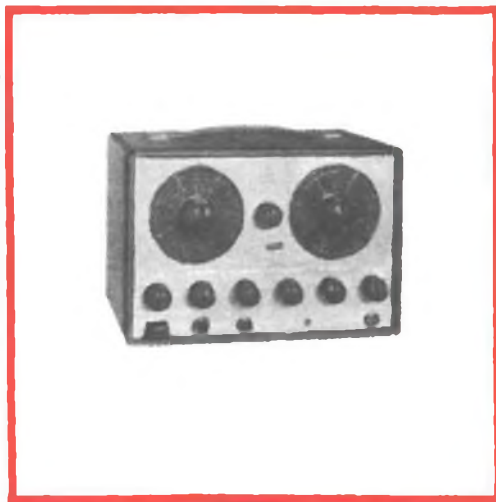


Fig. 6 - Generatore Sweep/Marker TV/FM EICO modello 369.

nici, solventi adesivi e lubrificanti indispensabili per il radiotecnico.

Gli strumenti da pannello sono illustrati da pagina 1122 a pagina 1125 e infine gli strumenti di misura, sui quali ci siamo intrattenuti più volte, sono presi in esame a partire da pagina 1092, mentre quelli della EICO, molti dei quali sono stati descritti sulla rivista, da pagina 1143 (figura 6).



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

MISURA ELETTRONICA DELLE DISTANZE

(Da « Electronique Professionnelle »)

La sezione « Campioni di misura » (standard Division) del laboratorio di fisica inglese, ha progettato e realizzato un nuovo strumento, chiamato Mekometron che rappresenta una versione originale del principio per la misura delle distanze mediante un fascio luminoso modulato (figura 1). In effetti, in questo strumento la modulazione non viene ottenuta come nel geodimetro, per variazioni d'ampiezza dell'onda luminosa, ma con la polarizzazione del fascio luminoso.

Il Mekometro è destinato a sostituire con notevole vantaggio i normali strumenti per agrimensura ed altri decimetri destinati ad applicazioni geodesiche e topografiche, poichè esso permette di misurare con estrema precisione tutte le lunghezze comprese fra 1/20 di mm e 50 metri. La sua alta sensibilità lo rende inoltre prezioso nella ingegneria civile, per misure su ponti, tunnel e sbarramenti, data la possibilità di poter valutare i minimi scarti ed i più piccoli spostamenti.

R. H. Bradsell, che ha partecipato allo studio dello strumento, ne definisce le caratteristiche in un suo articolo di cui diamo un breve riassunto.

L'elemento più importante del Mekometro è il suo modulatore, costituito da un cristallo di fosfato d'idrogeno d'ammonio il quale, sotto l'effetto di un campo elettrico intenso, applicato lungo il suo asse ottico, si comporta in modo che la velocità della luce che l'attraversa, parallelamente a tale asse, dipende dalla direzione delle vibrazioni dell'onda luminosa, vale a dire dal piano di polarizzazione. Ne risulta che, entro due piani ad angolo retto, le componenti della luce si trovano sfasate e la luce risulta polarizzata ellitticamente, mentre il cristallo, essendo dotato di due indici di rifrazione, è birifrangente. Il grado di ellitticità è proporzionale alla tensione applicata. Se quest'ultima è una tensione alternativa, la caratteristica di polarizzazione del fascio luminoso emergente s'inverte a ciascun semiperiodo, con la conseguenza che è possibile imporre alla luce una certa onda, utilizzabile nella misura delle distanze.

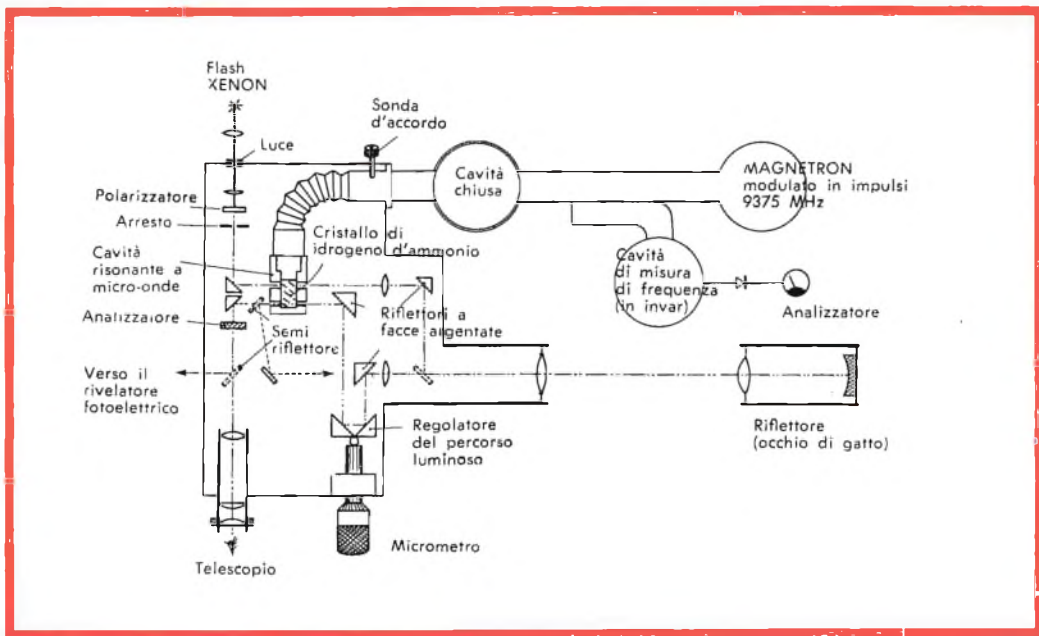


Fig. 1 - Schema di principio del Mekometro.

IMPIEGO DELL'ENERGIA SOLARE

Il motore termico

La trasformazione diretta dell'energia solare meccanica od elettrica, non ha ancora fatto capo a vere e proprie soluzioni industriali. Nello stato attuale degli esperimenti, si è condotti a considerare un altro processo di trasformazione, consistente nell'impiego dell'energia solare per il riscaldamento di un fluido, facendone cambiare lo stato, per utilizzarla quindi in un motore termico.

Il fluido viene riscaldato o vaporizzato in un **collettore**, che può essere del tipo piatto o a concentrazione, vale a dire utilizzando l'energia solare allo stato di concentrazione. Il fluido circolante nel collettore è spesso quello stesso che agisce nel motore, ma può altresì riscaldare o vaporizzare un secondo fluido, destinato alla funzione di fluido motore (fig. 2).

Se chiamiamo S la potenza presente nel collettore, per metro quadro della sezione dritta del fascio dei raggi solari, f la frazione di potenza solare assorbita dal collettore o rendimento del collettore ed f_0 il rendimento del trasferimento del calore

dal collettore al motore, la potenza termica è data da $Q_1 = f \cdot f_0 \cdot S$.

