

SELEZIONE RADIO - TV

1

LIRE
500



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

gennaio / febbraio 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

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

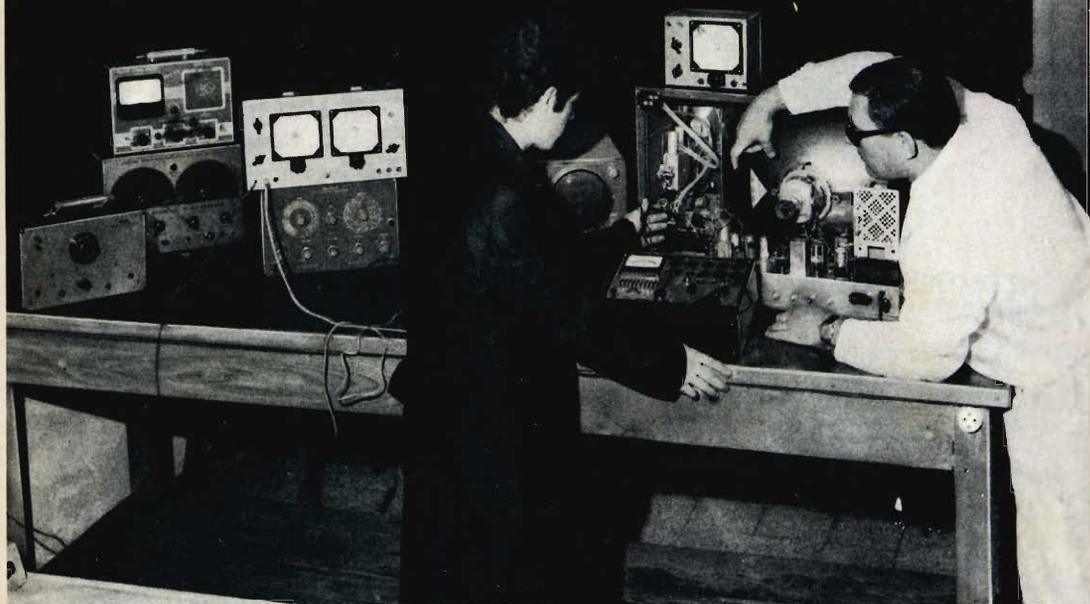
Tubi a raggi catodici per televisione

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



**FATEVI UNA POSIZIONE CON POCCHI MESI
DI FACILE STUDIO**

ISCRIVETEVI AI NOSTRI CORSI PER CORRISPONDENZA

STUDIATE A CASA CON ENORME RISPARMIO DI TEMPO E DI DENARO

LE ISCRIZIONI
SI ACCETTANO
IN QUALSIASI
PERIODO
DELL'ANNO

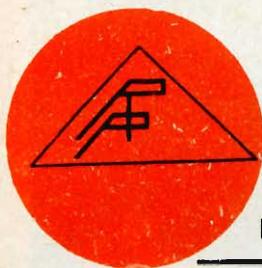
- CORSO DI RADIOTECNICA
PER CORRISPONDENZA
- CORSO DI TELEVISIONE
PER CORRISPONDENZA
COMPRENDE LA

TV A
COLORI

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

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

**SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI - RADIOTECNICA TV
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W4 - 20135 - Milano**



Errepi

ELECTRONIC

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

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

COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI
 E MANUALE D'ISTRUZIONE

OSCILLATORE MODULATO AM - FM 30

Generatore modulato in ampiezza, particolarmente destinato all'allineamento di ricevitori AM, ma che può essere utilmente impiegato per ricevitori FM e TV.

Campo di frequenza da 150 Kc. a 260 Mc in 7 gamme.

Gamma A 150 : 400 Kc. - Gamma B 400 : 1.200 Kc. - Gamma C 1,1 : 3,8 Mc. - Gamma D 3,5 : 12 Mc. - Gamma E 12 : 40 Mc. - Gamma F 40 : 130 Mc. - Gamma G 80 : 260 Mc. (armonica campo F.).

Tensione uscita: circa 0,1 V.
 (eccetto banda G).

Precisione taratura: $\pm 1\%$.

Modulazione interna: circa 1.000 Hz - profondità di modulazione: 30 %.

Modulazione esterna: a volontà.

Tensione uscita B.F.: circa 4 V.

Attenuatore d'uscita R.F.: regolabile con continuità, più due uscite X 1 e 100.

Valvole impiegate: 12BH7 e raddrizzatore al selenio.

Alimentazione: in C.A. 125/160/220 V

Dimensioni: mm. 250 x 170 x 90.

Peso: Kg 2,3.

Altre produzioni ERREPI:

ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°

ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto

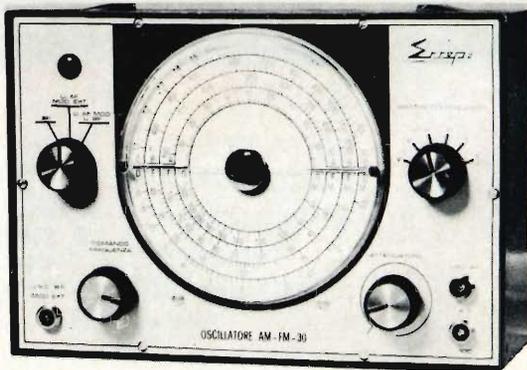
OSCILLATORE M. 30 AM/FM

SIGNAL LAUNCHER PER RADIO e TV

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



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



PREZZO NETTO L. 24.000

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ATES	117
BRITISH	123
CASSINELLI	49
CHINAGLIA	153
ERREPI	4
FACON	37
FIVRE	2 ^a copertina
GRIMALDI	3
HELLESENS	3 ^a copertina
HIRSCHMANN	166
LESA	61
PHILIPS	27-159
PRESTEL	187
RCF	99
SICTE	24
TELEFUNKEN	89
TORINO	128-129

TARIFE ESTERE

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

40W-Audio

push pull operation



Un nuovo pentodo audio
ad alta sensibilità ad elevata potenza
di uscita e bassa distorsione

Il nuovo pentodo di potenza BRIMAR EL 506 ha uno zoccolo magnoval studiato per amplificatori audio.

Due valvole di questo tipo in controfase danno un'uscita di 40 W con le seguenti caratteristiche:

1. Distorsione senza controreazione e con polarizzazione fissa dell'1,25%.
2. Corrente di filamento richiesta da ciascun pentodo = 0,8 A.
3. 30 Veff di eccitazione, grazie all'elevata sensibilità di potenza.

Queste caratteristiche interessano tutti i progetti di amplificatori HI-FI controeazionati ed i radioamatori per la costruzione di modulatori compatti con microfono a carbone.



TA3245

Per ulteriori dettagli tecnici,
scrivere a:

**Thorn-AEI Radio Valves
& Tubes Limited**

7 Soho Square, London W1.
Tel. GERrard 5233



Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66

20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.81.801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 1 Gennaio 1968

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.

20097 S. Donato Milanese

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

SODIP

Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 500
numero arretrato L. 1.000
Abbonamento annuo L. 5.000
per l'Estero L. 7.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano

mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 300, anche in francobolli.

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

SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

N. 1 GENNAIO 1968

S O M M A R I O

IN COPERTINA:

Particolare del laboratorio sperimentale Philips

- 7 Come si mette a punto il cinescopio per TVC?**
- 19 Televisore portatile da 11" con transistor al silicio**
- 33 Probabili guasti nei televisori - III parte**
- 39 Il diodo Zener nella stabilizzazione delle tensioni di accensione**
- 43 Due multivibratori**
- 47 Signal tracer**
- 59 L'inizio della telegrafia - VI parte**
- 62 Relè statici norbits 2**
- 67 Costruzione di un microfono elettrostatico**
- 79 Sorgenti di raggi infrarossi all'arseniuro di gallio**
- 83 Convertitore cc-cc da 7 kV per oscilloscopio**
- 95 Giradischi cambiadischi-automatico PE 72**
- 100 La scrivania dello zio**
- 102 Amplificatore stereo Beolab 5000**
- 107 Rassegna delle riviste estere**
- 113 Amplificatore 3 W cc-ca - UK 32**
- 118 I giganti nel mondo**
- 120 Video risate**
- 121 Relè elettronici senza contatti elettrici - II parte**
- 131 Equivalenze semiconduttori Philips**
- 137 Motorini passo-passo**
- 149 Accoppiamento degli altoparlanti agli amplificatori a transistor**
- 161 Radioamatori**
- 167 Cassette di resistenze e condensatori**
- 177 L'antifurto professionale - II parte**
- 189 I lettori ci scrivono**

COME SI METTE A PUNTO IL CINESCOPIO PER TVC

TELEVISIONE
A COLORI

In un precedente articolo abbiamo illustrato l'interessante processo tecnologico impiegato per la costruzione del cinescopio a maschera per televisione a colori. Nel presente ci limiteremo a riassumere brevemente le « regole d'oro » della sua messa in funzione, riservandoci di esaurire questo importante argomento in un'altra serie di articoli.

Queste note riguardano la messa a punto del cinescopio A63-11X che può considerarsi il cinescopio della televisione a colori europea. L'argomento riguardante la schermatura magnetica è stato già trattato esaurientemente nei numeri precedenti di questa rivista, per cui al presente ci limiteremo a riassumere i termini essenziali.

1 - SCHERMATURA MAGNETICA

Per ridurre al minimo l'influenza dei campi magnetici indesiderabili sulla direzione delle traiettorie dei tre raggi, il cinescopio A63-11X dovrà essere provvisto di uno schermo magnetico disposto sulla parte conica del cinescopio. Questo schermo magnetico renderà pressoché nullo l'effetto della componente assiale del campo magnetico terrestre. Tale componente, com'è noto, fa sentire maggiormente la sua influenza quando i raggi di elettroni vengono deflessi con angoli di 90°. Perché questo schermo magnetico possa

produrre una vera azione protettrice è necessario che sia completamente smagnetizzato come descritto nel paragrafo « Operazioni di messa a punto ».

2 - CENTRAGGIO DELL'IMMAGINE SULLO SCHERMO

Contrariamente al sistema usato nei televisori in bianco e nero, dove il centraggio dell'immagine si effettua mediante i cosiddetti magneti di centratura o centratore montati sull'unità di deflessione, nei televisori a colori **la presenza di tali magneti renderebbe nulli tutti gli accorgimenti adottati per ottenere la convergenza dei raggi**. La centratura dell'immagine dovrà essere quindi realizzata con mezzi elettrici, e cioè facendo circolare una corrente continua di appropriato valore attraverso ciascuna coppia delle bobine di deflessione. I valori di spostamento dell'immagine forniti nei dati tecnici sono validi solo nel caso in cui tutti i componenti risultino correttamente messi a punto.

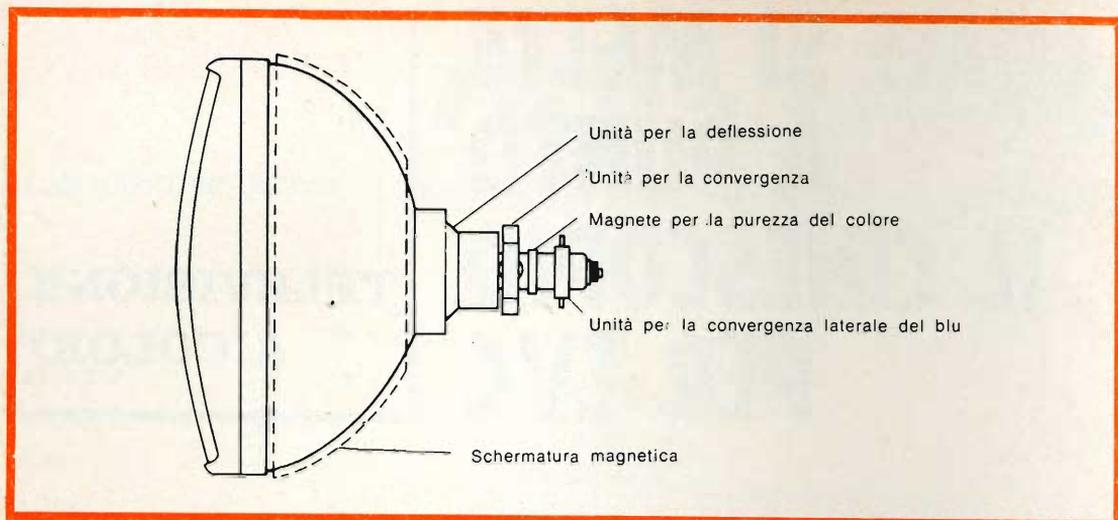


Fig. 1 - Disposizione sul collo del cinescopio A63-11X dei componenti per la deflessione e la convergenza dei raggi.

3 - POSIZIONE E FUNZIONI DEI COMPONENTI MONTATI SUL COLLO DEL CINESCOPIO

I componenti vengono disposti sul collo del cinescopio come indicato in fig. 1. Le funzioni principali dei vari componenti sono:

a) deflessione dei tre raggi su tutta la superficie dello schermo attuata mediante l'**unità di deflessione** (fig. 2);

b) convergenza dei tre raggi in ogni punto della maschera attuata mediante l'**unità di convergenza radiale** e l'**unità di convergenza laterale del blu** (figg. 3 e 4);

c) purezza di colore ottenuta mediante i **magneti per la purezza del colore e spostamento assiale dell'unità di deflessione** (fig. 5).



Fig. 2 - Unità di deflessione AT 1022/03 (Philips). L'insieme delle bobine di deflessione può essere spostato avanti e indietro per consentire la perfetta messa a punto della purezza dei colori.

3.1 - Convergenza

La convergenza statica, e cioè la convergenza dei tre raggi in un unico punto al centro della maschera è normalmente ottenuta mediante dei magneti **permanenti** incorporati nell'unità di convergenza « radiale » (1) e mediante il magnete per la convergenza **laterale del blu** (figg. 6 e 7). L'intensità del campo dei magneti permanenti accoppiati con le espansioni polari di ciascun cannone, deve poter essere variata in maniera da poter spostare ciascun raggio di $\pm 9,5$ mm **al centro dello schermo**. Il magnete per la convergenza

(1) Viene chiamata « radiale » poiché effettua lo spostamento dei raggi di elettroni nel senso del raggio del collo del cinescopio.

statica **laterale** del blu deve poter fornire un campo regolabile in intensità e polarità. Questo campo effettua uno **spostamento laterale del raggio del blu e contemporaneamente anche uno spostamento laterale (diretto in senso opposto a quello del blu), dei raggi del rosso e del verde** (fig. 7). Lo spostamento del raggio del blu in direzione opposta a quello dei raggi del rosso e del verde dev'esse di $\pm 6,5$ mm.

Questi quattro magneti **permanenti regolabili** (3 dell'unità di convergenza **radiale** + 1 dell'unità di convergenza laterale del blu) permettono di ottenere la convergenza **statica**, e cioè la convergenza dei tre raggi di elettroni **solo** nella zona centrale della maschera.

La convergenza dei tre raggi su **tutta** la superficie della maschera (convergenza dinamica) è realizzata dagli elettromagneti incorporati nella medesima unità (fig. 6).

La suddetta convergenza dinamica che, com'è noto, tende a spostare **radialmente** i raggi dei tre cannoni viene perfezionata dal concorso dell'unità di convergenza dinamica del blu che tende a spostare **lateralmente** il solo raggio del blu.

L'unità di convergenza **radiale** è formata essenzialmente da tre nuclei sui quali si trovano degli avvolgimenti (fig. 3 e 6). In « testa » a ciascun nucleo è posto un magnete permanente a disco che serve ad effettuare la convergenza statica. Negli avvolgimenti vengono fatte circolare delle correnti di forma tale da realizzare la convergenza dei tre raggi in ogni punto della maschera.

L'appropriata forma di queste correnti si ottiene « aggiungendo » una corrente con **andamento parabolico** ad una corrente con **andamento a dente di sega**. In ogni nucleo sono presenti due avvolgimenti separati: uno per effettuare la correzione **in senso orizzontale** del raggio del cannone sul quale si trova il nucleo e l'altro per effettuare la correzione **in senso verticale** del raggio dello stesso cannone. Sia la corrente a parabola che quella a dente di sega devono poter essere regolate in ampiezza.

L'unità per la convergenza laterale del

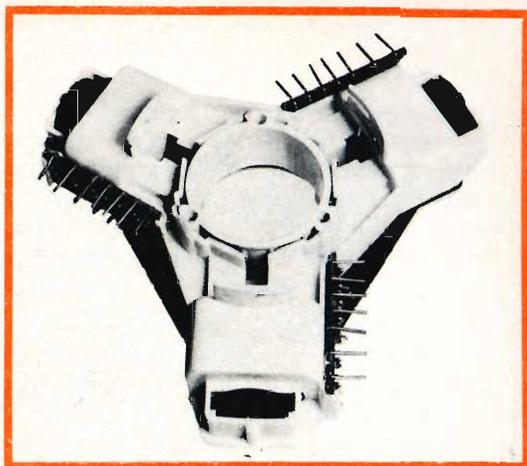


Fig. 3 - Unità di convergenza AT 1023/02 (Philips). Viene posta dopo l'unità di deflessione. Per la disposizione degli avvolgimenti per la convergenza dinamica a frequenza di riga e di quadro vedi fig. 6

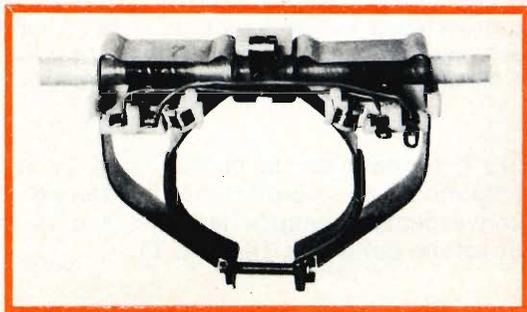


Fig. 4 - Unità per la convergenza laterale del blu AT 1025/05 (Philips).

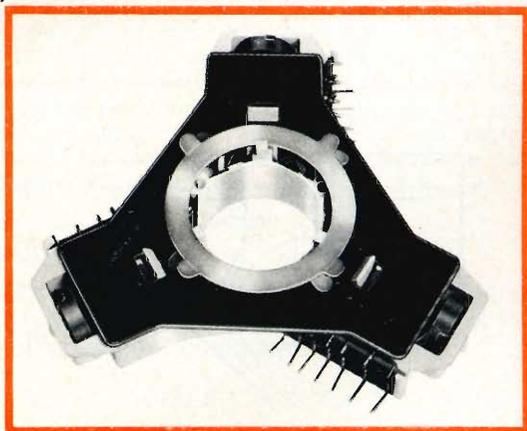


Fig. 5 - Unità per la convergenza AT 1023/02 vista dalla parte dove si trovano i magneti per la purezza del colore (in un cinescopio in bianco e nero questi magneti servono per il centraggio dell'immagine).