Il motore può essere una macchina a vapore o ad aria calda e trasforma in lavoro una frazione n del calore che riceve, vale a dire che fornisce la potenza meccanica.

$$P = n \cdot Q_1 = n \cdot f \cdot f_0 \cdot S = PS,$$

quindi $r = n \cdot f \cdot f_0 = \frac{P}{S}$ rappresenta il

rendimento globale del collettore-motore.

Il calore non utilizzato $Q_2 = Q_1 - P$ sfugge dal motore alla temperatura T_2 , che è la temperatura della sorgente fredda o del condensatore, nel caso di una macchina a vapore; oppure quella del raffreddatore in una macchina ad aria calda, per la quale passa il fluido all'uscita del motore.

Se, per esempio, consideriamo:

$$f \cdot f_0 = 0,05 \quad \text{ed} \quad n = 0,08,$$

il rendimento complessivo è $r = 0,04$; difatti non si è mai superato un rendimento superiore a 0,05.

In tali condizioni, se $S = 1 \text{ kW/m}^2$, la potenza meccanica ottenuta sarà di 40 W

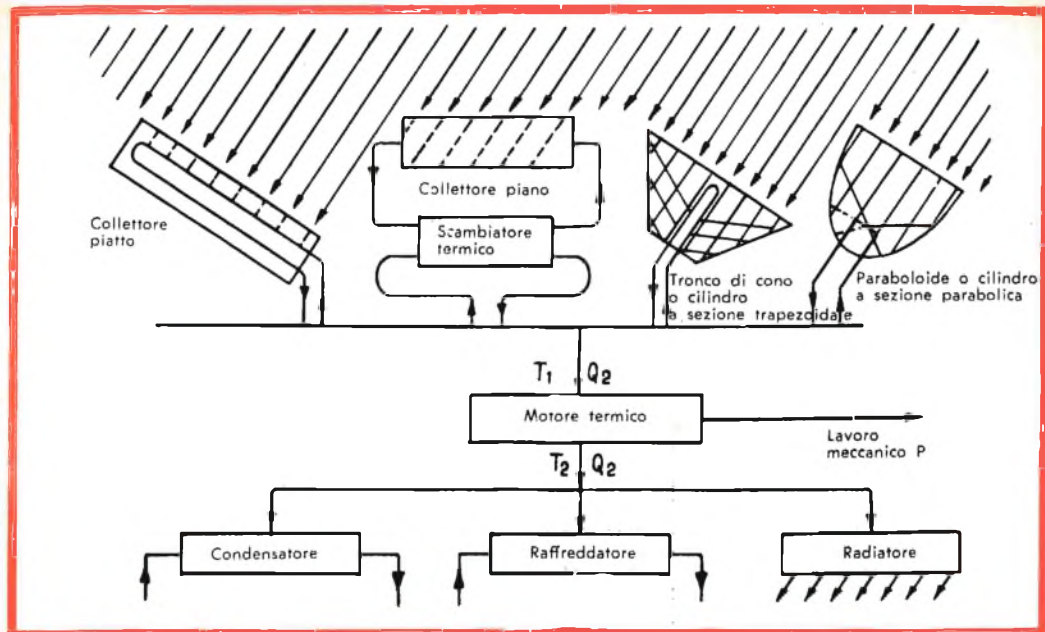


Fig. 2 - Alcuni dispositivi schematici per lo sfruttamento dell'energia solare.

per metro quadro; quindi, per ottenere una potenza di 10 kW, occorrerebbe un collettore capace di ricevere un fascio di raggi solari di 250 m² di sezione.

Il prezzo del collettore diventa essenziale nel condizionamento del prezzo di una tale installazione; il prezzo sarà proporzionale alla potenza e non diminuirà con l'aumentare della potenza dell'installazione.

Se A rappresenta l'ammortamento, le spese di manutenzione e di esercizio dell'impianto, riportate all'unità di superficie del collettore per un anno di esercizio, considerando H il numero delle ore annuali di insolazione, il prezzo di kilowattora è

$$C = \frac{A}{PH} = \frac{A}{r \cdot S \cdot H}$$

Il fattore A dipende dal prezzo dell'installazione e dalla sua durata, r si riferisce al progresso della tecnica ed SH alle caratteristiche geografiche del luogo. A calcoli fatti si riscontra un prezzo per kilowattora assai più elevato di ogni altro metodo moderno per la produzione di energia. Allo stato attuale delle cose, l'in-

stallazione di grandi motori solari non è economicamente consigliabile.

Al contrario, piccoli motori solari, per potenze al di sotto di 50-100 kW, possono essere vantaggiosamente installati in regioni ben soleggiate. Il loro funzionamento è logicamente discontinuo e l'eventuale accumulazione aumenterebbe ulteriormente il prezzo, qualunque fosse il procedimento usato: termico, chimico o elettrico.

Una applicazione dell'energia solare, divenuta uso corrente nei satelliti artificiali, serve a fornire potenze dell'ordine di 2,8 kW per 12 m² di raggi solari intercettati, con un rendimento calcolato attorno al 17,5%. Si tratta qui di una potenza continua sufficiente ad alimentare le apparecchiature elettroniche dei satelliti.

Il rendimento ottenibile

Se il fluido resta immobile nel collettore, la sua temperatura si eleva progressivamente, fino a raggiungere l'equilibrio con quella perduta per convezione, per irradiazione, ecc. Per conseguenza, la po-

tenza trasmessa al motore è nulla e così pure il rendimento.

Ma se il fluido viene fatto circolare a velocità crescente, la sua temperatura s'abbassa e il rendimento aumenta. A velocità

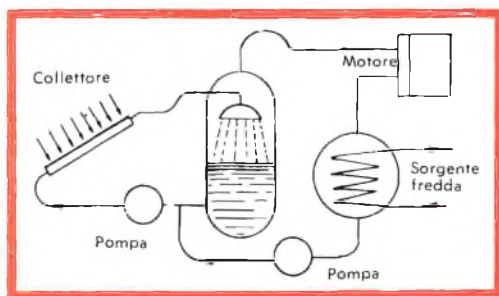


Fig. 3 - Motore solare

molto alta la temperatura sarà vicina alla temperatura ambiente e le perdite saranno molto basse. Il rendimento sarà vicino all'unità, tuttavia l'aumento della tem-

peratura al disopra di quella ambiente diverrà così basso da non potersi utilizzare.

Secondo il principio di Carnot, il rendimento di una macchina a vapore è tanto più elevato, quanto più alta è la temperatura del fluido al suo ingresso nel motore. Quindi, il rendimento nelle due trasformazioni dell'energia solare in calore e del calore in energia meccanica, si avvantaggia per delle variazioni della temperatura in senso opposto. Esiste dunque un certo valore della temperatura, determinato secondo le particolari condizioni del caso esaminato, da cui si ottiene il massimo rendimento.

Con l'impiego di collettori a concentrazione, la temperatura della sorgente calda può elevarsi a 500 °C circa, ciò che permette di usare sia dei motori ad aria calda, sia delle macchine a vapore. Mediante i collettori piani, la temperatura della sorgente calda non supera i 100 °C in tal caso può essere usata esclusivamente la turbina a vapore a bassa pressione. Il suo ren-

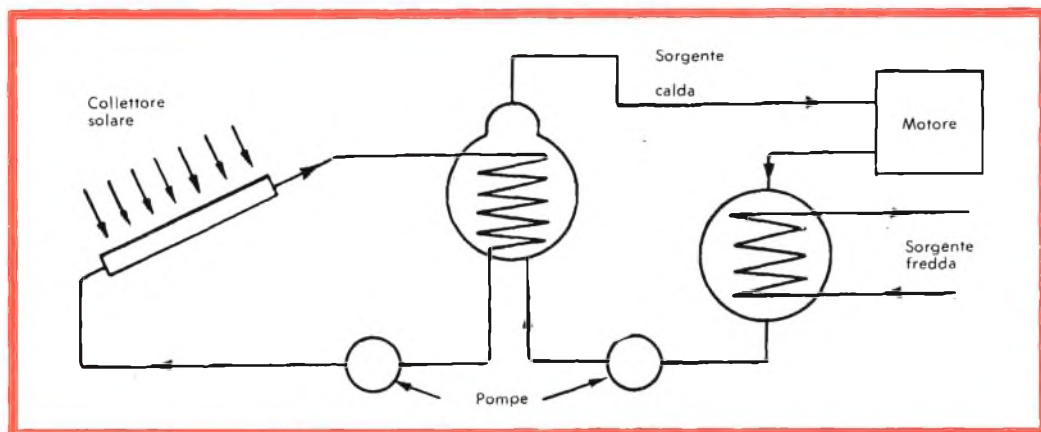


Fig. 4 - Schema di principio di un motore solare funzionante con un fluido più volatilizzabile dell'acqua.

dimento è molto inferiore a quello delle macchine precedentemente considerate, ma anche il costo dell'installazione è molto inferiore.

Il motore solare a collettore piatto

Il collettore piatto è costituito, nella sua

forma più semplice, da una scatola parallelepipedica di circa 3 cm di altezza la cui faccia superiore, annerita, è orientata in modo che i raggi del sole vi cadano perpendicolarmente a mezzogiorno. Con questo tipo di collettore, la sola macchina termica da utilizzare è quella a vapore, date le basse temperature ottenibili dalla sor-

gente calda. Se essa funziona, per esempio, fra 60° e 25 °C, il rendimento è del 3%. Lo schema dell'installazione è quello di fig. 3. L'acqua riscaldata nel collettore piatto evapora e il vapore aziona il motore, per poi condensarsi. L'acqua condensata ritorna al collettore nello stesso tempo in cui l'acqua viene prelevata dalla caldaia.

Quando la differenza di temperatura diventa ancora più piccola, deve essere impiegato un fluido ausiliare riscaldato in uno scambiatore di calore. Nelle realizzazioni di motori solari, fatte fino ad oggi, sembra generalizzata l'utilizzazione di un fluido ausiliare: etere, anidride solforosa, cloruro d'etile, ecc. Si ricorre allora allo schema di fig. 4.

Il napoletano Luigi D'Amelio, sfruttando il cloruro d'etile, ha potuto realizzare un complesso ingegnoso comprendente una

insolazione, permettono di rendersi conto del funzionamento dell'insieme dell'installazione. Esse sono state rilevate con atmosfera calma e chiara, fra le ore 9 e le 15, durante il mese di giugno.

La curva superiore rappresenta la potenza termica raccolta nel collettore, indicata sulla scala di destra, in funzione della temperatura del collettore stesso. La curva relativa alla scala di sinistra rappresenta la potenza meccanica fornita dalla macchina, calcolata con sorgente fredda a 20 °C e trascurando le perdite termiche subite dal fluido fra il collettore e la macchina. Per 40 °C al collettore, la potenza riscontrata raggiunge il suo valore massimo, vale a dire 0,032 kW/m².

La curva **b** indica la potenza meccanica, calcolata tenendo conto delle perdite. Per 37 °C al collettore, il motore fornisce la

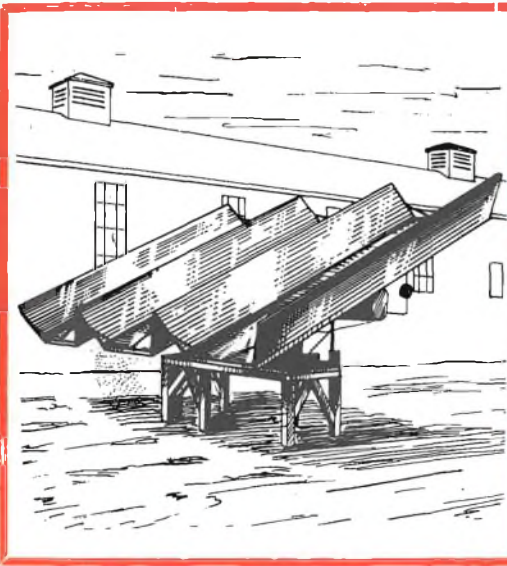


Fig. 5 - Diagramma della potenza termica unitaria di un collettore solare piano.

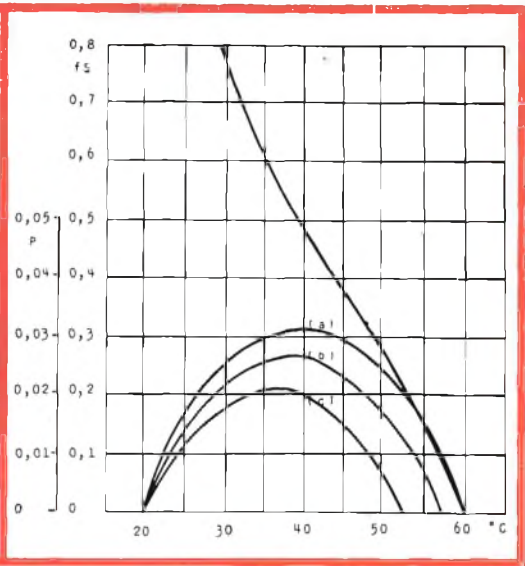


Fig. 6 - Collettore solare con motore accoppiato.

turbina ad una ruota ed uno scambiatore di temperatura senza parete che riceve i due fluidi non mescolabili: l'acqua calda proveniente dal collettore e il cloruro d'etile. Quest'ultimo si vaporizza istantaneamente e va a dilatarsi nella turbina.

Le curve di fig. 5, riferite ad 1 m² di

potenza massima, cioè 0,021 kW/m², corrispondente ad un rendimento di circa il 2%.

Occorre dunque un collettore piatto di 50 m² di superficie per ottenere la potenza di un kilowatt durante le ore di insolazione. È possibile migliorare tale rendi-

mento ricoprendo la superficie annerita con una custodia di vetro, allo scopo di contenere parte del calore perso per convezione e per irradiazione. Il collettore si trova in questo modo entro una specie di serra. La temperatura potrà raggiungere così 70 °C e il rendimento salirà a 3,5%.