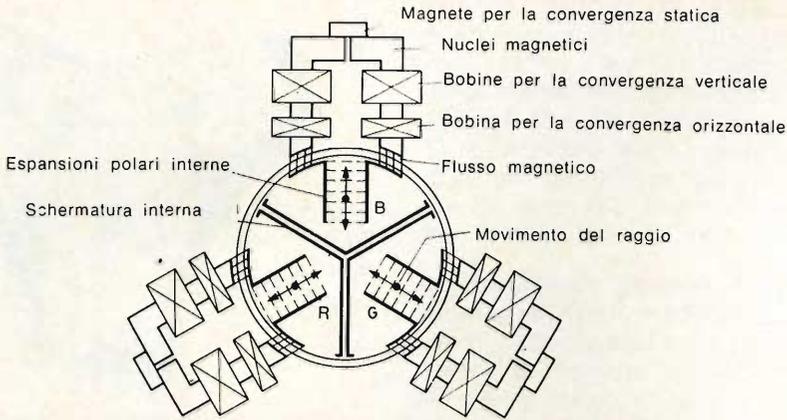


Fig. 6 - Illustrazione schematica dell'unità di convergenza e sua azione sui raggi di elettroni. Su ogni raggio si trova all'esterno del cinescopio un nucleo (in due pezzi) sul quale sono avvolte due serie di bobine. Una serie è percorsa da una corrente di forma speciale (parabolica + dente di sega) a frequenza di riga, l'altra serie è percorsa da una corrente della stessa forma ma a frequenza di quadro. Queste correnti agiscono mentre i raggi effettuano la scansione del quadro a differenza dei magneti per la convergenza statica, formati da nuclei di ferroxdure, posti in « testa » a ciascuna coppia dei precedenti elettromagnetici, i quali agiscono quando i raggi si trovano al centro dello schermo. È visibile la direzione (radiale) lungo la quale i precedenti campi riescono a spostare ciascun raggio di elettroni.

blu è formata da un nucleo e da un avvolgimento che permettono di ottenere la convergenza dinamica laterale, e cioè in direzione della riga (fig. 4 e 7).

3.2 - Purezza del colore

La purezza del colore si ottiene a) ruotando i magneti di correzione della purezza di colore e variando in senso assiale la

posizione dell'unità di deflessione (figure 5 e 8).

a) Magneti di correzione

I magneti di correzione sono necessari per annullare l'effetto dei campi magnetici estranei e del campo magnetico terrestre sulla direzione dei raggi di elettroni.

Servono inoltre per compensare le tol-



Fig. 7 - Illustrazione schematica del funzionamento dell'unità di convergenza laterale del blu. In alto abbiamo un nucleo in ferroxdure a forma di bastoncino che può essere ruotato in senso radiale. In questa maniera si regola l'influenza del campo magnetico sul raggio del blu. Questo raggio viene spostato lateralmente in maniera da andare ad incontrare i due raggi del rosso e del verde già coincidenti.

leranze di fabbricazione riguardanti il posizionamento dei cannoni elettronici. Tutti questi fattori possono infatti produrre impurezza di colore e cioè imperfetto « atterraggio dei raggi » di elettroni.

L'impurezza di colore si ha, com'è noto, quando il cannone, per esempio, del rosso non va a colpire solo il fosforo rosso ma colpisce **contemporaneamente** anche parte degli altri fosfori (fig. 9). Il magnete di correzione della purezza di colore deve fornire un campo magnetico regolabile in intensità e in direzione (fig. 8).

Esso, insieme all'esatta posizione dell'unità di deflessione lungo l'asse del collo del cinescopio, consente di ottenere una buona purezza di colore in qualsiasi punto dello schermo.

4 - PILOTAGGIO DEL CINESCOPIO A MASCHERA

Il pilotaggio di un cinescopio a maschera è più complesso di quello di un cinescopio bianco-nero. In questo paragrafo verranno illustrati alcuni concetti che saranno di aiuto per il calcolo delle tensioni di pilotaggio necessarie per un cinescopio per televisione a colori.

Per il dimensionamento delle tensioni di pilotaggio che devono essere fornite al cinescopio dagli stadi di uscita degli amplificatori rispettivamente **del segnale di luminanza** (V_Y) e dei **segnali differenza di colore** ($R - Y/V - Y/B - Y$), si tengano presenti i seguenti punti:

a) negli attuali sistemi di televisione a

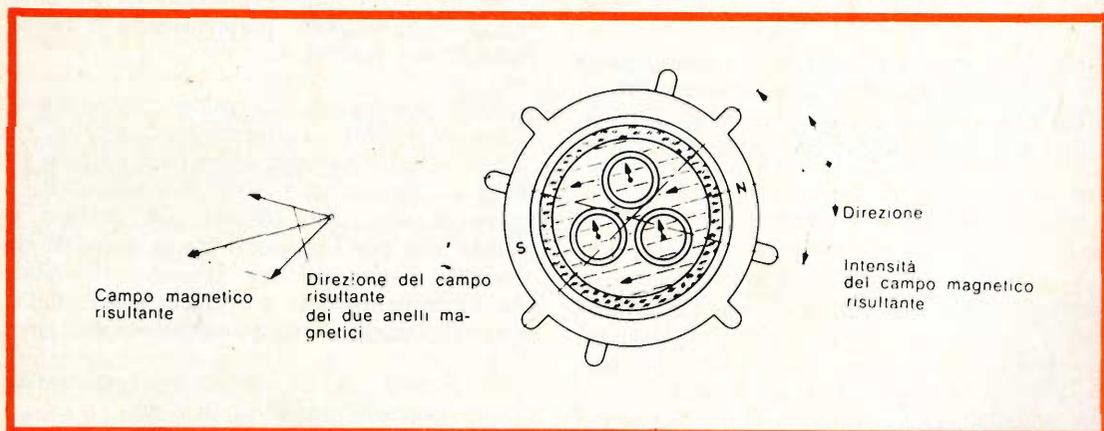


Fig. 8 - Effetto dei campi magnetici del regolatore della purezza del colore sui tre raggi di elettroni. Questa correzione influisce sul « punto di atterraggio dei raggi ». La condizione ideale si ha quando ciascun raggio « atterra » al centro del rispettivo punto di fosforo. Come indicato, i magneti per la correzione della purezza del colore sono formati da due anelli di lamierino leggermente magnetizzato spostabili l'uno sopra l'altro. Girando i due anelli in direzione opposta, si varia l'intensità del campo magnetico da essi prodotto e quindi l'entità dello spostamento dei tre raggi di elettroni. Girando tutti e due gli anelli nella stessa direzione si varia invece la **direzione** dello spostamento, il quale avviene sempre ad angolo retto rispetto alle linee di forza del campo.

b) Unità di deflessione

L'unità di deflessione deve poter essere spostata liberamente lungo il collo del cinescopio almeno di 13 mm a partire dalla sua posizione più avanzata. Il centro di deflessione può essere in questo modo spostato avanti e indietro fino ad ottenere che ciascun raggio di elettroni vada a colpire esattamente nel centro del rispettivo fosforo (fig. 9).

colori l'informazione di luminosità della scena trasmessa è data dal **segnale di luminanza** così composto:

$$Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B \quad (1)$$

L'informazione cromatica della scena è fornita, com'è noto, dal segnale di crominanza il quale rivelato mediante due demodulatori sincroni fornisce i segnali **differenza di colore** del rosso ($R - Y$) e del

blu (B — Y). Il terzo segnale differenza di colore del verde (V — Y) viene ricavato in un circuito matrice mediante una combinazione lineare di opportune frazioni dei due precedenti segnali (R — Y) e (B — Y).

Questi tre segnali differenza di colore combinati in un circuito matrice con il segnale di luminanza Y consentono di riottenere gli originali segnali rosso (R), verde (V) e blu (B), in cui era stata scomposta la scena della telecamera.

b) L'impiego del cinescopio come elemento di matrice per ricavare i segnali (R), (V) e (B) dai tre segnali differenza di colore e dal segnale di luminanza presenta considerevoli vantaggi. Questa matricizzazione si effettua applicando ai catodi il segnale di luminanza (Y) ed alle tre griglie controllo i segnali differenza di colore (R — Y) (V — Y) e (B — Y).

Si deve tener presente però che quando si « pilota di catodo » la pendenza del cinescopio diventa più elevata di quella che si ha con il pilotaggio di griglia. Ciò per il

fatto che quando si pilota di catodo risulta modulata anche la tensione presente sulla griglia schermo. Tra il sistema di pilotaggio di catodo e il sistema di pilotaggio di griglia non esiste quindi una relazione lineare, e ciò può produrre colori errati. Per compensare questi due effetti bisognerà assegnare alle tensioni di pilotaggio di griglia valori più elevati.

c) Per avere un raster bianco contrariamente a quanto dice la teoria dei colori è necessario che le correnti dei raggi rispettivamente del rosso, del verde e del blu abbiano valori differenti. **Ciò per il semplice fatto che i tre tipi di fosforo che danno questi colori non hanno un rendimento uguale.**

d) Bisognerà tener presente i valori di tolleranza dei seguenti parametri del cinescopio: **perveanza, penetrazione e rendimento dei fosfori.**

Una **perveanza** con valore nominale di 3,0 avrà i limiti di tolleranza compresi tra 2,6 e 3,1. La **penetrazione** può variare da 0,18 a 0,30 con un valore nominale di 0,29. **Il rendimento dei fosfori può variare in modo tale che i rapporti tra le correnti catodiche necessari per ottenere il « bianco » con coordinate $x = 0,281$ e $y = 0,311$ possono variare entro i seguenti valori:**

$I_R/I_V = 1,40$ con un valore minimo di 1,00 ed un massimo di 1,80.

$I_R/I_B = 1,50$ con un valore minimo di 1,00 ed un massimo di 2,00.

Servendosi dell'equazione del segnale di luminanza (1) è possibile calcolare la estensione dei valori che possono assumere i segnali differenza di colore.

Questi segnali raggiungono il loro massimo valore nel caso in cui i colori primari ed i relativi complementari debbano essere riprodotti con la massima brillantezza.

Questi valori sono riportati nella tabella che segue, e si riferiscono al caso in cui $Y = R = V = B = 1$ che, com'è noto, è la condizione che dà il massimo bianco. Questi valori sono considerati positivi se producono un aumento della corrente del raggio.

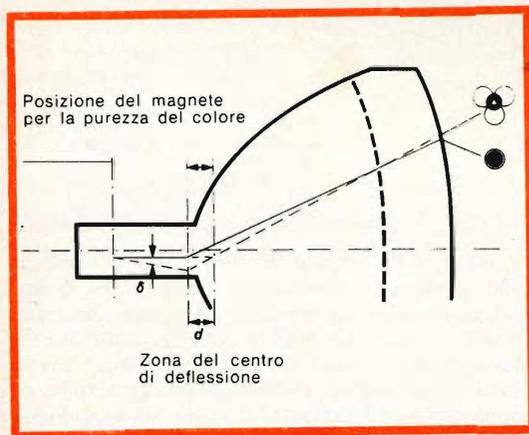


Fig. 9 - Traiettoria di un raggio di elettroni nel caso di mancanza di purezza di colore (linea tratteggiata) e nel caso di perfetta purezza di colore (linea a tratto pieno). La mancata purezza del colore può essere eliminata spostando opportunamente le bobine dell'unità di deflessione in maniera da trovare un punto della zona del centro di deflessione (d) che corrisponda al punto in cui erano state poste le sorgenti di luce ultravioletta al momento di deposizione dei tre « fosfori ». Questa correzione viene completata dalla regolazione dei magneti per la purezza del colore per mezzo dei quali i raggi possono subire una deviazione correttiva indicata dall'angolo (δ).

TABELLA II

Valori dei segnali dei colori primari, del segnale di luminanza e dei segnali differenza di colore, per i colori primari e i relativi complementari.

Colore	R	V	B	Y	R - Y	V - Y	B - Y
Rosso	1	0	0	0,3	0,7	-0,3	-0,3
Verde	0	1	0	0,59	-0,59	0,41	-0,59
Blu	0	0	1	0,11	-0,11	-0,11	0,89
Ciano	0	1	1	0,7	-0,7	0,3	0,3
Magenta	1	0	1	0,41	0,59	-0,41	0,59
Giallo	1	1	0	0,89	0,11	0,11	-0,89

Segnale	Minimo	Massimo	Escursione complessiva
R - Y	-0,7	0,7	1,4
V - Y	-0,41	0,41	0,82
B - Y	-0,89	0,89	1,78

In pratica il valore di saturazione dei colori normali è inferiore a quello dei colori primari considerati qui sopra. I valori da assegnare ai segnali differenza di colore potranno quindi essere più bassi di quelli indicati.

Il secondo fattore (menzionato in b), che determina l'ampiezza dei segnali differenza di colore, è la correzione che si deve introdurre per compensare il differente valore di pendenza riscontrato tra il pilotaggio di catodo e il pilotaggio di griglia. Nel caso di pilotaggio di griglia, la relazione tra tensione di pilotaggio (V_{dr}) e corrente del raggio (I_a) è data all'incirca da:

$$I_a = k \frac{V_{dr}^3}{V_{co}^{3/2}} \quad (2)$$

dove V_{co} è la tensione d'interdizione per pilotaggio di griglia.

Per il pilotaggio di catodo, questa relazione diventa:

$$I_a = k \frac{(1 + D)^3 V_{dr}^3}{V_{co}^{3/2}} \quad (3)$$

$$\left\{ 1 + D \frac{V_{dr}}{V_{co}} \right\}^{3/2} (V_{co})^{3/2}$$

dove D è il fattore di penetrazione.

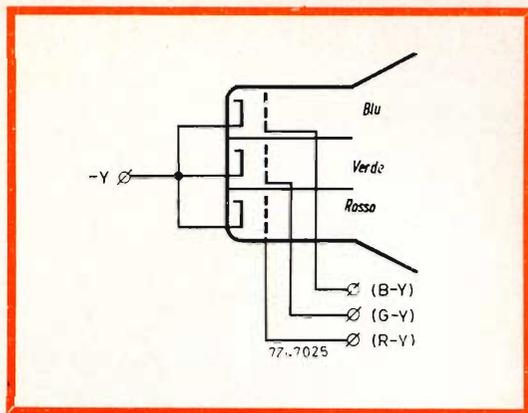


Fig. 10 - In questo caso il cinescopio « fa da matrice », e cioè mediante applicazione dei segnali differenza di colore alle tre rispettive griglie e del segnale di luminanza (con polarità negativa) al catodo, consente di pilotare i tre raggi di elettroni come se alle griglie fossero stati applicati i segnali dei colori primari (R) (V) e (B).

Queste due relazioni indicano che nei due sistemi di pilotaggio oltre alla mancanza di linearità si riscontra anche una differenza di sensibilità. Poiché in pratica si può realizzare solo un rapporto costante tra il pilotaggio di catodo e il pilotaggio di griglia, bisognerà trovare un compromesso che consenta di ottenere una resa dei colori più fedele possibile. Si è trovato in pratica che i migliori risultati si ottengono quando il segnale applicato alla griglia controllo di un cinescopio con valori nominali, è superiore nella misura del 20% al segnale applicato al relativo catodo.

Per ciò che riguarda il punto c), (differenza nel rendimento dei fosfori), si hanno i seguenti dati:

In un cinescopio con valori nominali, per produrre un bianco di coordinate C.I.E. $x = 0,281$ ed $y = 0,311$, la percentuale della corrente anodica complessiva fornita da ciascun cannone sarà:

- $I_R = 42\%$
- $I_V = 30\%$
- $I_B = 28\%$

Per ciò che riguarda le dispersioni delle caratteristiche del cinescopio menzionate in d), si può dire quanto segue:

La dispersione nel fattore di penetra-

5 - CORREZIONE DELLA FORMA DEL RASTER

Si è riscontrato che in un cinescopio a colori con angolo di deflessione di 90° , la combinazione **cinescopio-unità di deflessione** può dare una convergenza e un « registro » uguali a quelli che si riscontrano in un cinescopio con angolo di deflessione di 70° . Questa stessa combinazione non è però in grado di dare **quella rettangolarità del raster** che si riscontrava nel vecchio cinescopio con angolo di deflessione di 70° . Se non si prenderanno quindi opportuni rimedi avremo nel cinescopio a 90° una inaccettabile distorsione a cuscino della forma del raster (fig. 12).

Nei televisori in bianco e nero, la distorsione a cuscino viene corretta mediante dei magnetini sistemati opportunamente sull'unità di deflessione. Questo sistema di correzione non può essere adottato in un televisore a colori dato che in questa maniera si verrebbe a compromettere la purezza dei colori e la convergenza dei tre raggi. Si potrà quindi introdurre solo una correzione « elettrica » del raster. Questa correzione si otterrà aggiungendo alle normali correnti di deflessione altre correnti di forma opportuna (fig. 13). In pratica queste correnti di forma opportuna vengono ottenute con un circuito munito di trasduttore.

6 - MESSA A PUNTO DELLA CONVERGENZA E DELLA PUREZZA DEI COLORI

Il sistema di messa a punto che esponiamo serve per ottenere:

- a) la purezza dei colori;
- b) la convergenza dei tre raggi su tutta la superficie della maschera;
- c) un buon « tracking » della scala dei grigi.

Per prima cosa ci si dovrà accertare che **i tre raggi siano messi a fuoco**. La tensione di focalizzazione per tutti e tre i cannoni si regola attraverso il piedino comune di focalizzazione n. 9 dello zoccolo.

Prima di incominciare le operazioni di messa a punto ci si dovrà accertare che il

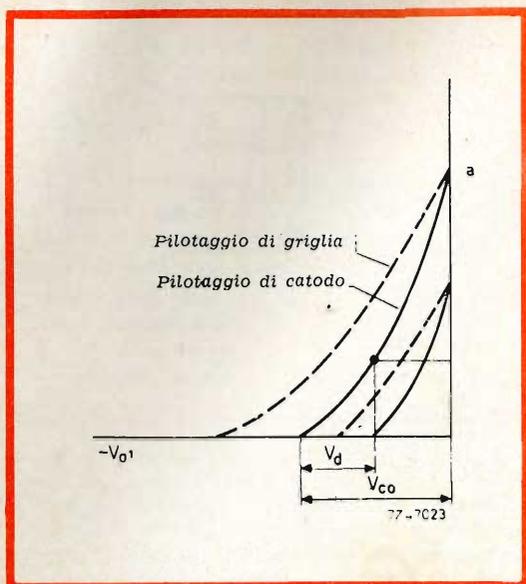


Fig. 11 - Variazione della pendenza nelle curve caratteristiche nel caso di pilotaggio di catodo e nel caso di pilotaggio di griglia.

zione in pratica può identificarsi nella dispersione di V_{co} che può essere compensata, se è necessario, in un dato circuito mediante regolazione di V_{g2} .