Si potranno anche impiegare diverse lastre di vetro disposte parallelamente, purché abbiano un basso fattore di assorbimento e di riflessione per i raggi solari. Quattro lastre sembra il numero ritenuto ottimo; un numero maggiore non incrementerebbe il rendimento fino a compensare il maggior costo dell'installazione. Anche uno strato di germanio, disposto sulla superficie annerita, costituirebbe un rivestimento selettivo e migliorerebbe il rendimento fino attorno al 5%. Infine un vuoto parziale, mantenuto fra la piastra

del collettore e il rivestimento di vetro, riducendo le perdite per convezione, permetterebbe di raggiungere le migliori condizioni, con una temperatura del collettore di 321 °C e un rendimento complessivo del 14%.

Una casa italiana fabbrica industrialmente piccoli motori da 0,7 - 1,5 - 2,5 - 3,5 HP funzionanti con l'anidride solforosa e alimentati da un collettore piatto (figura 6). Il fondo a grondaia costituisce il collettore propriamente detto, mentre le parti oblique laterali sono formate da specchi piani che rimandano sul collettore i raggi solari. Il rendimento è del 4% e i relativi motori servono ad azionare pompe per irrigazione.

Fino a questo momento il prezzo delle installazioni è assai elevato; una piccola pompa a motore solare implica un inve-

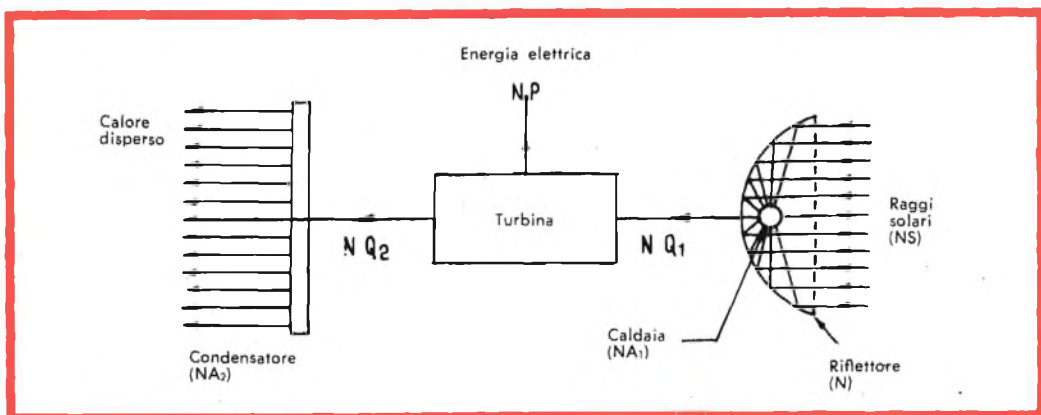


Fig. 7 - Metodo teorico per l'utilizzazione del vapore.

stimento molto maggiore di quello richiesto per un gruppo moto-pompa a benzina della stessa potenza.

I motori solari con collettori a concentrazione

Le installazioni eseguite secondo i principi fin qui descritti, hanno scarse possibilità di applicazione pratica; la maggior parte dei motori solari di recente costruzione sono basati sull'impiego del collet-

tore a concentrazione, dovuta questa a speciali specchi cilindro-parabolici, che consentono concentrazioni comprese fra 150 e 200. Il prezzo delle installazioni risulta aumentato per l'elevato costo del sistema ottico, ma i motori sono in compenso meno costosi, data la loro maggiore potenza. D'altra parte, la temperatura relativamente alta della sorgente calda, consente la costruzione di caldaie solari capaci di portare il vapore a 500 °C con un rendimento ben più alto. In generale, le installazioni

di questa specie, che utilizzano il vapore, possono essere schematicamente rappresentate come in fig. 7. La sezione dritta N dei raggi solari investe un riflettore cilindro-parabolico, questi riceve di conseguenza una potenza NS ($S = 1 \text{ kW/m}^2$ circa). I raggi vengono quindi concentrati sul captatore o caldaia, in effetti un tubo annerito esternamente, disposto secondo l'asse focale, all'interno del quale circola il fluido, mentre il vapore prodotto agisce sulla turbina.

Benchè il vapore sia stato utilizzato in tale applicazione, il motore ad aria calda sembra essere il più indicato. Anche la Soc. Philips ha a suo tempo realizzato un motore ad aria calda della potenza di un quarto di cavallo. Particolarmente adatta per lo sfruttamento dell'energia solare e soprattutto per potenze più ragguardevoli, Goudet e Trombe hanno studiato una macchina ad aria calda, funzionante secondo un ciclo analogo a quello delle turbine a gas, con un rendimento valutato fra il 15 e il 20%.

Una centrale solare russa

È interessante segnalare le caratteristiche di una stazione solare costruita dai russi in Armenia. I raggi solari sono concentrati mediante un gran numero di specchi piani e inviati sul collettore, installato su di una torre a 40 m di altezza dal suolo. Gli specchi, di 15 m^2 , ciascuno composto da 28 elementi, sono in totale 1293, per una superficie di 20.000 m^2 , montati su piattaforme mobili ripartite in 23 treni, circolanti su altrettanti binari circolari, aventi la torre per asse.

Questi treni, come pure la torre nella quale è installata la caldaia, hanno una velocità di rotazione eguale al movimento azimutale apparente del sole. Inoltre, ogni specchio circola attorno ad un asse, per poter eseguire lo spostamento del sole in altezza. Tutti i movimenti sono comandati da motori elettrici, a loro volta controllati da un sistema di cellule fotoelettriche.

L'immagine focale è un'ellisse di circa $15 \times 9 \text{ m}$. La caldaia, di tipo circolare, comprendente il vaporizzatore, il riscaldatore e il surriscaldatore d'acqua, occupa lo spa-

zio focale. La caldaia produce da 11 a 14 tonnellate di vapore all'ora, ad una temperatura di 400°C e alla pressione di 35 atmosfere. La turbina ha una potenza di 1200 kW e la produzione annuale è di 100 kW circa per m^2 di superficie sottoposta ad insolazione. La regione in cui risiede l'impianto ha un elevato coefficiente di insolazione.

Installazioni solari israelite

La prima installazione veramente industriale che funzioni con l'energia solare è situata a Beersheba, nello stato di Israele. Si tratta di un'applicazione del programma elaborato dal governo di quel paese, in materia di energia solare e del relativo sfruttamento, in considerazione di fattori di ordine economico interessanti la regione e delle caratteristiche di insolazione locali.

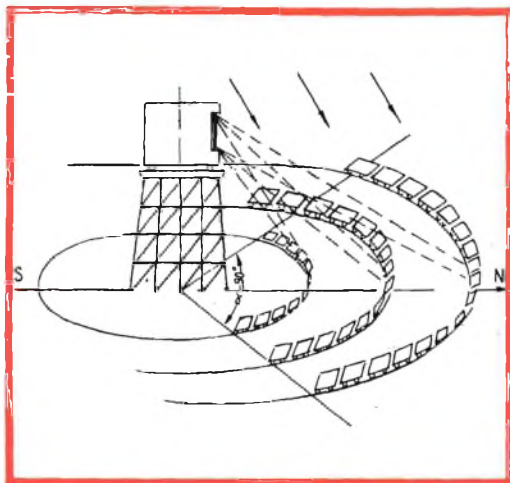


Fig. 8 - Disposizione schematica di una stazione generatrice in Armenia.

Sono stati raggiunti risultati soddisfacenti sotto molti aspetti, specialmente nelle piccole stazioni destinate a venire in aiuto all'agricoltura.

Gli studi attuali sembrano rivolti a valersi dell'energia solare sfruttandone le possibilità in connessione con la fotochimica e la fotoelettricità.



video
risate

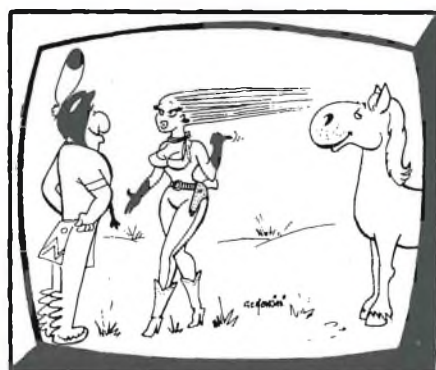


TELE-WEST

« Presentaci, maritino mio: sai bene che non accoppo mai persone sconosciute... ».



« ... Signorinaaaa! Signorinaaaa!! Tagli prima il traguardo, la pregooo! ... ».



TELE-WEST

« Hai davvero il puledro più veloce della prateria, Becco di Falco! ... ».

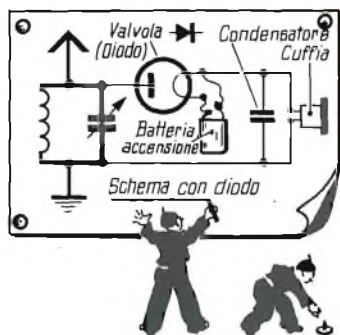


TELE-WEST

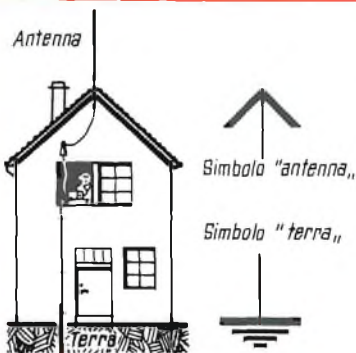
« ... No, no. La sua mira è eccellente, ma per una pura combinazione questa stella m'ha salvato la vita... ».



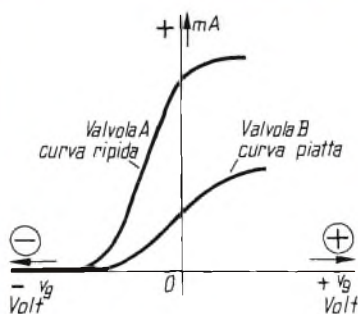
Già conosciamo l'azione raddrizzatrice del diodo a vuoto. Possiamo quindi con tutta sicurezza inserire questa valvola al posto del cristallo di galena. Se viene inserito questo diodo come indicato in questa figura non occorrerà una tensione anodica dato che le tensioni oscillanti in arrivo forniscono già questa tensione. Naturalmente questa valvola non produce alcuna amplificazione. L'amplificazione del segnale può essere effettuata solo con una valvola con una griglia (triode).

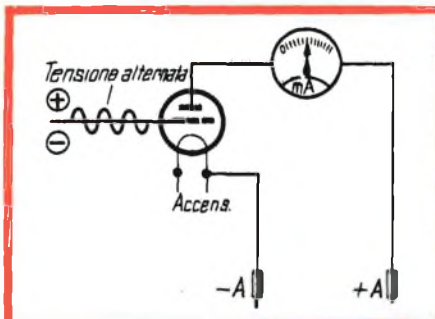


In questa figura è indicato schematicamente un impianto di antenna. A fianco sono indicati rispettivamente i simboli usati per indicare la « terra » e l'« antenna ».

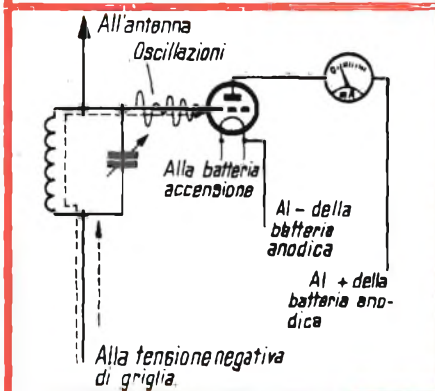


Riprendiamo l'argomento dell'amplificazione di una tensione alternata mediante una valvola con 3 elettrodi (triode). La curva caratteristica tensione di griglia-corrente anodica di una simile valvola può avere un andamento piatto oppure ripido. Per il nostro scopo e cioè per l'amplificazione dei segnali di antenna ci servirà molto più opportunamente una valvola con caratteristica ripida. Il perchè lo vedremo tra poco.

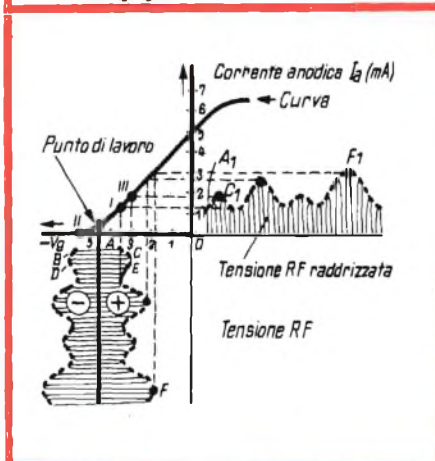




Cosa succede quando applichiamo una tensione alternata alla griglia di un triodo?

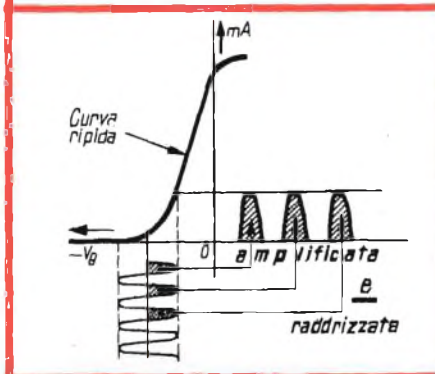


L'applicazione alla griglia di una tensione alternata può essere ottenuta, per esempio, mediante un circuito oscillante la cui tensione alternata venga fornita da una antenna. Naturalmente alla griglia dovrà essere applicata contemporaneamente anche una tensione continua (polarizzazione). La tensione oscillante si sommerà algebricamente a questa tensione continua.



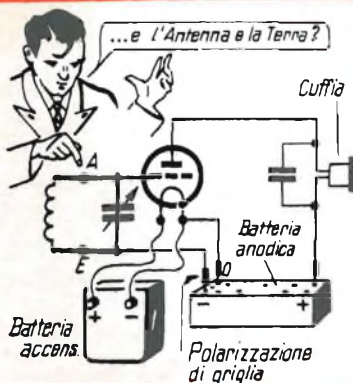
Riportando queste condizioni sulla curva caratteristica a cui poc'anzi abbiamo accennato potremo meglio comprendere il fenomeno. La tensione negativa applicata alla griglia della valvola ammonta a $-4,5$ V.