Per ciò che riguarda le dispersioni del **rendimento dei fosfori** si deve tener presente che nel dimensionamento delle tensioni di pilotaggio richieste, il punto di partenza è la corrente del cannone del rosso, in quanto questo cannone è quello che, per un dato valore di luminosità, richiede il massimo valore di corrente. Nel peggior caso si avrà:

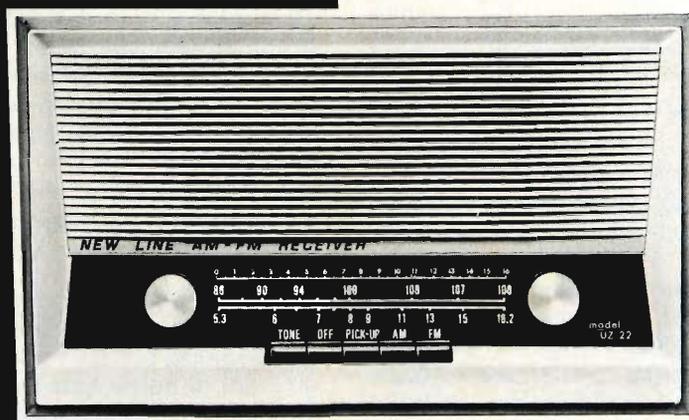
$$I_R/I_V = 1,8 \text{ e } I_R/I_B = 2,0$$

Questi sono i valori che devono essere usati per calcolare la corrente di picco per il cannone rosso.

Per ciò che riguarda la **dispersione nel fattore di perveanza** si deve tener presente che, in base alla curva $I_a = f(V_{dr})$ per il pilotaggio di catodo, la compensazione di questo tipo di dispersione si ha quando lo stadio d'uscita del canale di luminanza è in grado di produrre circa 6 V di pilotaggio in più rispetto al valore di picco della tensione di pilotaggio del cannone del rosso.

HIGHKIT
SM / 416

La descrizione
di questo modello
è stata pubblicata
sul n. 1/1967



RICEVITORE AM FM-UZ 22

È REPERIBILE PRESSO
TUTTE LE SEDI G.B.C.

HIGHKIT

DATI TECNICI

FM

Gamma di frequenza: 86 ÷ 105 MHz

Sensibilità: 10 μ V

Impedenza d'antenna: 300 Ω

Banda passante MF: 180 kHz

Selettività (per $\Delta F = 300$ kHz): 30 dB

Deenfasi: 50 μ s

AM

Gamma di frequenza: 530 ÷ 1.620 kHz

Sensibilità: 150 μ V

Banda passante MF: 10 kHz

COMANDI

Pulsanti: Tono - Interruttore - Fono - AM - FM

Potenzimetro: guadagno BF

Sintonia: con occhio magico

Ingresso: per pick-up

Uscite: multiplex per decoder

Potenza d'uscita: 2,5 W

Altoparlante: ellittico (100 x 150 mm)

Valvole: 6 valvole + 1 diodo al silicio

Alimentazione: 110 ÷ 220 V; 50 ÷ 60 Hz

Mobile in legno e frontale in materia plastica

Dimensioni: 215 x 365 x 175 mm

Peso: 4,7 kg

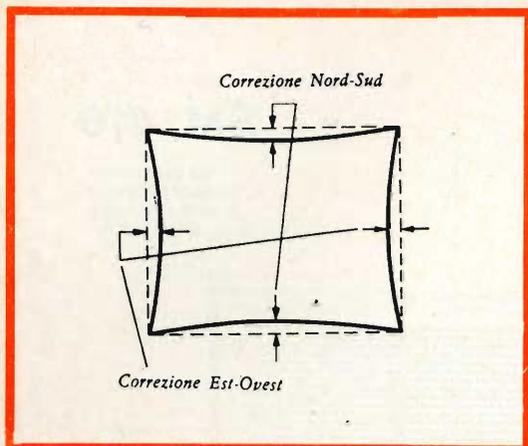


Fig. 12 - Tipica deformazione a cuscino del raster.

cinescopio sia **completamente smagnetizzato**. Questa operazione tende ad eliminare zone dello schermo affette da impurezze di colore prodotte da un'eventuale magnetizzazione dello schermo e delle parti interne del cinescopio. La smagnetizzazione dello schermo tende inoltre a ridurre a zero anche l'influenza del campo magnetico terrestre.

Il primo sistema di smagnetizzazione consisteva in una bobina alimentata dalla tensione di rete di 220 V_{eff} e formata da 800 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,7 mm. Il diametro esterno era di circa 300 mm. La bobina doveva essere spostata in modo che tutto lo schermo risultasse immerso nel campo generato da essa. Dopo circa 10 secondi, si allontanava questa bobina dallo schermo portandola fino ad una distanza di circa 2 metri e togliendo successivamente la tensione della rete. Questo sistema di smagnetizzazione non viene più usato, ed è sostituito da sistemi di smagnetizzazione automatici. In base a questi sistemi, la bobina di smagnetizzazione viene incorporata nel ricevitore stesso, essendo inserita nell'intercapedine esistente tra il cono del cinescopio e lo schermo magnetico che lo ricopre. L'operazione di smagnetizzazione viene effettuata ogni qualvolta si mette in funzione il ricevitore, automaticamente senza che il telespettatore debba fare particolari operazioni.

Prima che nell'unità di deflessione vengano applicate le correnti di deflessione e

prima che venga inserita l'EAT, si provvederà ad applicare ai cannoni elettronici la massima tensione negativa di polarizzazione.

Iniziata la deflessione e formata l'EAT, si aumenteranno gradualmente le correnti dei raggi in modo da evitare in caso di difetti circuitali eventuali danneggiamenti dello schermo del cinescopio. La regolazione preliminare della focalizzazione, delle dimensioni del raster, della linearità e della centratura dell'immagine potrà essere effettuata previa applicazione di un segnale di controllo (monoscopio o barre di colore).

7 - PUREZZA DI COLORE E CONVERGENZA STATICA

La normale sequenza delle operazioni prevede **per prima la messa a punto della convergenza statica** indi la regolazione dei magneti di correzione della purezza di colore ed infine il posizionamento dell'unità di deflessione sul collo del cinescopio. Eseguite queste operazioni preliminari si può iniziare la messa a punto della convergenza dinamica.

a) Messa a punto della convergenza statica

Mantenendo al minimo le tensioni per la convergenza dinamica si fanno convergere i raggi rispettivamente **del rosso e del verde** agendo sui magneti incorporati sulla unità di convergenza radiale. La convergenza è corretta quando al centro dello schermo si ottengono **dei punti gialli**. Prima di agire sui magneti per la convergenza laterale del blu si porta il raggio del blu sulla stessa orizzontale dei punti gialli azionando il magnete della convergenza **radiale**. Fatta questa operazione, **si fa convergere il raggio del blu fino ad ottenere dei punti bianchi al centro dello schermo**.

b) Regolazione della purezza di colore

La regolazione della purezza del colore viene effettuata su un raster « rosso ». Dovranno pertanto essere « bloccati » i cannoni del verde e del blu.

Il cannone del rosso richiede, com'è noto, una corrente del raggio molto intensa per cui un'eventuale mancanza di alli-

neamento **cannone rosso-punto di fosforo rosso** potrà più facilmente essere messa in evidenza da un'eventuale eccitazione dei punti di fosforo blu e verde.

Prima di agire sui magneti per la purezza del colore si dovrà allontanare il più possibile dal cono del cinescopio la unità di deflessione senza però che questa vada a toccare l'unità di convergenza radiale. A questo punto si cercherà di ottenere al centro dello schermo un rosso più puro possibile agendo sui magneti di correzione. Successivamente si farà avanzare l'unità di deflessione verso il cono del cinescopio fino ad ottenere un rosso puro su tutta la superficie dello schermo.

Si ritocca nuovamente il magnete in modo da ottenere la massima purezza del rosso. Si controlla quindi la purezza di colore dei raster verde e blu e se è necessario si ripete da capo la messa a punto.

c) Messa a punto della convergenza dinamica

Per la messa a punto della convergenza dinamica si consiglia di usare un segnale di controllo che faccia apparire sullo schermo del cinescopio delle linee orizzontali e verticali molto luminose oppure un'immagine a puntini luminosi (spot-raster). È consigliabile mettere a punto dapprima la convergenza in senso verticale (alla frequenza di quadro) e successivamente quella in senso orizzontale (a frequenza di riga).

Per prima cosa ci si deve assicurare che sia verificata la convergenza dei tre raggi al centro dello schermo (**convergenza statica**). Durante le operazioni di messa a punto della convergenza dinamica può darsi che si renda necessario un ritocco della convergenza statica.

Una sequenza che dà buoni risultati è quella di regolare dapprima i comandi di convergenza del rosso e del verde in modo che i rispettivi raster si ricoprano riproducendo un unico raster con righe gialle oppure dei puntini gialli nel caso si sia usato un raster a puntini. Il cannone del blu durante questa operazione viene bloccato. Successivamente si inserisce il raster del blu e si regola la rispettiva convergenza fino a che « sovrapponendosi » ai

precedenti raster rosso e verde non dia un unico raster con righe o puntini bianchi.

Per la regolazione della convergenza a frequenza di quadro si dovrà prendere come punto di riferimento l'asse verticale al centro dello schermo, mentre per la regolazione a frequenza di riga si dovrà prendere come base la convergenza lungo l'asse orizzontale passante per il centro dello schermo. Durante questa ultima operazione di messa a punto viene regolata anche la convergenza dinamica laterale del raggio del blu.

Le correnti per la convergenza dinamica (ad eccezione di quella per la convergenza laterale del raggio del blu) sono formate da due componenti, una parabolica ed una a dente di sega. Ciascuna componente ha le sue regolazioni. Per ottenere una convergenza corretta queste due regolazioni devono essere effettuate contemporaneamente. Le regolazioni delle correnti paraboliche (« ampiezza ») vengono impiegate per rendere la configurazione delle estremità degli assi dell'immagine uguali a quella del centro, mentre le rego-

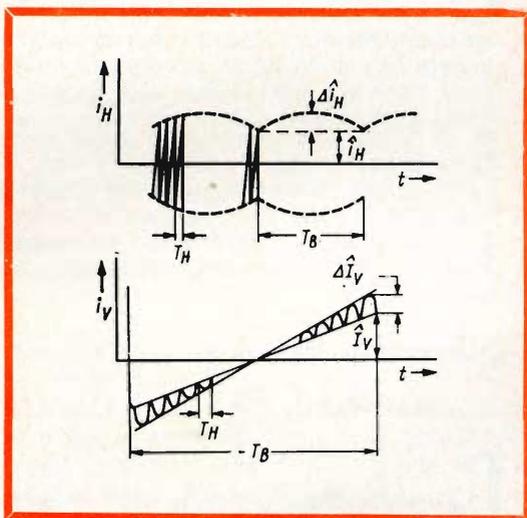


Fig. 13 - Andamento della corrente di deflessione orizzontale i_H e andamento della corrente di deflessione verticale necessari per la correzione della distorsione a cuscino. L'ampiezza della corrente di deflessione orizzontale deve variare con andamento parabolico alla frequenza di un semiquadro (T_B). La corrente di deflessione verticale deve anch'essa variare con andamento a parabola (ciascuna parabola deve durare per un periodo di una riga (T_H)).

lazioni della corrente a dente di sega (fase o « tilt ») servono per rendere uguali il più possibile tra loro le due estremità degli assi stessi. Ripetendo queste regolazioni, le linee dei vari colori diventeranno parallele tra loro. Successivamente mediante i magneti per la convergenza statica queste linee o puntini verranno fatti coincidere fino ad ottenere linee o puntini bianchi.

Ottenuta la convergenza sugli assi, gli errori agli angoli dell'immagine non dovranno superare i 2 mm. Se ciò non si verifica, per migliorare la convergenza negli angoli si possono tentare dei leggeri ritocchi dei comandi. terminate le operazioni della messa a punto della convergenza si dovrà ricontrollare la purezza di colore e eventualmente correggerla con il magnete di correzione.

d) Regolazione della scala dei grigi

Questa messa a punto va effettuata per ultima e la sequenza delle regolazioni dipenderà dal tipo di circuito impiegato nel ricevitore.

1. Si regolino le tensioni di interdizione in modo che l'immagine sia appena visibile.
2. Aumentare la luminosità. Regolare i comandi in modo da ottenere il bianco.
3. Ridurre la luminosità in modo che l'immagine sia appena visibile. Regolare di nuovo le tensioni d'interdizione (o le tensioni delle griglie schermo) per riottenere lo stesso bianco del punto 2.
4. Ripetere le operazioni 2 e 3 fintantoché il passaggio dal nero al bianco attraverso tutta la scala dei grigi avvenga apparizione di colori spuri.

LODOVICO CASCIANINI

Una accurata indagine sulla diffusione della radio nei cinque continenti si è conclusa recentemente fornendo dati di notevole interesse. Questi i risultati, distinti per continente (il numero degli apparecchi radio-riceventi è calcolato per ogni cento famiglie) al 31 dicembre 1966: U.S.A. 435; Europa Occidentale 133; America Latina 75; Africa 30; Asia 25 (per il solo Giappone la percentuale sale a 146). Ecco invece la situazione nei Paesi europei: Svezia 195; Inghilterra 177; Germania 162; Olanda 156; Svizzera 153; Austria 147; Norvegia 146; Belgio e Francia 135; Finlandia 131; Danimarca 128; Irlanda 119; Italia 97; Spagna 95; Grecia 89; Portogallo 72; Turchia 37. Ed ecco il numero delle radio funzionanti registrate alla fine del 1966: U.S.A. 265 milioni; Europa Occidentale 144 milioni; Asia 50 milioni; America Latina 35 milioni; Africa 15 milioni.

L'inaugurazione ufficiale delle trasmissioni a colori in Olanda è coincisa con la quindicesima edizione della mostra dell'elettronica Firato '67 tenutasi nella sede della RAI di Amsterdam. La ripresa della cerimonia di inaugurazione della mostra è stata fatta e trasmessa in tutte le nazioni sia a colori che in bianco e nero. I programmi hanno contemplato la trasmissione di film e di alcuni programmi serali a colori. Alla chiusura della mostra, il 2 ottobre, è iniziato in Olanda l'anno della televisione a colori sperimentale, con una media di sei ore di trasmissione la settimana, suddivise tra le due emittenti già esistenti. La durata delle trasmissioni raggiungerà gradualmente, entro il 1970, le 22 ore settimanali.

TELEVISORE PORTATILE DA 11" EQUIPAGGIATO CON TRANSISTOR AL SILICIO*

TELEVISIONE
IN BIANCO
E NERO

È descritto in questo articolo un televisore transistorizzato che impiega un cinescopio da 11" - 90° tipo A28-13 W, 25 transistor (ad esclusione dei selettori di canali VHF ed UHF), 16 diodi ed un ponte rettificatore per l'alimentazione. Il televisore può essere alimentato o dalla rete in c.a. o mediante una batteria da 12 V.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO DEL TELEVISORE

1. Selettore UHF

È stato impiegato un selettore tipo 3119.108.51371 equipaggiato con due transistor AF 139: un transistor è l'amplificatore a radio frequenza a base comune che può essere controllato dal C.A.G., l'altro è l'oscillatore-convertitore. Un condensatore variabile a quattro sezioni sintonizza le linee risonanti in $\lambda/4$.

2. Selettore VHF

È stato impiegato un selettore sperimentale equipaggiato con un transistor AF 180 (amplificatore a radio frequenza a base comune controllato dal C.A.G.) e due transistor AF 178, uno come oscillatore e l'altro come convertitore.

* Questo articolo è basato su un rapporto di laboratorio di F. Dapiran e M. Mengarelli del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE) della Philips S.p.A.

La commutazione VHF-UHF avviene a mezzo di un diodo OA 95, il quale durante la ricezione UHF viene polarizzato nel senso della conduzione e permette pertanto al segnale, uscente dal selettore UHF, di raggiungere l'emettitore del transistor convertitore del VHF che in questo caso funziona come ulteriore amplificatore a frequenza intermedia.

3. Amplificatore di media frequenza

L'amplificatore a F.I. è composto da tre transistor planari al silicio: un BF 167 (Tr_7) controllato dal C.A.G. e due BF 173 ($Tr_{8,9}$). Le correnti di collettore sono rispettivamente 3,5 mA per il Tr_7 , 7 mA per Tr_8 e 8 mA per Tr_9 .

Dal circuito di emettitore di Tr_7 viene prelevato il pilotaggio per i selettori (vedi C.A.G.). I circuiti accordati sono costituiti da filtri di banda sincroni muniti di partitore capacitivo per l'adattamento alla base del transistor seguente. Gli stadi non sono neutralizzati essendo la capacità di

reazione dei transistor impiegati estremamente ridotta.

All'ingresso dell'amplificatore F.I. ci sono due circuiti trappola uno per la portante suono e l'altro per la portante suono del canale adiacente (47,4 MHz). L'accoppiamento con il sintonizzatore VHF è del tipo capacitivo di corrente.

Lo stadio rivelatore permette di ottenere una uscita di 4,5 V_{pp} con una compressione dei sincronismi del 30 %.

Il circuito accordato che precede il diodo rivelatore (D_3) è pure un filtro di banda con accoppiamento induttivo ottenuto con due avvolgimenti ad accoppiamento unitario collegati rispettivamente sul lato freddo del primario e del secondario. Tale tipo di accoppiamento consente di ridurre l'irradiazione di armoniche, generate dal rivelatore, attraverso il collettore di Tr_9 .

Inoltre è stato impiegato dopo il diodo rivelatore un filtro del tipo passa basso allo scopo di ridurre il residuo della frequenza intermedia e delle sue armoniche presente nel carico del rivelatore, che per il basso valore della capacità di filtro (10 pF), non viene sufficientemente attenuato.

L'induttanza L_{17} è di circa 60 μH con bassa capacità distribuita e con un elevato fattore di merito.

4. Amplificatore intercarrier

È composto da due transistor al silicio tipo BF 194 ($Tr_{1,2}$) e due diodi AA 119 ($D_{1,2}$). Ambedue i transistor hanno una corrente di collettore di 3 mA ed una tensione emettitore-collettore molto bassa per consentire una buona limitazione di ampiezza. Due resistenze di basso valore sui collettori dei due transistor impediscono la formazione di oscillazioni parassite quando i transistor funzionano in zona di saturazione. Il filtro di banda all'ingresso è collegato con una piccola capacità al carico del rivelatore video. Un circuito singolo è il carico del collettore di Tr_1 .

Il discriminatore è del tipo a rapporto asimmetrico.

Una resistenza regolabile (R_{14}) permette di ottimizzare la reazione alla modulazione di ampiezza.

5. Amplificatore di bassa frequenza

È composto da quattro transistor e cioè:

- Tr_3 AC 127 preamplificatore
- Tr_4 AC 128 pilota
- Tr_5 e Tr_6 AC 127 e 128 stadio finale «single ended» a simmetria complementare.

Gli stadi sono accoppiati fra loro in corrente continua. Il carico è costituito da un altoparlante con 15 Ω di impedenza.

6. Amplificatore video

L'amplificatore video è costituito da un transistor pilota Tr_{10} (BF 194) e da un transistor finale Tr_{11} (BF 177). Alla normale rete di polarizzazione, posta nel circuito di base di Tr_{10} , costituita dalle resistenze R_{43} ed R_{44} , si è aggiunta la resistenza R_{46} che ha scopo di fornire la corrente di base di riposo a Tr_{10} onde evitare che questa, attraversando la R_{45} , polarizzi inversamente il diodo rivelatore con conseguente distorsione dell'informazione video.

Il comando di contrasto è realizzato con una rete a ponte nel circuito di base del transistor finale, la quale permette di mantenere costante il livello del nero. In tale rete di potenziale nel nodo delle resistenze R_{52} ed R_{51} , coincidente con quello del livello del nero presente nell'emettitore del pilota, e la soglia per il controllo automatico di guadagno sono derivati da un unico partitore di tensione; cosicchè variando la soglia del C.A.G., e quindi il livello del nero sull'emettitore del pilota, varia anche il suddetto potenziale tra R_{52} ed R_{51} permettendo il corretto funzionamento del comando di contrasto anche per notevoli variazioni in ampiezza del segnale rivelato.

L'attenuazione della frequenza intercarrier all'uscita dell'amplificatore è ottenuta mediante il circuito risonante parallelo L_{18} e C_{57} . La presenza di tale frequenza sul segnale video da inviare al separatore di sincronismi è stata ridotta mediante il condensatore C_{55} e la bobina L_{20} presenti nel circuito di collettore di Tr_{10} .

La resistenza R_{55} e gli scaricatori Sc_1 ed

Sc_2 hanno funzione di protezione contro eventuali scariche del cinescopio. La resistenza R_{55} deve essere di grosse dimensioni fisiche onde resistere meglio ad alti picchi di tensione. La curva di risposta dell'amplificatore video nella condizione di massimo contrasto è riportata in fig. 1; tale curva è praticamente coincidente con quella nelle condizioni di minimo e medio contrasto. Queste curve sono state misurate sconnettendo il catodo dal diodo rivelatore e applicando tra l'estremo superiore di C_{50} e massa, attraverso 10000 pF, un generatore di impedenza interna di 2700 Ω .

La tensione di uscita è stata prelevata dal catodo del cinescopio con una sonda avente 2 pF di capacità di ingresso.

7. Controllo automatico di guadagno

Il circuito per il controllo automatico di guadagno è del tipo « gated ». Per tale circuito è stato impiegato il transistor Tr_{13} (AC 126) sulla cui base sono inviati gli impulsi di sincronismo prelevati dall'emettitore di Tr_{10} e sul cui collettore, attraverso il diodo D_5 (OA 85), sono applicati gli impulsi di ritorno di riga provenienti dal trasformatore AT 2042. Il diodo D_5 deve avere una bassa corrente di « storage » onde non provocare disturbi nel segnale video da inviare al separatore di sincronismi. La tensione che si sviluppa ai capi del condensatore C_{63} , dopo essere stata filtrata, è applicata alla base del primo transistor di media frequenza (Tr_7). L'ampiezza del segnale video alla quale interviene il C.A.G. è determinata dalla posizione del potenziometro R_{68} .

Un controllo di guadagno ritardato per gli stadi r.f. è ottenuto per mezzo del transistor Tr_{12} (BC 108) la cui tensione di base è funzione della corrente di emettitore del primo transistor di media frequenza. La soglia di intervento di questo controllo è determinata dal potenziometro R_{32} la cui regolazione è fatta in modo da ottenere il miglior compromesso tra il rapporto segnale-rumore e la percentuale di modulazione incrociata.

In fig. 2 sono riportate le caratteristiche di funzionamento del C.A.G.

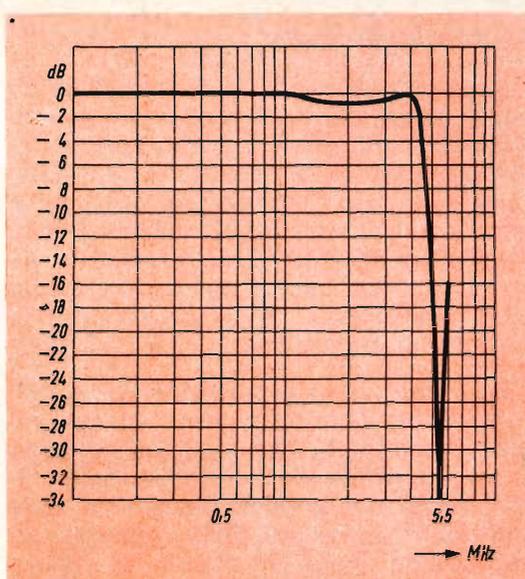


Fig. 1 - Curva di risposta dell'amplificatore video (contrasto massimo).

8. Separatore di sincronismi

Il separatore di sincronismi è stato realizzato con un transistor BC 108 (Tr_{20}). Il segnale video da inviare all'ingresso di tale circuito è prelevato dal collettore del transistor Tr_{10} . La rete R_{109} , C_{83} evita che forti impulsi di disturbo provochino una variazione del livello di separazione. La uscita del separatore di sincronismi è inviata al transistor invertitore Tr_{21} (BC 108) la cui uscita è collegata al circuito di quadro ed al circuito di riga.

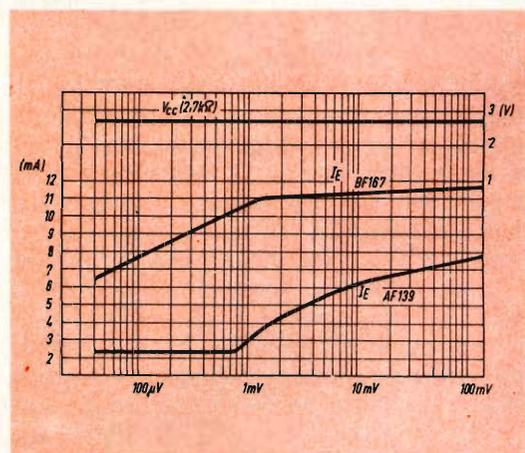


Fig. 2 - Caratteristiche di funzionamento del C.A.G.

9. Circuito di quadro

Il circuito di quadro è costituito da un oscillatore bloccato realizzato con un transistor BC 108 (Tr_{14}) con funzione di interruttore per la rete costituita da R_{85} , R_{86} , C_{69} e C_{70} , da un circuito pilota in cui è impiegato un transistor BC 108 (Tr_{15}) nella configurazione a collettore comune e da un circuito di uscita realizzato con un transistor BFY 51 (Tr_{16}) che fornisce la corrente di deflessione all'unità AT 1020.

La frequenza di oscillazione libera dell'oscillatore bloccato si varia agendo sul potenziometro R_{75} che modifica il tempo di scarica del condensatore C_{67} . Quest'ultimo deve essere di buona qualità onde limitare le variazioni della frequenza di oscillazione libera del circuito al variare della temperatura.

La sincronizzazione dell'oscillatore è ottenuta mediante un avvolgimento supplementare disposto sul trasformatore T_1 del bloccato. Gli impulsi di sincronismo di quadro sono separati da quelli di riga mediante un circuito integratore a due costanti di tempo costituito da R_{73} , D_6 e C_{66} . All'uscita dell'integratore i cinque impulsi di quadro, che risultano così di ampiezza notevolmente maggiore di quelli di riga, vengono separati da questi ultimi mediante il diodo D_7 che ha una soglia positiva sul suo catodo. Un vantaggio di tale tecnica di separazione è quello di permettere un buon interlaccio. La bobina L_{21} , che è inserita nel circuito di scarica di C_{69} e C_{70} , condensatori di alta qualità per evitare che si verifichino variazioni di ampiezza dell'immagine in funzione della temperatura, fa sì che questi durante il ritorno di quadro si scarichino progressivamente con andamento sinusoidale limitando i picchi di tensione tra collettore ed emettitore del transistor finale. La resistenza NTC in parallelo alla R_{80} serve a compensare essenzialmente le variazioni delle V_{BE} dei transistor Tr_{15} e Tr_{16} dovute alla variazione di temperatura in maniera da ridurre le variazioni di ampiezza e di linearità dell'immagine. L'accoppiamento tra il transistor finale e l'unità di deflessione è stato attuato mediante un condensatore ed una bobina di arresto. Il potenziometro R_{85} provvede al comando di ampiezza mentre i potenziometri R_{90} ed R_{89} agiscono rispet-

tivamente sulla linearità superiore a quella totale dell'immagine. Il transistor Tr_{16} è montato con un'aletta di raffreddamento tipo 56265 fissata su una piastra di alluminio di 2 mm di spessore e 42 cm² di superficie.

10. Circuito di riga

Il circuito comparatore di fase è stato realizzato con due diodi OA 81 (D_{14} e D_{15}) al quale sono inviati gli impulsi di sincronismo ricavati dal collettore del transistor invertitore Tr_{21} e gli impulsi di ritorno di riga provenienti dal trasformatore di riga AT 2042. La tensione all'uscita del comparatore di fase dopo il filtraggio, ottenuto mediante la rete R_{120} , R_{121} , C_{89} e C_{90} è applicata al circuito a reattanza realizzato con un transistor BC 108 (Tr_{22}) che introduce una capacità variabile in parallelo al circuito oscillante posto sul collettore del transistor Tr_{23} (BC 108). La rete costituita da R_{126} e C_{91} ha la funzione di portare esattamente a 90° lo sfasamento tra la corrente e la tensione del collettore di Tr_{22} in modo da non introdurre ulteriori smorzamenti sul circuito oscillante. La tensione di collettore di Tr_{23} attraverso la resistenza R_{127} ed il gruppo di polarizzazione R_{128} e C_{95} porta rispettivamente nelle condizioni di saturazione ed interdizione il transistor pilota Tr_{24} (AC 128). La resistenza R_{129} posta sul collettore di Tr_{24} fa sì che quest'ultimo si porti in saturazione in caso che il circuito dell'oscillatore vada in corto circuito, evitandone in tal modo la distruzione.

La descrizione del circuito finale di riga equipaggiato con il transistor AU 103 (Tr_{25}) ed il diodo BY 118 (D_{16}) è riportata nella pubblicazione « Advance Information » n. 243 (Philips)

11. Alimentatore

Il televisore può funzionare alimentato da una tensione continua di 12 V o da una tensione alternata di 220 V \pm 10 %. La tensione di uscita dell'alimentatore è di 11 V. L'alimentatore è costituito dal transistor regolatore Tr_{17} (AD 149), dal transistor pilota Tr_{19} (BC 108) e dal transistor Tr_{18} (BC 108) che ha lo scopo di proteggere l'alimentatore, già protetto contro i cortocircuiti, da eventuali sovraccarichi.

Il diodo Zener D_{13} (OAZ 208) fornisce la tensione di riferimento mentre il diodo D_{12} (BYX 20/100) blocca la corrente inversa attraverso R_{98} provocata da una eventuale connessione errata della batteria. La tensione di uscita si regola mediante il potenziometro R_{105} mentre il potenziometro R_{102} stabilisce la massima corrente di carico dell'alimentatore.

Il minimo della tensione di ondulazione si ottiene agendo sul potenziometro R_{96} .

CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI DEL TELEVISORE

Amplificatore di F.I.

- frequenza portante video: 45,9 MHz
- frequenza portante suono: 40,4 MHz
- guadagno di potenza $P_{cc} (2700 \Omega) / P_{RF}$ (base Tr_7) ... g_{RF} 5,6 mS: ~ 83 dB
- guadagno di tensione $V_{cc} (2700 \Omega) / V_{RF}$ (base Tr_7): $5,5 \cdot 10^4$
- riduzione di guadagno: ≥ 60 dB
- banda a -3 dB: $\sim 4,2$ MHz
- attenuazione portante suono (40,4 MHz): ~ 24 dB (rispetto alla portante video)
- attenuazione portante suono (47,4 MHz): ~ 50 dB (rispetto alla portante video)
- tensione uscita rivelatore per compressione di sincronismi ≤ 30 %: $4,5 V_{pp}$

Amplificatore intercarrier

- frequenza intercarrier: 5,5 MHz
- guadagno di tensione prima della limitazione fra diodo rivelatore e collettore Tr_2 : 600
- tensione BF per $V_i = 1$ mV al diodo rivelatore (400 Hz e $\Delta f = 15$ kHz): ~ 200 mV
- distorsione ($V_i = 10$ mV e $\Delta f = 50$ kHz): ~ 3 %
- reiezione AM: $\alpha = V_{BF}/f.m./V_{BF}/a.m.$ per $V_i \geq 10$ mV: > 55 dB (FM $\Delta f = 15$ kHz a 400 Hz AM m = 0,3 a 400 MHz)

Amplificatore suono

- potenza d'uscita (1 kHz): 0,5 W

- distorsione (1 kHz, 0,5 W): 5 %
- larghezza di banda a -3 dB: $100 \div 12$ kHz
- sensibilità a 1 kHz per 0,5 W (base Tr_3): 70 mV

Amplificatore video

- tensione di uscita: $55 V_{pp}$
- amplificazione: 20
- comando di contrasto: 1 : 5
- banda a -3 dB: 4,5 MHz
- tempo di salita: 100 ns

Circuiti di sincronizzazione

- a) Separatore di sincronismi
 - ampiezza degli impulsi separati: 6,8 V
- b) Sincronizzazione di quadro
 - ampiezza degli impulsi di sincronizzazione di quadro integrati: 9 V
 - campo di regolazione manuale: 35 Hz \div 66 Hz
 - campo di aggancio: 46 Hz \div 50 Hz
- c) Sincronizzazione di riga
 - ampiezza degli impulsi per il comparatore di fase: 10,5 V
 - campo di aggancio: ± 250 Hz
 - campo di tenuta: ± 1100 Hz

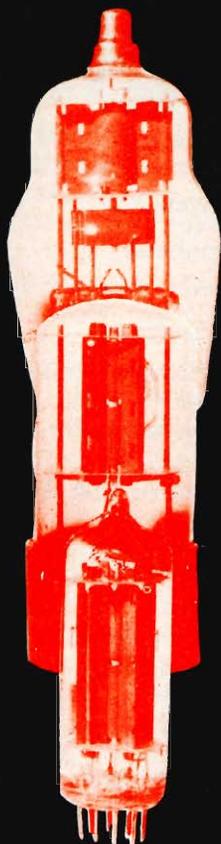
Circuito di deflessione di quadro

- unità di deflessione: AT 1020
- Le seguenti misure sono state effettuate con $I_B = 0 \mu A$
- E.H.T.: 10,2 kV
 - angolo di deflessione: 90°
 - corrente di deflessione picco-picco: 320 mA
 - tensione massima collettore del transistor finale: $31 V_{pp}$
 - tempo di ritorno: 0,85 ms
 - corrente di picco del transistor finale: 390 mA

Circuito di deflessione di riga

- angolo di deflessione: 90°
- E.H.T.: 10,2 kV
- tempo di ritorno: 17,5 %
- unità di deflessione: AT 1020

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

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

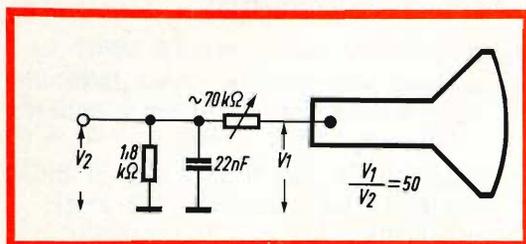
- corrente di deflessione: 6,8 A
- corrente di collettore del transistor finale: 4,4 A
- tensione massima collettore-emettitore del transistor finale durante il ritorno: 80 V_{pp}
- corrente di base del transistor finale alla fine della scansione: 550 mA
- corrente di collettore massima del transistor pilota: 380 mA

Alimentatore

- tensione di ingresso: 220 V —50 Hz
- tensione di uscita: 11 V
- massima corrente di carico: 1,5 A
- ondulazione picco-picco:
a 50 Hz: 70 mV
di uscita a 15625 Hz: 60 mV;
- resistenza interna $R_i = V_{ov}$: 0,8 Ω
- tensione rettificata di alimentazione per il finale video: 100 V
- tensione rettificata per la focalizzazione e la griglia g_2 del C.R.T.: 420 V

Sensibilità totale

- impedenza ingresso (VHF, UHF): 300 Ω
- sensibilità massima per 10 V_{pp} sul catodo del cinescopio (contrasto al massimo)
UHF: 500 MHz ($m = 0,3$ $f = 400$ Hz):
~ 3,5 μ V
VHF: canale G ($m = 0,3$ $f = 400$ Hz):
~ 3,5 μ V



N.B. - Per la misura di sensibilità è stato impiegato un filtro passa basso, allo scopo di eliminare, durante la misura, i residui dei sincronismi presenti sul catodo del cinescopio ed il fruscio introdotto dagli stadi R.F. Le altre misure, comprese quelle riportate nello schema elettrico, sono state effettuate nelle condizioni di massimo contrasto e minima luminosità.