Le tensioni alternate provenienti dall'antenna si sommano o si sottraggono a questa tensione negativa. In A alla primitiva tensione di griglia è stata aggiunta una semionda positiva del valore di 1 V. La tensione di polarizzazione di griglia non sarà quindi più $-4,5$ V ma $-3,5$ V. Questa nuova tensione di griglia corrisponde al punto I della caratteristica cui corrisponde una corrente anodica di circa 1,2 mA A1 (come si può leggere sull'asse verticale). Nella semionda successiva la tensione alternata raggiunge il valore di 1 V o pertanto la tensione negativa di griglia aumenterà assumendo il valore di $-5,5$ V. In corrispondenza a questa tensione di griglia non scorre nessuna corrente (II) così dicasi per le altre successive oscillazioni che daranno soltanto una semionda positiva di corrente.

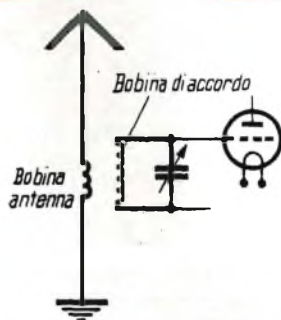


Anche in questa illustrazione si vede come le semionde negative vengono eliminate mentre quelle positive vengono amplificate. L'amplificazione è tanto maggiore quanto più ripida è la pendenza della curva caratteristica di griglia.

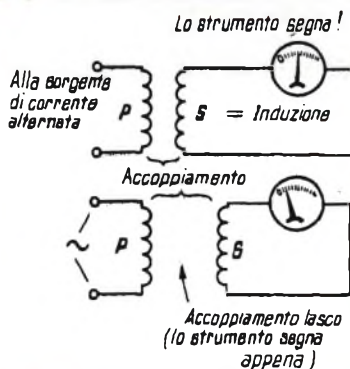
Questo tipo di rivelazione si chiama « rivelazione di anodo ». Lo schema elettrico è rappresentato nella figura. Ci colpisce un fatto: mancano l'antenna e la terra e inoltre non viene impiegata nessuna batteria per la polarizzazione della griglia. Ciò non è assolutamente necessario; se si regola bene il circuito possono bastare le sole batterie di accensione e anodica.



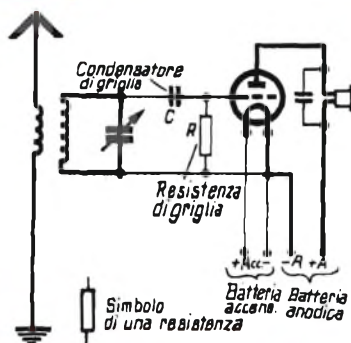
Fino a questo momento avevamo collegato direttamente il filo dell'antenna al circuito oscillante. In pratica ciò non avviene in quanto la tensione indotta nell'antenna viene inserita nel circuito oscillante mediante una bobina di accoppiamento di antenna.

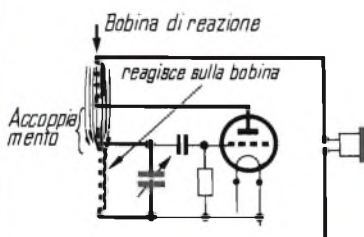


Una bobina attraversata da una corrente alternata può influenzare una seconda bobina posta nelle sue vicinanze in maniera tale da trasferire nella seconda bobina una frazione della corrente circolante nella prima bobina. Più la seconda bobina è vicina alla prima bobina, maggiore sarà la tensione trasferita nella seconda bobina (accoppiamento stretto).

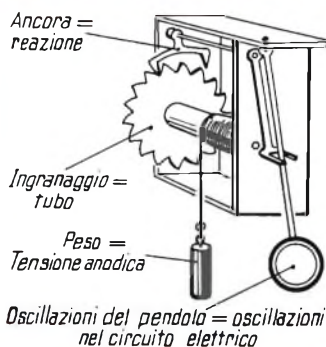


È opportuno a questo punto menzionare anche un terzo tipo di circuito raddrizzatore di tensioni a radio frequenza e cioè il circuito a « rivelazione di griglia ». Esso è più sensibile del circuito a « rivelazione di anodo ». E inoltre offre anche una maggiore amplificazione. I fenomeni che intervengono in questo tipo di rivelazione sono piuttosto complessi; facciamo soltanto notare come questo circuito non necessiti di alcuna tensione negativa di polarizzazione di griglia. Le tensioni a radio frequenza vengono portate sulla griglia mediante un condensatore che alle frequenze radio può considerarsi in corto circuito. Questo circuito ha bisogno inoltre di un resistore di fuga di griglia.

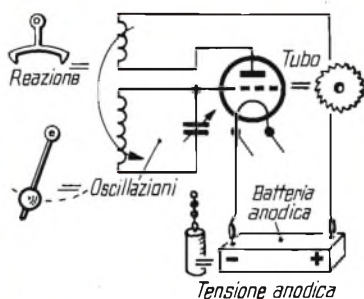




Il precedente circuito può essere reso ancora più sensibile qualora venga inserita la cosiddetta « reazione »; questa parola è facilmente comprensibile quando si pensi che mediante una bobina di accoppiamento si trasferisce nel circuito oscillante di ingresso una frazione delle semionde di tensione di radiofrequenza presenti nel circuito anodico.



Paragoniamo il fenomeno della reazione al meccanismo di un orologio a pendolo. Il pendolo, come si sa, una volta messo in movimento continua ad oscillare regolarmente. Esso è collegato ad un'ancora alla quale ad ogni « va e vieni » viene data una piccola spinta dalla ruota dentata. Ad ogni oscillazione il pendolo riceve attraverso l'ancora una piccola spinta dalla ruota dentata. Esso pertanto mantiene un movimento regolare che viene successivamente comunicato tramite altri ingranaggi alle lancette dell'orologio. Il pendolo pertanto dà la frequenza dell'oscillazione; il peso provvede a rifornire il pendolo della forza che esso abbisogna per mantenersi in oscillazione: questo è un esempio meccanico di reazione.



Queste oscillazioni meccaniche visibili corrispondono alle oscillazioni elettriche invisibili del circuito oscillante. Il peso che mantiene in movimento il meccanismo può paragonarsi alla sorgente della tensione anodica. Tra il peso e il pendolo si trova la ruota dentata come appunto la valvola si trova tra la sorgente della tensione anodica e il circuito oscillante.

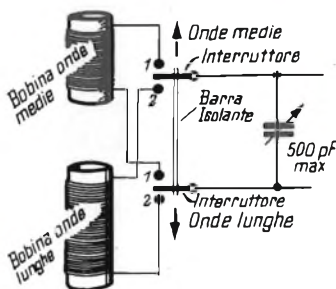


La reazione può essere lasca o stretta. Quando la reazione è troppo stretta si producono i noti fischi di reazione « che non solo disturbano l'apparecchio dove essi vengono prodotti ma anche gli apparecchi dei vicini di casa. Fortunatamente simili ricevitori non sono più in uso!!

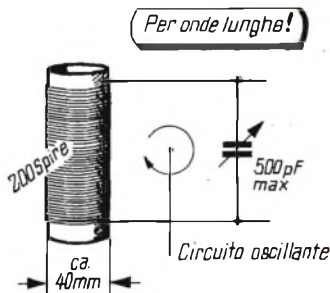
Per indicare che il grado di accoppiamento tra due bobine può essere variato si suole tracciare sul simbolo delle bobine una freccia che le attraversa entrambi. Una freccia simile viene usata negli schemi elettrici per indicare che qualche parametro varia.



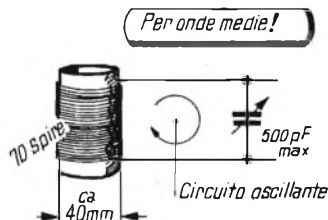
Fino a questo momento non abbiamo ancora specificato quale gamma di lunghezze d'onda è in grado di ricevere il nostro apparecchio ad una valvola. Diciamo subito che la gamma di lunghezze d'onda che si può ricevere dipende esclusivamente dal valore dell'induttanza e della capacità del circuito oscillante. Perciò che riguarda la capacità viene impiegato un condensatore variabile che, ad armature chiuse, possiede una capacità massima di 500 pF. Il valore più basso di capacità di un siffatto condensatore raggiunge un valore di 40 o 50 pF (armature aperte). La bobina del nostro ricevitore è stata avvolta su un cilindro di bachelite avente un diametro di 40 mm; il numero delle spire si aggira su 70. Il filo è costituito da rame smaltato con diametro 0,3 mm. Una tale bobina è in grado di ricevere le emittenti ad onda media. Attualmente non vengono più usate siffatte bobine ma tipi aventi dimensioni molto più ridotte.

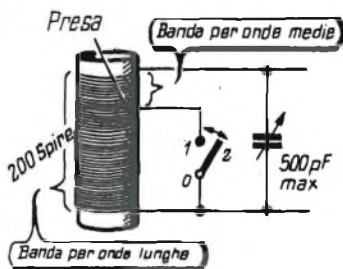


Se si vuole ricevere la gamma delle onde lunghe bisogna portare a 200 il numero delle spire.

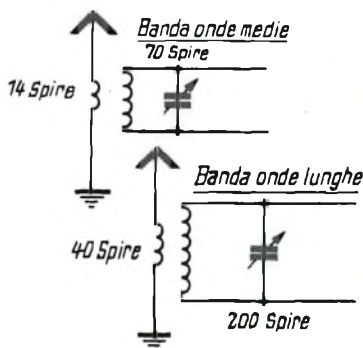


Se si desidera passare dalla ricezione di una data gamma a quella di un'altra gamma bisognerà impiegare un commutatore. Per la ricezione delle onde medie verrà collegata al condensatore variabile la bobina delle onde medie; quando invece si desidera ricevere le onde lunghe verrà collegata al condensatore la bobina delle onde lunghe.

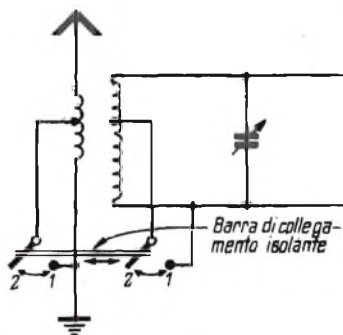




Lo stesso risultato può essere raggiunto usando una sola bobina avente il numero complessivo di spire necessario alla ricezione delle onde lunghe e cioè 200 spire. Quando si vuole ricevere la gamma delle onde medie non si fa altro che escludere dalla bobina mediante un corto circuito il numero di spire in più e cioè, 130.



Abbiamo detto in precedenza che per accopp. la tensione captata dall'antenna al circuito oscillante viene impiegata una bobinetta. Tale bobinetta in generale è formata con un numero di spire circa 5 volte inferiore a quello della bobina del circuito oscillante. Anche tale bobina deve poter essere commutata.



Di solito anche in questo caso si impiegano 2 commutatori che provvedono sia per la bobina di antenna sia per la bobina del circuito oscillante ad escludere un certo numero di spire quando si desidera ricevere la gamma delle onde medie.

GENOVA



VIA BORGORATTI 23/I/R
TEL. 316.888

TRASFORMATORI PER CIRCUITI A TRANSISTOR

L'organizzazione G.B.C., sempre sollecita nell'affiancare gli studi e le realizzazioni dei laboratori, dell'industria e di tutti i radiotecnici in genere, ha messo in vendita un componente in gamma completa di valori, di enorme utilità.

Si tratta di trasformatori miniatura d'alimentazione, studiati espressamente per i circuiti a transistor.

La sola enunciazione delle loro caratteristiche dimostra il largo interesse incontrato da questi trasformatori: di ingombro minimo e di alto rendimento, presentano un lieve scarto termico, una quantità trascurabile di flusso disperso e una bassa resistenza di avvolgimento.

Sono costruiti in quattro versioni per due classi di potenza e cioè: 0,5-1,2 VA, 50-55 VA secondo il loro impiego, che può essere rivolto all'alimentazione di circuiti per piccoli segnali oppure di potenza.

Oltre ai suddetti trasformatori di alimentazione, la G.B.C. presenta due nuovi trasformatori pilota per stadi amplificatori B.F. « SINGLE ENDED ».

TRASFORMATORE pilota

per circuiti « Single-Ended »

Uscite per circuito stampato.

Induttanza primario: 0,4 H

Induttanza secondario: 0,07 H

Resistenza primario: 28 Ω

Resistenza secondario: 9 Ω

Rapporto: 2,6 : 1

Dimensioni d'ingombro: 31 x 39 x 28,5

H/324

TRASFORMATORE pilota

per circuiti « Single-Ended ».

Uscite per circuito stampato.

Induttanza primario: 0,9 H

Induttanza secondario: 0,22 H

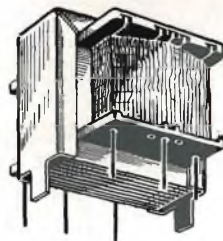
Resistenza primario: 160 Ω

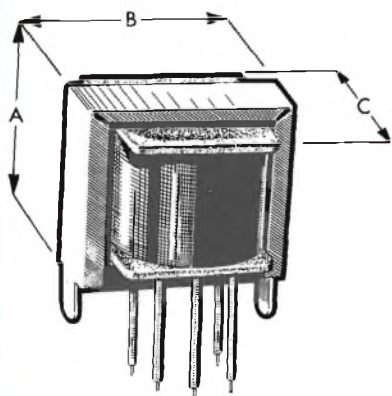
Resistenza secondario: 27 Ω

Rapporto: 2 : 1

Dimensioni d'ingombro: 27 x 34 x 26

H/324-1





Tipo	Dimensioni - mm		
	A	B	C
H/317	19	26	27
H/317-1	19	26	27
H/318	27	34	26
H/318-1	27	34	26

H/317

TRASFORMATORE d'alimentazione

miniatura

Potenza: 0,5 VA

Primario: 0-220 V

Secondario: 0-15 V

Rigidità dielettrica: 1500 V.D.C.