ELENCO COMPONENTI

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
Transistor		
1	Tr ₁ = BF 194	—
1	Tr ₂ = BF 194	—
1	Tr ₃ = AC 127	—
1	Tr ₄ = AC 128	—
1	Tr ₅ = AC 127	—
1	Tr ₆ = AC 128	—
1	Tr ₇ = BF 167	—
1	Tr ₈ = BF 173	—
1	Tr ₉ = BF 173	—
1	Tr ₁₀ = BF 194	—
1	Tr ₁₁ = BF 177	—
1	Tr ₁₂ = BC 108/148	—
1	Tr ₁₃ = AC 126	—
1	Tr ₁₄ = BC 108/148	—
1	Tr ₁₅ = BC 108/148	—
1	Tr ₁₆ = BFY 51	—
1	Tr ₁₇ = AD 149	—
1	Tr ₁₈ = BC 108/148	—
1	Tr ₁₉ = BC 108/148	—
1	Tr ₂₀ = BC 108/148	—
1	Tr ₂₁ = BC 108/148	—
1	Tr ₂₂ = BC 108/148	—
1	Tr ₂₃ = BC 108/148	—
1	Tr ₂₄ = AC 128	—
1	Tr ₂₅ = AU 103	—
Diodi		
2	D ₁ /D ₂ = 2 x AA 119	—
1	D ₃ = OA 90	—
1	D ₄ = BA 145	—
1	D ₅ = OA 85	—
1	D ₆ = BA 100	—
1	D ₇ = BA 100	—
1	D ₈ = BA 100	—
1	D ₉ = BY 140	—
1	D ₁₀ = BYX 10	—
1	D ₁₁ = BYX 10	—
1	D ₁₂ = BYX 20/100	—
1	D ₁₃ = OAZ 208	—
1	D ₁₄ = OA 81	—
1	D ₁₅ = OA 81	—
1	D ₁₆ = BY 118	—
1	P ₁ = V 67 BY	—
Vari		
1	SC ₁ = KR.308.53	—
1	SC ₂ = KR.308.53	—
1	AP = 15 Ω	—
1	F ₁ = 400 mA	GI/1514
1	F ₂ = 2 A	GI/1530
1	V ₁ = A 28 - 13 W	—

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
Resistori		
1	R ₁ = 150 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂ = 15 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃ = 47 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄ = 8,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₅ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆ = 150 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇ = 6,8 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈ = 8,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₉ = 27 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀ = 2,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁ = 330 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂ = 100 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₃ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₄ = 2 kΩ, trimmer	—
1	R ₁₅ = 18 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₆ = 20 kΩ, potenziometro logaritmico	—
1	R ₁₇ = 3,9 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₈ = 27 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₉ = 15 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₀ = 47 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₁ = 2,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₂ = 680 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₃ = 39 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₄ = 27 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₅ = 130 Ω NTC (B8 320 01 P130E)	DF/130
1	R ₂₆ = 510 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₇ = 15 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₈ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₂₉ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₀ = 15 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₁ = 820 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₂ = 1 kΩ, trimmer	—
1	R ₃₃ = 820 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₄ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₅ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₆ = 680 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₇ = 8,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₈ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₃₉ = 2,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₀ = 560 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₁ = 220 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₂ = 8,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₃ = 1,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₄ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₅ = 2,7 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₆ = 33 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₇ = 220 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₈ = 330 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₄₉ = 500 Ω potenziometro lineare	—
1	R ₅₀ = 82 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₅₁ = 18 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	R ₅₂ = 270 Ω ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₅₃ = 220 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₅₄ = 4,7 kΩ ± 5% 5 W	—
1	R ₅₅ = 1,5 kΩ ± 5% 1 W	DR/70-2
1	R ₅₆ = V.D.R. (E298 EDAA262)	DF/670
1	R ₅₇ = 220 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₅₈ = 50 kΩ, potenziometro lineare	—
1	R ₅₉ = 150 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₀ = 100 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₁ = 560 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₂ = 1 MΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₃ = 1 MΩ, trimmer	—
1	R ₆₄ = 2 MΩ, trimmer	—
1	R ₆₅ = 33 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₆ = 100 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₆₇ = 330 Ω ± 5% 1/2 W	DR/66-1
1	R ₆₈ = 200 Ω, trimmer	—
1	R ₆₉ = 470 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₀ = 1,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₁ = 5,6 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₂ = 18 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₃ = 10 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₄ = 22 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₅ = 20 kΩ, potenziometro lineare	—
1	R ₇₆ = 15 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₇ = 15 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₈ = 6,8 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₇₉ = 150 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₀ = 15 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₁ = 120 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₂ = 150 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₃ = 130 Ω, N.T.C. (B8 320 01P-130E)	DF/130
1	R ₈₄ = 470 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₅ = 20 kΩ, trimmer	—
1	R ₈₆ = 8,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₇ = 220 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₈ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₈₉ = 200 Ω, trimmer	—
1	R ₉₀ = 20 kΩ, trimmer	—
1	R ₉₁ = 4,7 Ω ± 10% 1 W	DR/70-2
1	R ₉₂ = 22 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₉₃ = 56 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₉₄ = 150 kΩ ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₉₅ = 330 Ω ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₉₆ = 1 kΩ, trimmer	—
1	R ₉₇ = 100 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₉₈ = 18 Ω ± 10% 5 W	—
1	R ₉₉ = 22 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀₀ = 120 Ω ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₁₀₁ = 0,27 Ω ± 10% 1 W	—
1	R ₁₀₂ = 2 kΩ, trimmer	—
1	R ₁₀₃ = 3,3 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀₄ = 180 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀₅ = 200 kΩ, trimmer	—
1	R ₁₀₆ = 470 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	R ₁₀₇ = 180 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀₈ = 33 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₀₉ = 820 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₀ = 3,9 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₁ = 1,8 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₂ = 3,9 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₃ = 470 Ω ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₁₁₄ = 6,8 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₅ = 500 Ω, trimmer	—
1	R ₁₁₆ = 100 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₇ = 6,8 kΩ ± 5% 1/2 W	DR/68
1	R ₁₁₈ = 5,6 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₁₉ = 5,6 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₀ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₁ = 180 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₂ = 1,2 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₃ = 100 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₄ = 22 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₅ = 1,5 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₆ = 100 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₇ = 47 Ω ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₈ = 1 kΩ ± 5% 1/4 W	DR/66-1
1	R ₁₂₉ = 15 Ω ± 5% 1 W	DR/70-2
1	R ₁₃₀ = 0,39 Ω ± 10% 1 W	—
1	R ₁₃₁ = 0,56 Ω ± 10% 2 W	—
1	R ₁₃₂ = 220 Ω ± 5% 1/2 W	DR/68
Condensatori		
1	C ₁ = 330 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₂ = 330 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₃ = 68 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₄ = 68 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₅ = 2,2 nF ceramico — 20 + 50% 125 V	B/14
1	C ₆ = 10 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₇ = 3,3 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₈ = 330 pF polistirolo ± 5% 125 V	—
1	C ₉ = 2 nF polistirolo ± 5% 63 V	—
1	C ₁₀ = 47 nF poliestere ± 10% 250 V	—
1	C ₁₁ = 1,2 nF polistirolo ± 5% 63 V	—
1	C ₁₂ = 330 pF polistirolo ± 5% 125 V	—
1	C ₁₃ = 47 nF poliestere ± 10% 250 V	—
1	C ₁₄ = 430 pF polistirolo ± 5% 125 V	—

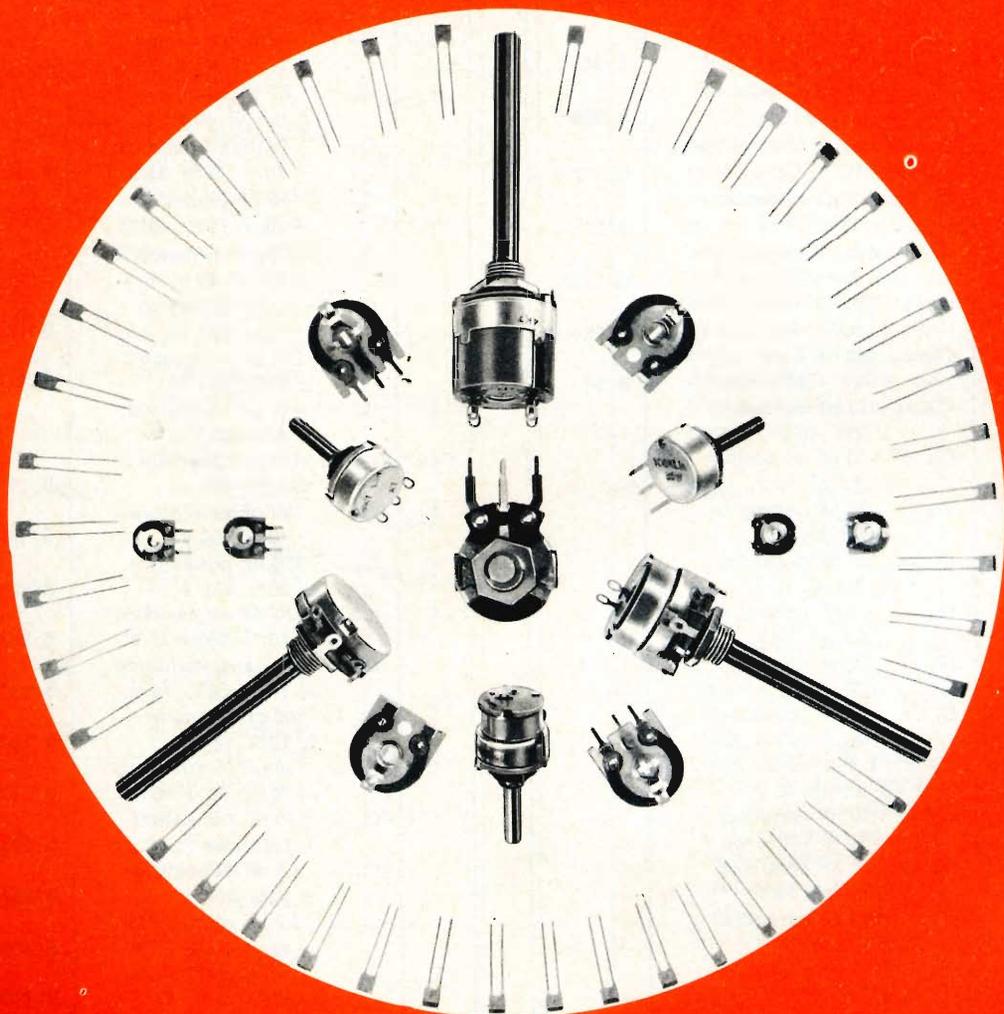
PHILIPS



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

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

Condensatori ceramici miniatura a
placchetta per tutte quelle
applicazioni in cui sono richieste,
oltre che dimensioni ridottissime,
basse perdite, tolleranze strette
ed elevata stabilità.
Serie a coefficiente di temperatura
controllato e serie a bassissima
dipendenza della capacità
dalla temperatura.



N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	C ₁₅ = 100 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₁₆ = 15 nF poliestere ± 10% 400 V	B/257
1	C ₁₇ = 125 µF elettrolitico — 10 + 50% 16 V	B/296-6
1	C ₁₈ = 1,2 nF ceramico — 20 + 50% 500 V	B/12
1	C ₁₉ = 100 µF elettrolitico — 10/+ 50% 6,4 V	B/294-6
1	C ₂₀ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₂₁ = 125 µF elettrolitico — 10/+ 50% 10 V	B/296-6
1	C ₂₂ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₂₃ = 125 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/296-6
1	C ₂₄ = 125 µF elettrolitico — 10/+ 50% 4 V	B/296-6
1	C ₂₅ = 2,2 nF ceramico ± 20% 500 V	B/12
1	C ₂₆ = 400 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/531
1	C ₂₇ = 320 µF elettrolitico — 10/+ 50% 6,4 V	B/294-10
1	C ₂₈ = 2,2 nF ceramico — 20 + 50% 125 V	B/14
1	C ₂₉ = 33 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₃₀ = 18 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₁ = 18 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₂ = 22 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₃ = 10 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₄ = 10 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₃₅ = 4,7 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₃₆ = 8,2 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₇ = 10 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₃₈ = 4,7 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₃₉ = 100 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₄₀ = 100 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₄₁ = 4,7 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₄₂ = 6,8 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	C ₄₃ = 2,7 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₄₄ = 39 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₄₅ = 100 pF ceramico ± 2% 40 V	—
1	C ₄₆ = 4,7 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₄₇ = 10 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₄₈ = 15 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₄₉ = 4,7 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₅₀ = 5,6 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₅₁ = 4,7 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₅₂ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₅₃ = 10 nF ceramico — 20 + 100% 40 V	—
1	C ₅₄ = 4,7 pF ceramico ± 0,5 pF 40 V	—
1	C ₅₅ = 1 nF ceramico ± 10% 500 V	B/12
1	C ₅₆ = 220 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₅₇ = 470 pF polistirolo ± 5% 125 V	—
1	C ₅₈ = 470 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₅₉ = 180 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-41
1	C ₆₀ = 470 nF poliestere ± 20% 630 V	B/180-37
1	C ₆₁ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₆₂ = 200 µF elettrolitico — 10/+ 50% 10 V	B/339-2
1	C ₆₃ = 100 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-40
1	C ₆₄ = 20 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/317-8
1	C ₆₅ = 330 nF poliestere ± 10% 160 V	B/183-28
1	C ₆₆ = 1,5 nF poliestere ± 10% 400 V	B/252-1
1	C ₆₇ = 3,2 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/315-10
1	C ₆₈ = 1 µF elettrolitico — 10/+ 50% 40 V	B/350-1
1	C ₆₉ = 12,5 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/297-2
1	C ₇₀ = 12,5 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/297-2

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	C ₇₁ = 100 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-40
1	C ₇₂ = 2000 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/531-2
1	C ₇₃ = 22 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-36
1	C ₇₄ = 33 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-37
1	C ₇₅ = 2,7 nF poliestere ± 10% 400 V	B/253
1	C ₇₆ = 56 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₇₇ = 8 µF elettrolitico — 10/+ 50% 350 V	B/505-1
1	C ₇₈ = 15 nF carta ± 10% 700 V	B/245-1
1	C ₇₉ = 2000 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/531-2
1	C ₈₀ = 125 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/296-6
1	C ₈₁ = 2000 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/531-2
1	C ₈₂ = 1 µF poliestere ± 10% 160 V	B/183-31
1	C ₈₃ = 22 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-36
1	C ₈₄ = 1 µF poliestere ± 10% 160 V	B/183-31
1	C ₈₅ = 1 nF poliestere ± 10% 400 V	B/252
1	C ₈₆ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₈₇ = 180 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₈₈ = 33 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-37
1	C ₈₉ = 10 µF elettrolitico — 10/+ 50% 25 V	B/343
1	C ₉₀ = 330 nF poliestere ± 10% 160 V	B/183-28
1	C ₉₁ = 220 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₉₂ = 390 pF ceramico ± 10% 500 V	B/11
1	C ₉₃ = 15 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-35
1	C ₉₄ = 27 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-36
1	C ₉₅ = 1 µF poliestere ± 10% 160 V	B/183-31

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	C ₉₆ = 400 µF elettrolitico — 10/+ 50% 16 V	B/531
1	C ₉₇ = 68 nF poliestere ± 10% 400 V	B/261-1
1	C ₉₈ = 100 nF poliestere ± 10% 160 V	B/192-40
1	C ₉₉ = 6,8 µF poliestere ± 5%	—
Trasformatori		
1	T ₁ = Trasformatore del bloccato realizzato con 2 nuclei ad E di ferro-cube tipo 5690745 e corpo di bobina VA 90101. L'avvolgimento di collettore è formato da 420 spire da 0,1 mm; mentre l'avvolgimento di base da 360 spire da 0,1 mm. I due avvolgimenti sono avvolti in bifilare. Superiormente ad essi sono avvolte 1500 spire da 0,08 mm per la sincronizzazione.	—
1	T ₂ = Choke di quadro da 470 mH realizzato con 900 spire da 0,3 mm su nucleo ad E di ferro-silicio con a = 5 mm e traferro 0,04 mm. L'avvolgimento per gli spegnimenti è formato da 3500 spire da 0,08 mm.	—
1	T ₃ = Trasformatore di alimentazione. T ₁ Trasformatore di pilotaggio realizzato su nucleo ad olla P18/11-K300243-3H1. Induttanza primaria: 2,5 mH Primario: 110 spire da 0,3 mm Secondario: 27 spire da 0,3 mm	—
1	T ₅ = Trasformatore di riga AT2042.	—

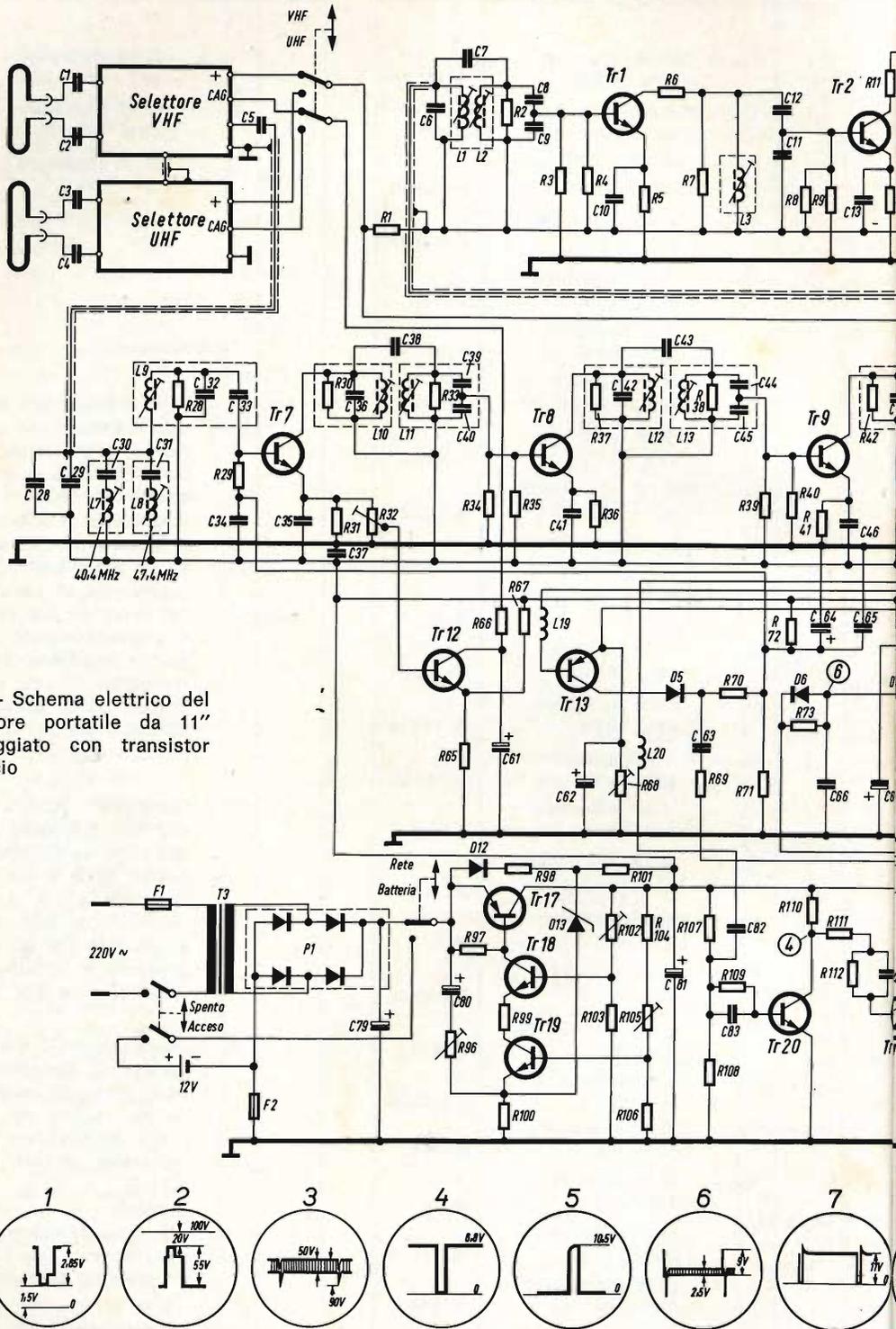
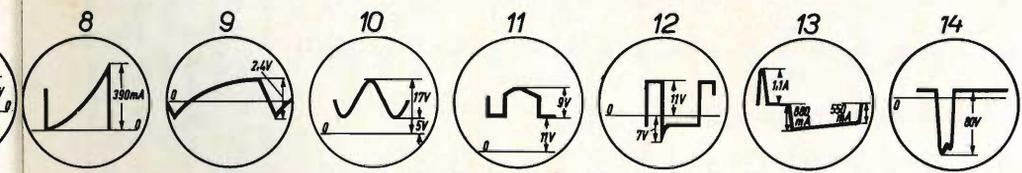
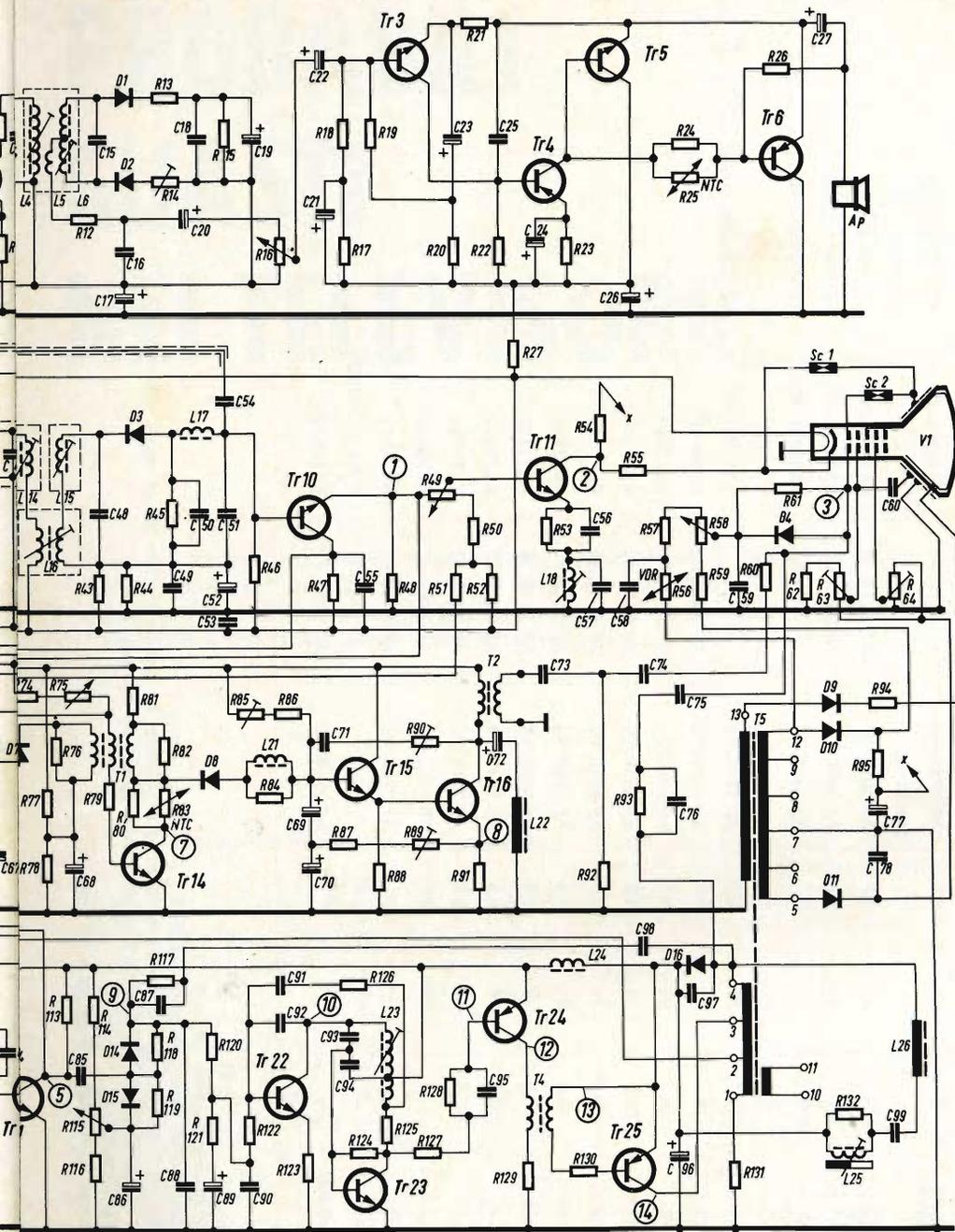


Fig. 3 - Schema elettrico del televisore portatile da 11" equipaggiato con transistor al silicio



DATI TECNICI DELLE BOBINE

Bobina	Spire	Filo	C ₀ (pF)	Q ₀	f ₀ (MHz)	Supporto	Schermo	Nucleo	Telaio	Note
L ₁	40	8x0,04	15	50	5,5	AP 3016/05 + AP 3016/04	AP 3015/02	K512002/4D	AP 3014/03/4D	
L ₂	14	0,2	270	70	5,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K512002/4D	AP 3014/03/4D	
L ₃	15	0,2	250	70	5,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K512002/4D	AP 3014/03/4D	
L ₄	10	8x0,04	420	95	5,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K512002/4D	AP 3014/03/4D	avvolta sopra L ₁ in bifilare
L ₅	8	0,1	—	—	—	—	A 319117	—	—	
L ₆	11 + 11	8x0,04	100	140	5,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K512002/4D	AP 3014/03/4D	
L ₇	10	0,2	18	70	40,4	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₈	12	0,2	18	85	47,4	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₉	8	0,2	26,6	70	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₀	12	0,2	18,3	75	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₁	6	0,45	62,4	85	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₂	12	0,2	10,5	70	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₃	7	0,2	32,4	70	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₄	12	0,2	12,5	70	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₅	10	0,2	17,5	75	43,5	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	
L ₁₆	4 + 4	0,2	—	—	—	—	—	—	—	in bifilare
L ₁₇	60	0,1	—	110	2,5	—	—	B 4,1/2/12/4D	—	L = 60 μH
L ₁₈	20	36x0,03	—	—	—	AP 3016/02	AP 3015/02	K472510	—	L = 1,8 μH

- L₁₉ = 35 μH in aria
- L₂₀ = 35 μH in aria
- L₂₁ = 10 mH su nucleo di ferroxcube (R_i = 11 Ω)
- L₂₂ = bobina di deflessione verticale dell'unità AT 1020
- L₂₃ = 11 mH 1000 spire da 0,18 mm su nucleo di ferroxcube regolabile. La bobina ha una presa dopo 750 spire
- L₂₄ = 380 μH realizzato su nucleo ad olla P18/11-K300243-3H1 con filo da 0,6 mm
- L₂₅ = bobina di linearità AT 4036
- L₂₆ = bobina di deflessione orizzontale dell'uni à AT 1020.

PROBABILI GUASTI NEI TELEVISORI

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Parte III

Concludiamo con questo articolo, una panoramica dei guasti più comuni che possono capitare in un televisore. Nel corso di questo articolo tratteremo dei difetti dovuti alla mancanza totale dell'immagine, alla mancanza della luminosità, all'instabilità e alla scomparsa intermittente dell'immagine.

S Immagine mancante di nitidezza

Si constata, d'altra parte, che la sensibilità di questo televisore sembrerà molto elevata, pressapoco superiore alla normale, poiché una immagine normalmente contrastata può essere ottenuta con la regolazione del contrasto a poco più del minimo. La valvola finale video è una PL83, con una resistenza di carico di 1,5 k Ω (fig. 17). La tensione sulla placca della PL83 sembrerà un poco debole, inferiore a 80 V, ma le due bobine di correzione, L₁ e L₂ sono fuori causa. Finalmente, verificando la resistenza di carico R₁, da 4 W, si constata che il suo valore aumenta e rappresenta un po' più di 5 k Ω . Quando si sostituisce una resistenza di questo genere, è consigliabile di montare una resistenza a filo da 5 W.

Scoppiettii e instabilità

Il televisore fa udire, a intervalli regolari, degli scoppiettii caratteristici di sca-

riche elettriche. Allo stesso tempo, l'immagine scorre continuamente verso l'alto o verso il basso e l'azione del potenziometro corrispondente non arriva a fermarla che per qualche secondo. Infine, guardando l'immagine più da vicino, ci si

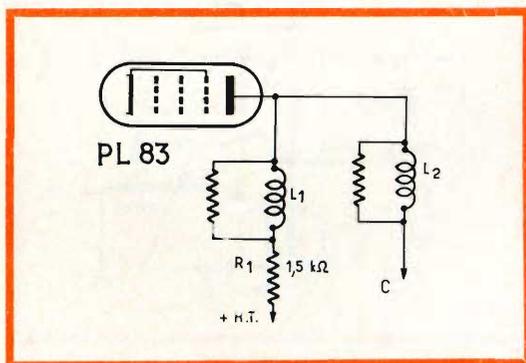


Fig. 17 - Se la resistenza di carico R₁ è troppo elevata, l'immagine manca di nitidezza. C = al catodo del cinescopio.

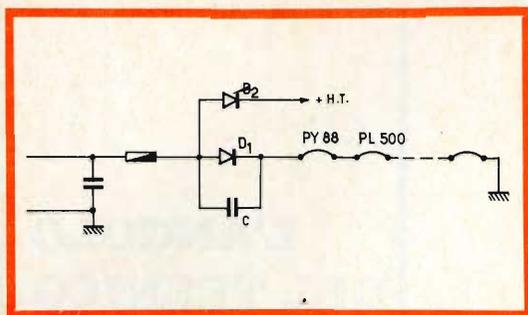


Fig. 18 - In questo circuito di riscaldamento il diodo al silicio D_1 era in cortocircuito.

accorge che essa era sbarrata con una banda orizzontale più scura, ma poco accentuata.

La sostituzione della valvola PCL85 della base dei tempi di quadro, in cui si è supposto un difetto di isolamento catodo filamento, non ha dato nessun risultato. Le prove per migliorare il filtraggio non hanno più successo. E gli scoppiettii delle scintille continueranno a farsi sentire.

Il televisore è stato posto in un luogo poco illuminato, in modo da vedere le scintille nel diodo di recupero PY88. La sostituzione di questa valvola non ha apportato alcun miglioramento, ma si è visto che il suo catodo sembrava « rosseggiare » in modo eccessivo. La tensione di

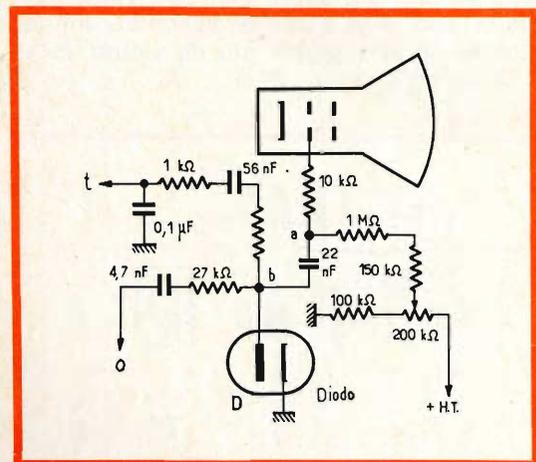


Fig. 19 - Se il diodo D non funziona più per qualche ragione, l'illuminazione dello schermo non è più uniforme. t = trasformatore di uscita di quadro, o = oscillatore di riga.

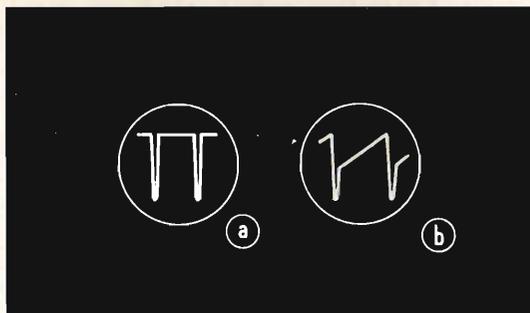


Fig. 20 - Impulsi di spegnimento di riga di forma corretta (a) e inesatta (b).

riscaldamento misurata ha rilevato una sovratensione dell'ordine del 20% che si ritrova allora ai capi di tutti gli altri filamenti.

Il circuito di riscaldamento si presenta secondo lo schema di fig. 18, con la corrente di riscaldamento raddrizzata dal diodo al silicio D_1 , si è finito con lo scoprire che questo diodo era in cortocircuito.

Luminosità non uniforme

Per una certa regolazione del potenziometro di luminosità, si constata che l'immagine è relativamente scura nella parte alta dello schermo, ma che la sua luminosità aumenta uniformemente verso il basso. Si pensa immediatamente a una variazione d'ampiezza dell'impulso di cancellazione della traccia di ritorno dell'immagine, applicata alla griglia di Wehnelt. Infatti il segnale corrispondente esaminato in a (fig. 19) in deflessione lenta mostra un andamento simile ad un dente di sega (fig. 20b), al posto degli impulsi ben allineati della fig. 20a.

Ora, l'esame dello schema di fig. 19 ci permette di comprendere immediatamente che questo allineamento è dovuto al livellamento con il diodo montato fra b e massa. Una verifica rapida ci fa scoprire che questo diodo è interrotto dal lato di massa, dunque inefficace.

Luminosità insufficiente

Il televisore da riparare presenta uno schermo poco più luminoso di quando l'antenna non è collegata, ma quando si prova di ricevere l'immagine, non si ottiene che

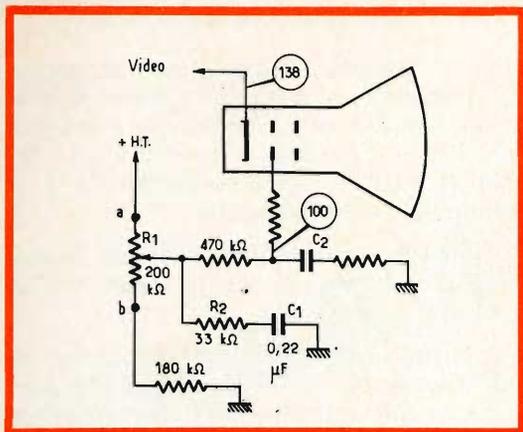


Fig. 21 - Se il condensatore C_1 è rotto, la luminosità diventa insufficiente. R_1 = potenziometro di luminosità.

qualche cosa di appena visibile, anche con il potenziometro della luminosità al massimo.

Le tensioni misurate agli elettrodi del cinescopio mostrano che si hanno circa 138 V al catodo, che è una tensione normale, ma 70 V solamente alla griglia di Wehnelt al posto di 100 V, tensione indicata sullo schema (fig. 21). Il condensatore C_2 verificato non presenta alcuna fuga. Per meglio localizzare il guasto, il potenziometro R_1 è stato dissaldato alle sue due estremità e si è allora constatato che la resistenza fra il cursore e la massa non rappresenta che circa 30-35 kΩ, vale a dire praticamente il valore di R_2 .

La conclusione è che il condensatore C_1 è in cortocircuito.

Nessuna immagine, suono normale

L'aspetto dello schermo fa pensare a un guasto della E.A.T. e si comincia con il verificare le tensioni della finale di riga PL500 (fig. 22). Si trova, sulla griglia, una tensione negativa maggiore di -80 V, ciò che spiega l'assenza della E.A.T., il punto di funzionamento della valvola era posto in un modo del tutto inesatto.

Questa eccessiva tensione negativa sulla griglia è determinata dall'assenza della tensione positiva di « compensazione » ai capi della VDR, assenza dovuta all'interruzione della resistenza R_1 .

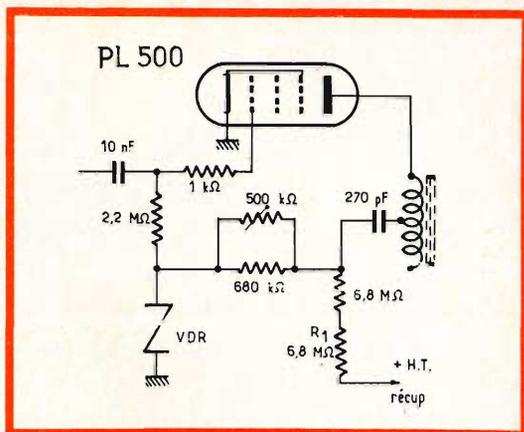


Fig. 22 - L'interruzione di R_1 è sufficiente per far sparire l'immagine.

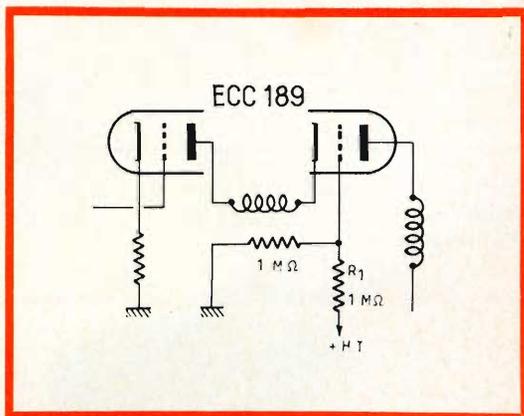


Fig. 23 - Una polarizzazione inesatta del cascode, per l'interruzione di R_1 , fa sparire l'immagine.