Rendimento: circa 75%

H/317-1

TRASFORMATORE d'alimentazione

miniatura

Potenza: 0,5 VA

Primario: 0-220 V

Secondario: 0-25 V

Rigidità dielettrica: 1500 V.D.C.

Rendimento: circa 75%

H/318

TRASFORMATORE d'alimentazione

miniatura

Potenza: 1,2 VA

Primario: 0-220 V

Secondario: 0-15 V

Rigidità dielettrica: 1500 V.D.C.

Rendimento: circa 75%

H/318-1

TRASFORMATORE d'alimentazione

miniatura

Potenza: 1,2 VA

Primario: 0-220 V

Secondario: 0-25 V

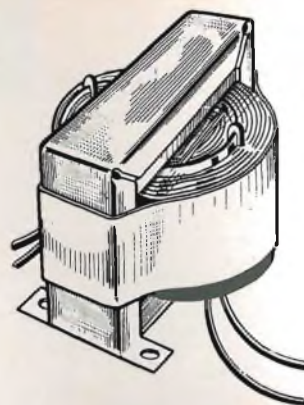
Rigidità dielettrica: 1500 V.D.C.

Rendimento: circa 75%

TRASFORMATORE d'alimentazione

Potenza:	50 VA
Primario:	0-125-160-220 V
Secondario:	0-25-27-29 V
Resistenza:	C.C. tot. 0,45 Ω
Corr. max. ammessa:	1,8 A
Fascia di rame	
Dimensioni:	78 x 86 x 68 mm
Fissaggio interasse:	46 x 76 mm

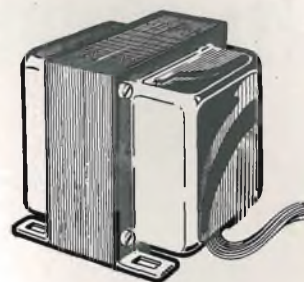
H/235



TRASFORMATORE d'alimentazione

Potenza:	55 VA
Primario:	0-125-160-220 V
Secondario a due combinazioni:	
	0-20 V
	C.C. 0-0,2 Ω
	corr. max. 2,8 A
	0 20 + 20 V
	C.C. 0 - 0,4 + 0,4 Ω (avvolg. bilanciato)
	corr. max. 1,4 A
Dimensioni:	85 x 98 x 90
Fissaggio interasse:	83 x 56

H/236



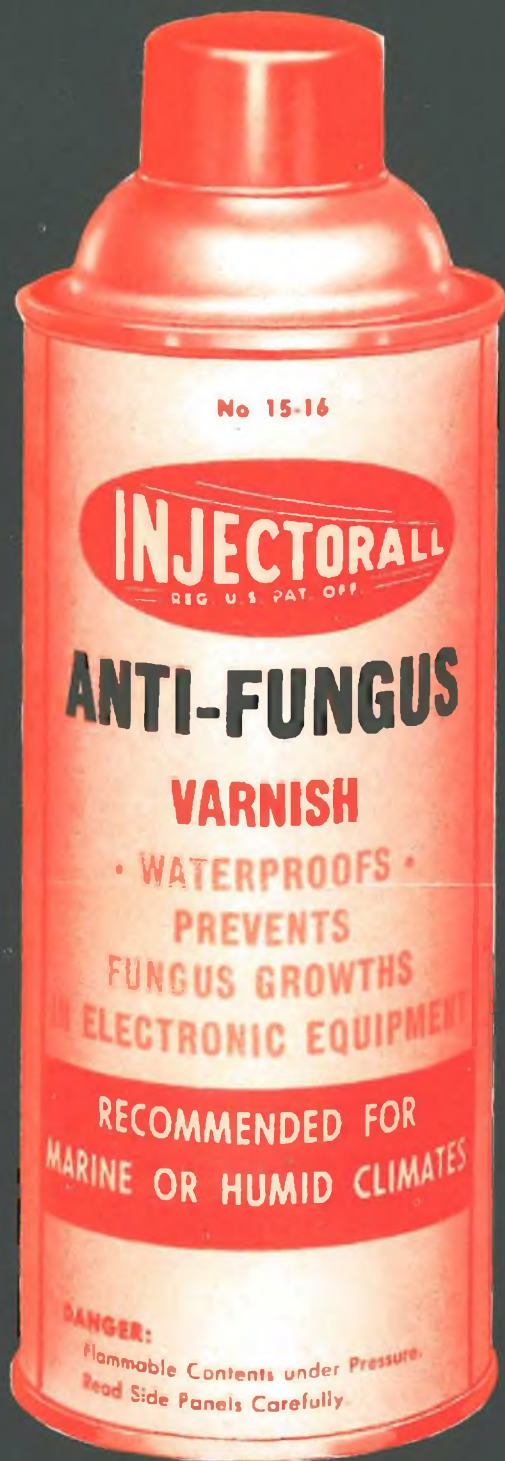
BENEMERENZA

Il Ministero della Pubblica Istruzione ha manifestato il suo plauso all'iniziativa della G.B.C. di Palermo, tesa a favorire gli alunni dell'Istituto Professionale di Stato per l'Industria e l'Artigianato di quella città.

La G.B.C. ha infatti destinato premi agli allievi migliori, intendendo con ciò incoraggiare alla perseveranza nello studio i più volenterosi e agevolare la formazione dei tecnici.

Oltre a consistenti somme di denaro, sono stati offerti abbonamenti alla nostra rivista e distribuite raccolte di annate.

Segnaliamo quest'opera benemerita che ha ottenuto, nel capoluogo siculo, vasta risonanza e vivissimi elogi.



Fluido antimuffa per impiego su apparecchiature elettroniche professionali.
Confezione da 16 once
n. G.B.C. L/876



**MILLIVOLTMETRO CA
AMPLIFICATORE RF
"EICO"
mod. 250**

REPERIBILE PRESSO TUTTE
LE SEDI DELLA G.B.C.

EICO

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE * FIVRE *



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Poliodi 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**

nuovi nastri magnetici Scotch in poliestere

**CON L'ALTA FEDELTA'
LA DURATA SENZA LIMITI**

Scotch[®]
magnetic tape

STANDARD

registrazioni di classe
professionale

102

Scotch[®]
magnetic tape

LUNGA DURATA

impiego universale
per registrazioni
monoaurali
e stereofoniche
su quattro piste

150

Scotch[®]
magnetic tape

DOPPIA DURATA

registrazioni di alta
qualità e lunghissima
durata ininterrotta su due
e quattro piste

200

Scotch[®]
magnetic tape

TRIPLA DURATA

ventiquattro ore
di registrazione continua

290