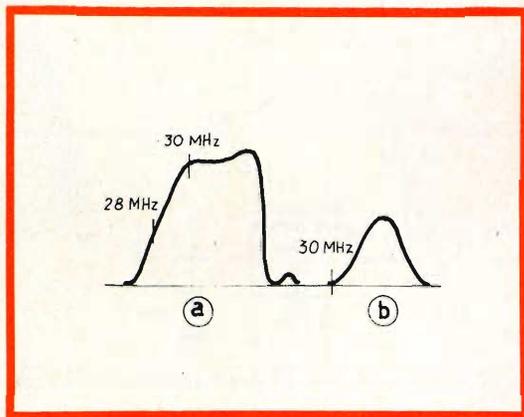


Fig. 24 - Curva di risposta F.I., visione normale (a) e curva rilevata al momento del guasto (b).

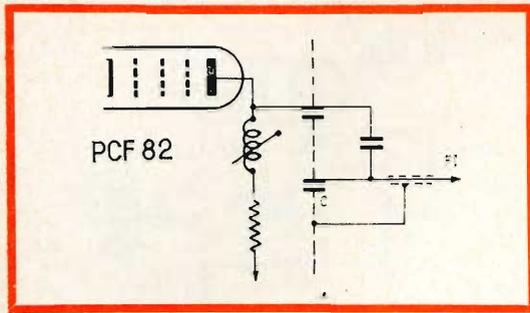


Fig. 25 - Causa del guasto illustrato dalle curve di fig. 24 è il condensatore C.

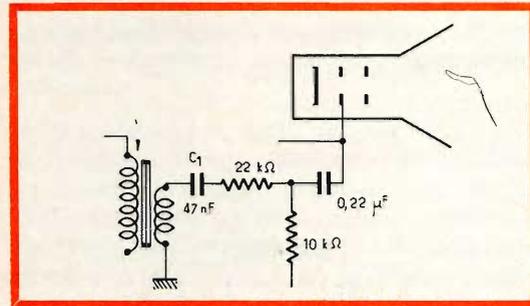


Fig. 26 - La luminosità dello schermo non può più essere uniforme se vi è una fuga in C_1 . t = trasformatore di quadro.

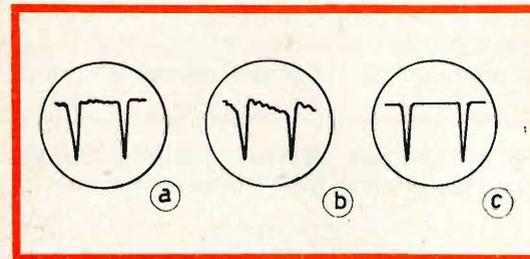


Fig. 27 - Oscillogrammi illustranti l'origine di una luminosità non uniforme.

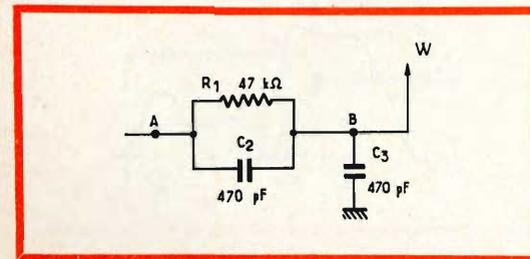


Fig. 28 - La rottura del condensatore C_2 rende la luminosità dello schermo non uniforme. W = verso le griglie di Wehnelt.

Nessuna immagine. Suono con soffio

Non è visibile alcuna immagine, ma lo schermo si illumina normalmente e si sente un leggero soffio, come se l'antenna non fosse collegata. Il suono è più debole di quanto lo sia normalmente e si manifesta anche un soffio.

La sostituzione delle due valvole del selettore di canali non porta alcun miglioramento.

Qualche misura permette di constatare che il segnale visivo non passa più: non si ha alcuna tensione negativa apprezzabile sulla griglia della separatrice e la tensione del C.A.G. resta nulla. Un esame più approfondito del selettore V.H.F. fa scoprire il guasto: la resistenza R_1 del partitore di tensione destinata a polarizzare correttamente la griglia del secondo triodo cascode era interrotta (fig. 23).

Scomparsa o affievolimento intermittente dell'immagine

All'inizio di un tempo di funzionamento più o meno lungo, l'immagine sparisce completamente o si affievolisce in modo considerevole.

Il fenomeno dura pochissimo tempo, anche qualche secondo solamente, dopo che tutto ritorna normale per un tempo più o meno lungo, il suono resta normale.

La sostituzione delle valvole dell'amplificatore video F.I., come la verifica del diodo di rivelazione e della valvola video, non ha dato alcun risultato.

Un vobuloscopio è stato allora utilizzato per verificare la curva F.I. globale, a partire dal circuito di griglia della miscelatrice PCF82. In funzionamento normale, la curva con l'andamento di fig. 24a è perfettamente normale, ma quando sopravviene il guasto, la curva cambia e diventa come la fig. 24b con la portante video fuori dai limiti.

Le ricerche lunghe e laboriose hanno permesso di scoprire la causa del guasto: un condensatore « by-pass » all'uscita della valvola miscelatrice che si metteva in cortocircuito con intermittenza (fig. 25) non presentava più che una resistenza dell'ordine di 50 Ω .

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

Luminosità non uniforme

La parte alta dello schermo è pressapoco nera, mentre la base dell'immagine è normalmente chiara, il passaggio da uno all'altro è graduale.

In un caso simile conviene verificare prima di tutto la forma degli impulsi di spegnimento delle tracce di ritorno di quadro, applicate alle griglie di Wehnelt a partire dal secondario del trasformatore di uscita di quadro.

Questi impulsi devono essere perfettamente allineati e non presentare una forma a dente di sega. Oppure si deve osservare un oscillogramma avente la forma della fig. 20a e non quella della fig. 20b.

Nel caso presente, si è immediatamente constatato che la forma degli impulsi non era corretta. La causa del guasto era una fuga notevole nel condensatore C_1 di 47 nF (fig. 26).

Luminosità non uniforme

Nel caso presente essa varia nel senso orizzontale: il lato sinistro dello schermo è molto più chiaro del lato destro, l'intensità della luminosità aumenta regolarmente da destra a sinistra. Per analogia con il caso di un'illuminazione non uniforme nel senso verticale, verifichiamo la forma degli impulsi di spegnimento della traccia di ritorno di riga sulla griglia di Wehnelt del cinescopio. Come per le immagini, questi impulsi devono essere allineati e non possono presentare una forma a dente di sega. Ora, nel caso presente, si può rilevare la lunghezza del circuito che porta gli impulsi di spegnimento alla griglia di Wehnelt (fig. 28), un oscillogramma come quello a della fig. 27 in A e quello b in B, la forma normale è, pressapoco, quella di c. Il guasto viene dal condensatore C_3 , il cui ritorno a massa non si effettua più a causa di una cattiva saldatura.

(Da « Radio-Constructeur » 6678)

La MBLE ha presentato ad una commissione di esperti dell'Esercito Belga e della NATO, l'aereo ricognitore senza pilota « Sparviero » (Sparrow Hawk), tipo X3. Lo « Sparviero » viene incontro alle esigenze di informazioni complete, continue, accurate ed aggiornate sullo stato delle forze terrestri e sulle condizioni meteorologiche. Il motore, di 114 kg., è caratterizzato da una estrema semplicità costruttiva di funzionamento e di manutenzione: il lancio dell'X3 avviene da una rampa fissata su un veicolo sperimentale, con propulsione al decollo assicurata da un razzo solido. Oltre all'impiego nei servizi di sorveglianza l'aereo può essere adoperato contro obiettivi e come bersaglio nell'esercitazione antiaerea. La dimostrazione si è articolata in un volo a media quota per fotografie aeree, in un volo ad alta quota e una esercitazione di intercettamento. Nel corso della missione ricognitiva è stata notata la precisione del sistema di guida, che assicura in continuità la guida del veicolo rilevando permanentemente posizione ed altitudine, utilizzando un trasponder a bordo dell'aereo (l'errore medio non supera lo 0,5% in distanza). Inoltre un pilota automatico mantiene la prua, quando il sistema di comando non agisce da terra. Il prototipo X3 ha provato che lo « Sparviero » può essere un mezzo economico, facile da mettere in operazione (3 veicoli ed una dozzina di uomini) con prestazioni di autonomie (circa 60'), manovrabilità in volo (virate a 180°) e precisione di volo su distanze sino a 70 km., particolarmente interessanti. Le ricerche della MBLE, che si svolgono sotto il patronato ufficiale del governo belga, proseguono per la realizzazione di un nuovo modello a turbojet, l'X4.

IL DIODO ZENER NELLA STABILIZZAZIONE DELLE TENSIONI DI ACCENSIONE

Riportiamo un interessante studio sulla stabilizzazione delle tensioni di accensione delle valvole effettuata con dei diodi Zener montati in diversi circuiti stabilizzatori.

Con i diodi Zener è possibile regolarizzare non solo le tensioni continue, ma anche le tensioni alternate. Così, per esempio, è possibile, stabilizzare la tensione di accensione delle valvole elettroniche. Questa applicazione non è senza importanza perché essa permette di mantenere le tolleranze ammesse dal fabbricante e garantisce una più lunga durata delle valvole.

I diodi Zener sono particolarmente indicati nella stabilizzazione degli oscillatori per i quali le variazioni della tensione di riscaldamento possono provocare delle variazioni sensibili di frequenza. Se un diodo Zener è applicato come stabilizzatore di una tensione alternata attraverso una resistenza in serie, come indica la fig. 1, si constata all'inizio che la prima semionda positiva è limitata (fig. 2a). Da qui la semionda negativa raggiunge e supera la tensione di Zener prefissata, la sua ampiezza è anch'essa limitata (fig. 2b).

Il diodo è dunque conduttore in presenza del semiperiodo positivo e bloccato di fronte al semiperiodo negativo. Il risultato finale è una curva sinusoidale limitata da un lato ($A < U_z$). Questa disimmetria può allora essere diminuita utilizzando una tensione alternata U_2 che sia superiore a U_z , ma mai completamente eliminata. Per questo si utilizzano due diodi zener in serie, disposti in opposizione (fig. 3).

Vediamo, per esempio, considerando un oscillatore equipaggiato di una val-

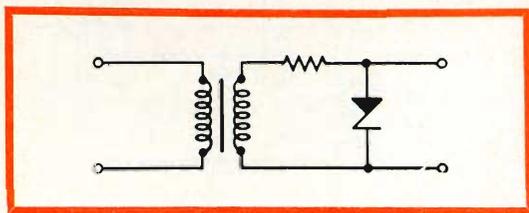


Fig. 1 - Diodo Zener stabilizzatore su una tensione alternata.

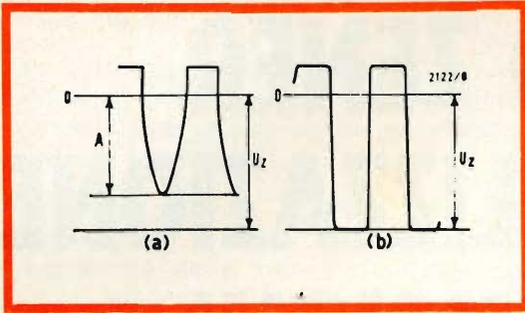


Fig. 2 - Forme d'onda ottenute dal circuito stabilizzatore.

vola EF80, come si calcola la stabilizzazione. Nei circuiti non stabilizzati, le variazioni della tensione di riscaldamento U_2 sono proporzionali alle variazioni della tensione di rete U_1 : se la tensione di rete varia, la tensione di riscaldamento varia nelle stesse proporzioni.

La tensione di riscaldamento è $U_F: 6,3V$ e la corrente di riscaldamento è $I_F=0,3A$.

Se la variazione della tensione di rete aumenta del 10%, la tensione di riscaldamento varierà dunque da 5,67 V a 6,93 V. Il circuito stabilizzato esige una tensione d'ingresso U_2 più elevata. La riserva di tensione, che si localizza ai capi della resistenza in serie R_V , è allora a disposizione del diodo Zener per il processo di regolazione. Dobbiamo fare in modo di raggiungere un valore efficace di 6 V. La tensione nominale o la corrente nominale del tubo possono essere fissate con l'aiuto di una piccola resistenza di regolazione R_r (dipendente dal valore di dispersione dei diodi Zener). La durata

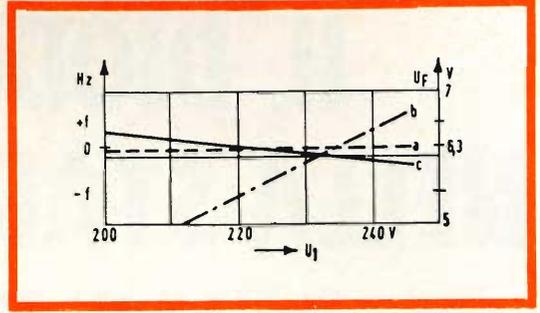


Fig. 4 - Tensione di riscaldamento in funzione della variazione della tensione di rete.

della valvola, con una tensione insufficiente (inferiore a 6,3 V) sarà diminuita; una sovratensione, al contrario, potrà essere rapidamente riportata al valore nominale della tensione di riscaldamento, con la resistenza di regolazione R_r .

Nel funzionamento in corrente alternata, si deve prendere in considerazione il rapporto « p » dal valore medio al valore di punta della corrente di Zener. Il rapporto varia con il diodo Zener e la tensione applicata nella maggior parte delle applicazioni, può prendere un valore di p compreso fra 0,4 e 0,6.

La corrente di zener I_Z minima deve essere nota. Per ottenere una migliore stabilità si utilizza un valore di circa il 10% della corrente di riscaldamento della valvola. La relazione fra la corrente di riscaldamento e la tensione di riscaldamento è considerata come lineare. La corrente di riscaldamento oscilla, per il circuito, senza stabilizzazione fra 270 mA e 330 mA ($300\text{ mA} \pm 10\%$).

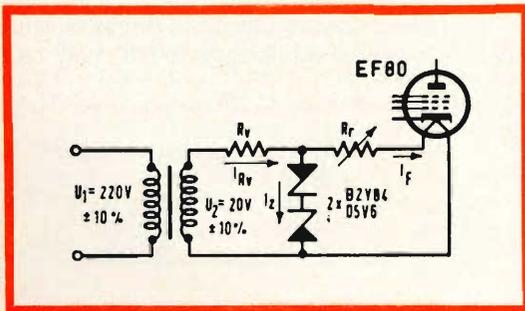


Fig. 3 - Circuito stabilizzatore con due diodi Zener di stabilizzazione.

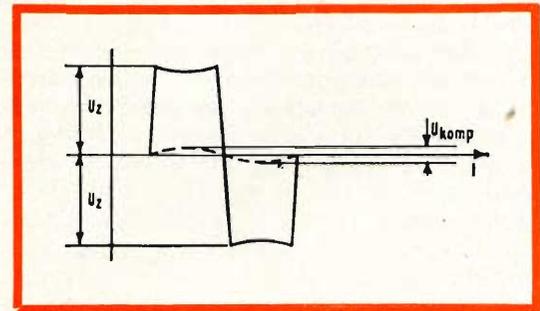


Fig. 5 - Tensione trapezoidale costante ottenuta dopo la stabilizzazione del diodo Zener.

Il valore di I_z minimo è allora di 27 mA.

La corrente minima attraverso R_v è allora I_F minima + I_z minima, cioè I_{Rv} minima = 270 + 27 = 297 mA.

La corrente di punta I_p attraverso R_v , alla tensione minima U_2 è:

$$I_{Rvp} = \frac{I_{Rv} \text{ min}}{p} = 495 \text{ mA}$$

e la resistenza R_v deve essere

$$R_v = \frac{U_H \text{ min} \sqrt{2} - U_z}{I_{Rvp}} \approx 20 \Omega$$

In questa formula U_H min rappresenta la tensione alternata $U_H - 10\%$ e il suo valore è di 11,34 V. I diodi Zener sono due BZY 84/D5V6 con una tensione di Zener di $U_z = 5,6 \text{ V}$ con la corrente I_z

corrispondente al punto di lavoro. La corrente di Zener massima $I_z \text{ max}$ che si può incontrare è:

$$I_z \text{ max} = \frac{U_H \text{ max} \sqrt{2} - U_z}{R_v} \cdot p = 420 \text{ mA}$$

U_H max si calcola con un aumento del 10% della tensione del trasformatore: $U_H \text{ max} = 13,86 \text{ V}$.

La resistenza di regolazione R_v è calcolata nel modo seguente: il massimo della dispersione della tensione di Zener è secondo la nota del costruttore di 0,7 V e la tensione durante la conduzione è di 800 circa. La tensione nel circuito serie dei due diodi Zener è:

$$U_z = 5,6 + 0,8 = 6,4 \text{ V}$$

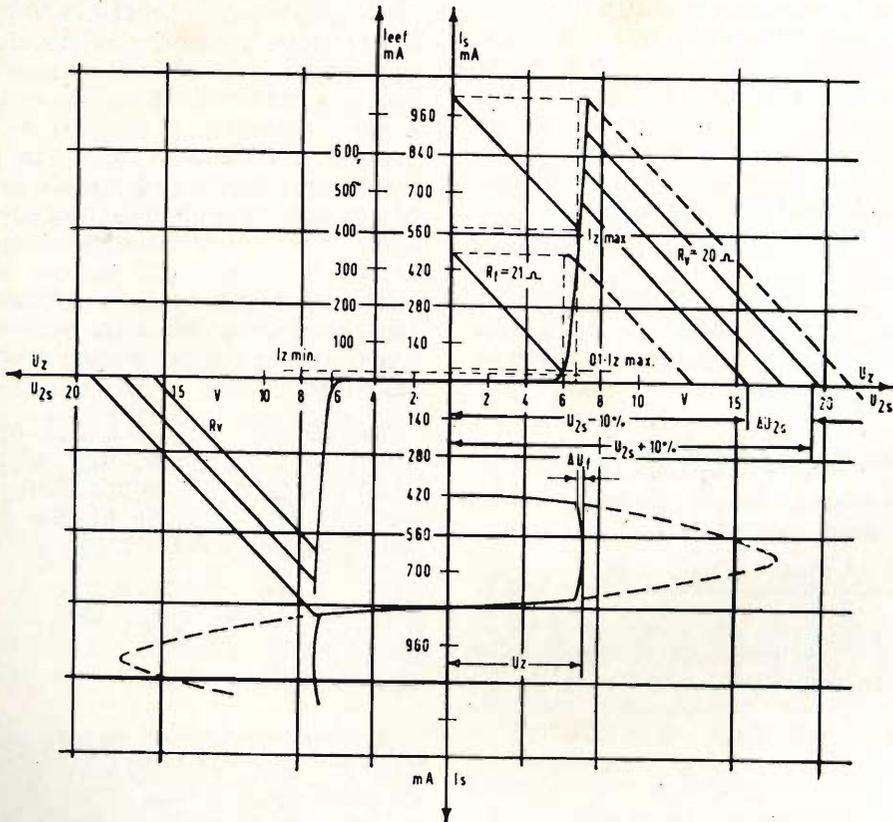


Fig. 6 - Grafico che permette la determinazione grafica dell'ampiezza della stabilizzazione U_z e la zona di funzionamento del diodo Zener.

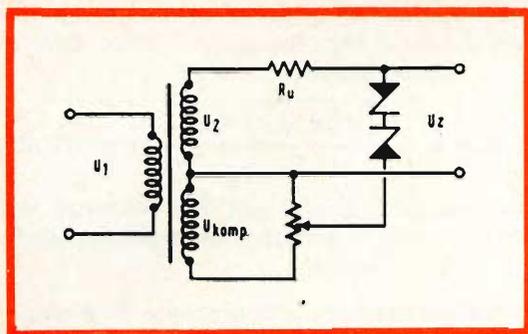


Fig. 7 - Circuito di compensazione sul secondario del trasformatore.

La sovratensione è di 0,1 V. La corrente di riscaldamento nell'esempio rappresentato è di 300 mA. Di conseguenza, la resistenza di regolazione è uguale a:

$$R_r \text{ max} = 0,1/0,3 = 0,33 \Omega$$

La fig. 6 permette di determinare graficamente l'ampiezza della stabilizzazione U_z e la zona di funzionamento del diodo Zener. Si constata immediatamente che se la variazione di tensione può essere superiore al 10%, la tensione U_z può essere scelta sensibilmente più piccola. Si deve quindi fare attenzione che il campo di regolazione non sia superato.

La fig. 4 dà la tensione di riscaldamento in funzione dell'oscillazione della tensione di rete. Si vede su di essa che la variazione della frequenza Δf può essere considerevolmente ridotta con l'utilizzazione dei diodi Zener.

Dissipazione degli elementi

Poiché ciascun diodo Zener comporta la metà delle perdite si ha:

$$P_{\text{tot}} = \frac{U_z \cdot I_z \text{ max}}{2} = \frac{5,6 \cdot 0,42}{2} = 1,17 \text{ W}$$

P_{tot} è la dissipazione di un diodo. Si noterà che la dissipazione effettiva (1,17 W) è inferiore alla dissipazione massima consentita dal diodo BZY 84/D5V6 = 1,25 W. Così non è più necessario di prevedere una superficie raffreddante supplementare ma si può quindi metterla per maggior sicurezza.

La potenza di R_v è uguale a:

$$(I_z \text{ max} + I_f \text{ max})^2 = (20,42 + 0,27)^2 = 9,5 \text{ W}$$

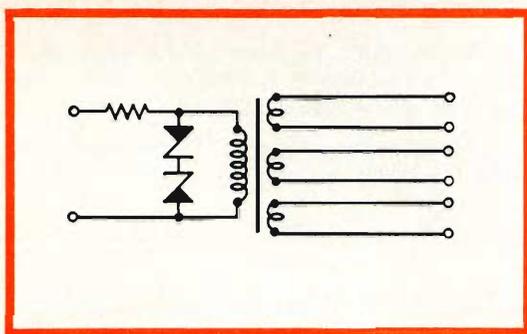


Fig. 8 - Circuito di stabilizzazione applicato al primario del trasformatore.

La resistenza di regolazione R_r deve avere una potenza di

$$P_{R_r} = R_r I_p^2 = 0,1 \text{ W}$$

Per disporre, non solamente di una tensione costante, ma anche di una potenza più costante possibile, è necessario compensare la crescente rapidità del fronte della tensione trapezoidale (corrispondente alla potenza costante) resta costante malgrado le variazioni della tensione d'ingresso. Il circuito di compensazione è visibile in fig. 7. La tensione di compensazione può essere trascurata nel calcolo del circuito precedente perché i valori necessari sono molto piccoli. La stabilizzazione può essere effettuata così sul primario di un trasformatore (fig. 8). È così possibile mantenere costanti le tensioni dei diversi avvolgimenti secondari.

Nei circuiti di fig. 3 e 7 si può anche utilizzare un condensatore al posto di una resistenza. Il valore della capacità per una data tensione di rete può facilmente essere calcolata con la relazione:

$$C = \frac{I}{\omega X_c} \text{ (}\mu\text{F)}$$

dove $X_c = R_v$.

Eventualmente, può essere necessario disporre una resistenza in serie con il condensatore, al fine di evitare che la corrente massima di punta del diodo non sia superiore all'impulso di corrente provocato nel circuito dalla capacità.

(Da « Le Haut-Parleur » 1123)

due due multivibratori

Si descrivono in questo articolo due circuiti multivibratori astabili, il primo a frequenza variabile in modo continuo con l'aiuto di un potenziometro e il secondo avente una frequenza estremamente bassa, dell'ordine di un ciclo ogni due minuti.

Il primo circuito preso in esame è quello di un multivibratore astabile a frequenza variabile.

La durata di ciascun stadio di un multivibratore astabile è determinata dalla scarica di un condensatore attraverso una resistenza. Nello schema più semplice, questa resistenza è costituita dalla resistenza che si trova posta fra la base di un transistor e uno dei poli dell'alimentatore. Siccome questa resistenza è attraversata dalla corrente di base corrispondente all'impulso di commutazione, il suo valore non deve essere troppo elevato. Quindi, questo valore non deve essere più troppo debole, di modo da non provocare una corrente di base eccessiva.

Ma questa non costituisce sempre la condizione essenziale che permette di fissare il limite inferiore di questa resistenza.

Si deve anche far attenzione a che ciascun condensatore, che è scaricato du-

rante la prima metà del ciclo, si possa caricare completamente durante la seconda.

In un multivibratore stabile, ogni condensatore si trova caricato durante la metà di un ciclo attraverso la resistenza di collettore R_c corrispondente. Durante la metà del ciclo questo condensatore si scarica attraverso la resistenza di base R_B dell'altro transistor. La durata t_1 di questa scarica determina quella della seconda metà del ciclo e si ha:

$$t_1 = 0,7 C R_B$$

Se si ammette che la carica di un condensatore richiede un tempo t_2 corrispondente a tre volte il prodotto $C R_c$, si ha:

$$t_2 = 3 C R_c$$

Se si fa $t_1 = t_2$ (rapporto ciclico = 1), si ottiene:

$$R_B/R_c \geq 4,3$$

Questo valore può essere considerato come minimo, perché il valore massimo

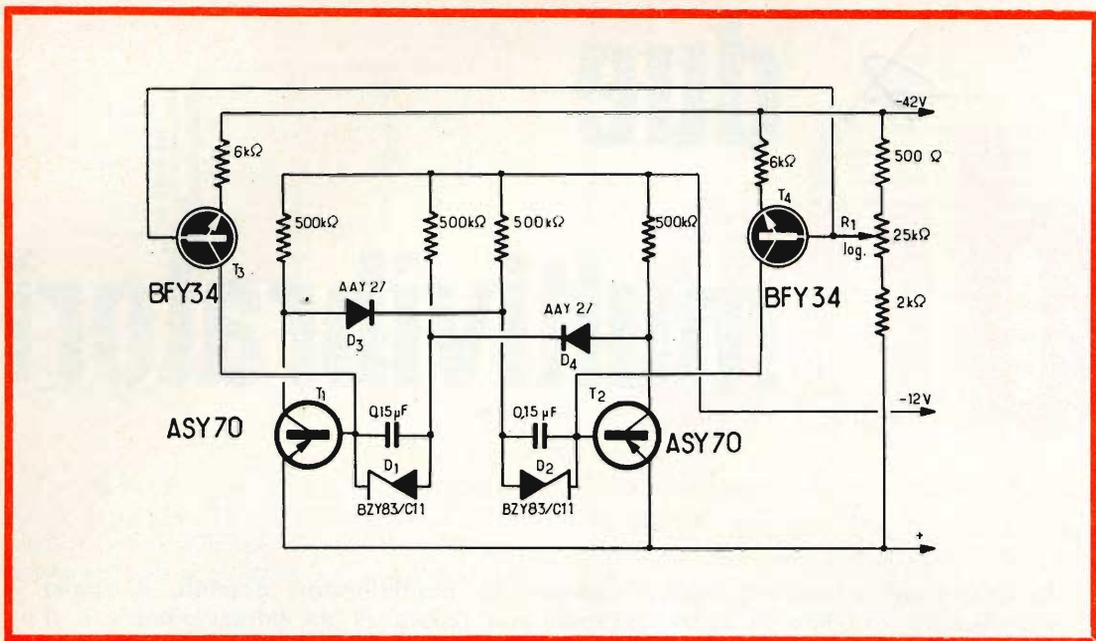


Fig. 1 - La frequenza di questo multivibratore astabile può essere modificata in modo continuo, con l'aiuto di un solo potenziometro, fra 20 Hz e 2 kHz.

corrisponde al guadagno in corrente dei transistor utilizzati. Per esempio, se si impiegano dei transistor con $\beta = 100$, si devono prevedere delle resistenze di base R_B , 100 volte più grandi delle resistenze di collettore R_C . Il multivibratore essendo simmetrico per definizione, ha evidentemente lo stesso valore di R_C e di R_B per i due transistor.

Se si vuole poter modificare la frequenza di un multivibratore astabile, il mezzo più semplice consiste nel diminuire simultaneamente il valore delle due resistenze di base (R_B). Ma questa diminuzione si deve fare in modo che il valore minimo del rapporto $R_B/R_C = 4,3$ non sia mai superato, altrimenti i due condensatori del multivibratore non potranno più caricarsi completamente. Si raccomanda anche di non spingere il rapporto R_B/R_C fino al suo limite inferiore teorico. Si vede che il fatto di far variare le resistenze R_B in modo da passare dal rapporto 100 al rapporto 5, causa una variazione della frequenza nel rapporto 20, supponendo che non si commutino le capacità.

È possibile allargare la banda di fre-

quenza coperta, modificandola in modo da assicurare la circolazione di corrente della base. Il problema ritorna a dare alle resistenze di base (R_B) un valore molto più elevato senza perturbare il funzionamento del multivibratore. Una delle soluzioni possibili è quella rappresentata in fig. 1, dove i condensatori di collegamento sono shuntati con dei diodi Zener (D_1 e D_2). Con ciò si raggiunge la tensione di Zener, la resistenza propria di questi diodi diventa molto bassa e la corrente di base del transistor corrispondente può circolare. Per questo fatto, le resistenze attraverso le quali i condensatori si scaricano possono essere scelte tanto elevate quanto si vuole, senza alcun inconveniente, e la banda di frequenze coperta si trova allargata. Ma si ha sempre l'inconveniente di dover regolare simultaneamente due potenziometri.

Un'altra possibilità consiste nel modificare la tensione di scarica dei condensatori, conservando costante la tensione di carica. Questa regolazione della tensione di scarica si può fare con l'aiuto di un potenziometro unico, ma la ragione di variazione è relativamente ridotta in questo caso.

Una soluzione molto elegante del problema è rappresentata dallo schema di fig. 7. La scarica dei condensatori si fa a corrente costante attraverso due transistor (T_3 e T_4) energicamente « contro-reazionati » con l'aiuto di resistenze di emettitore appropriate. La corrente di scarica e di conseguenza i tempi di scarica possono essere regolati con l'aiuto di un solo potenziometro, R_1 . La gamma di frequenze coperte va da 20 Hz a 2 kHz, cioè con un rapporto di 100.

Le resistenze attraverso le quali si effettua la carica dei condensatori sono separate dalle resistenze di collettore dai diodi D_3 e D_4 , ciò che permette di evitare la deformazione delle onde rettangolari prodotte. Se questa separazione non esiste più, la tensione sul collettore del transistor che passa allo stato « bloccato » non riprende più istantaneamente il suo valore finale, perché la corrente di carica del condensatore corrispondente ha provocato una caduta di tensione « parassita ». Questo si traduce in un « arrotondamento » dei rettangoli.

Il consumo del montaggio è di 70 mA su 12 V e di 14 mA su 42 V.

Un multivibratore astabile molto « lento »

Questo multivibratore, il cui schema è rappresentato in fig. 2, possiede un « periodo » che raggiunge 2 minuti e può essere utilizzato, con il suo relé, per comandare dei dispositivi molto diversi. Esso utilizza dei transistor del tipo « a diffusione » e richiede, per questo fatto, qualche precauzione. Si sa, in effetti, che in tutti i multivibratori, lo spazio base-emettitore dei transistor si trova sottoposto nell'istante di una commutazione, a una tensione inversa che rappresenta, in valore assoluto, la tensione di alimentazione. Quando si tratta di transistor al germanio, ottenuti per lega, questo non rappresenta praticamente alcun inconveniente, perché la tensione inversa ammissibile del diodo equivalente base-emettitore è relativamente elevata.

Ma quando si utilizzano dei transistor « a diffusione », è diverso, perché le particolarità tecnologiche di questi semiconduttori fanno sì che la tensione inversa ammissibile per i diodi base-emettitore sia bassa, dell'ordine di 0,5-1 V per i transistor al germanio e di 5-7 V per quelli al silicio. Siccome la tensione di

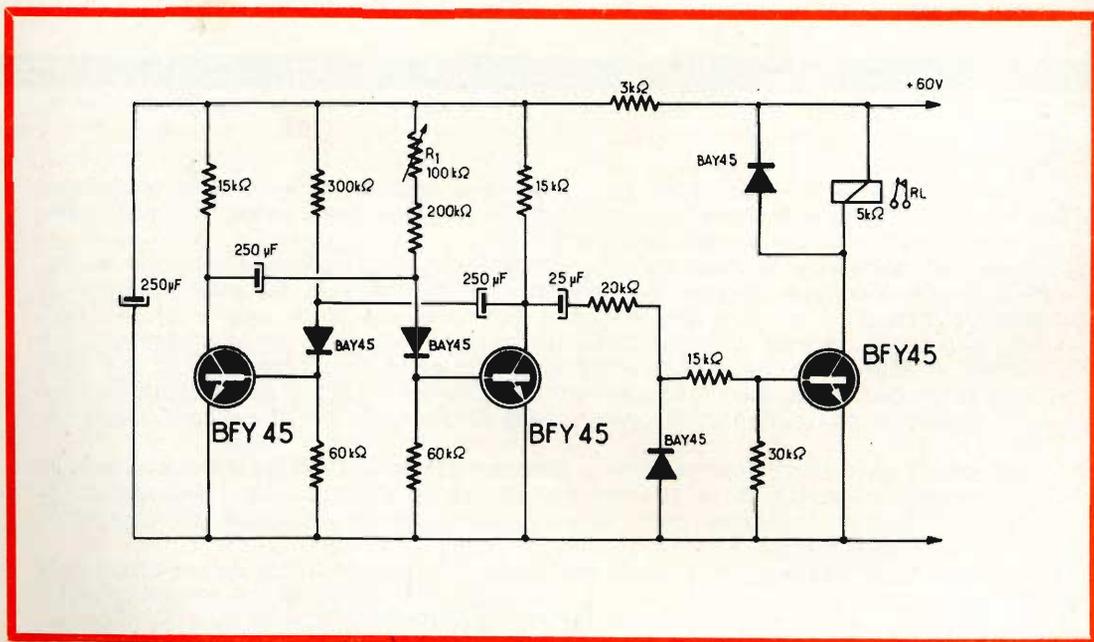


Fig. 2 - Questo multivibratore astabile funziona a una frequenza estremamente bassa dell'ordine di un ciclo ogni due minuti.

alimentazione è, per regola generale, nettamente più elevata, diventa necessario prevedere dei dispositivi di protezione dei diodi base-emettitore contro le tensioni inverse.

Nello schema di fig. 2, si impiegano dei transistor al silicio del tipo « planare », questa protezione è assicurata con l'aiuto di diodi al silicio, disposti in serie con lo spazio base-emettitore di ciascun transistor del multivibratore. Al momento della commutazione sono questi diodi che sopportano la tensione inversa applicata.

L'impiego di transistor al silicio in un montaggio come quello di fig. 2 è necessario, perché la tensione di alimentazione è elevata e il « periodo » di funzionamento molto lungo, raggiunge 2 minuti come abbiamo segnalato. Una tale durata non può essere mantenuta con qualche pretesa alla precisione, anche se la corrente residua dei transistor utilizzati e anche quella dei diodi nel caso presente, resta molto bassa. In effetti, i condensatori da cui dipende il « tempo » si scaricano più o meno velocemente secondo l'importanza di questa corrente che, non dimentichiamolo, aumenta con la temperatura. Il multivibratore di fig. 8

è simmetrico e funziona con un rapporto ciclico di 1, che si può modificare un po' con il potenziometro R_1 .

Il multivibratore è assicurato a uno stadio « interruttore » che scatta 1 o 2 secondi dopo la fine di ciascun ciclo del multivibratore, ritardo ottenuto dal collegamento attraverso un condensatore. Il transistor interruttore è anche protetto contro una tensione inversa troppo elevata con l'aiuto di un diodo montato in parallelo sull'ingresso.

La soluzione adottata qui per proteggere i diodi base-emettitore dei transistor contro una tensione inversa troppo elevata presenta un inconveniente molto sensibile. I diodi collegati in serie sopprimono alle basi dei transistor ogni traccia di tensione inversa durante le « pause », ciò che porta a un tempo di commutazione più lungo e a un bloccaggio imperfetto dei transistor, vale a dire a una corrente residua più elevata. Sarà molto più interessante adattare la soluzione messa in opera nello stadio interruttore, vale a dire dei diodi collegati in parallelo, ma questo provocherà la scarica dei condensatori da cui dipende la durata del ciclo.

(Da « Radio Constructeur » 67/3-4)

Nel piano di ammodernamento degli impianti e delle attrezzature dello Stabilimento Italsider di Trieste, è entrato recentemente in funzione alla sezione Controllo Qualità, un « quantometro » fornito dalla Philips.

Questa apparecchiatura, chiamata più propriamente spettrometro automatico a raggi X, è realizzata per controlli di produzione e di routine in cui sono richieste la massima semplicità nella programmazione e tempi di analisi più brevi possibile. Pannelli di programmazione intercambiabili permettono di variare istantaneamente programmi di analisi. Per ricerche speciali lo spettrometro può contenere fino a 4 campioni per volta che vengono analizzati uno dietro l'altro; inoltre lo spettrometro può essere facilmente commutato dalla condizione di funzionamento automatico a quella manuale.

Il sistema si basa su un procedimento a fluorescenza ed usa i raggi X con una tecnica con la quale si raccolgono e si riflettono, per mezzo di un cristallo analizzatore, le radiazioni secondarie emesse dagli atomi del campione da analizzare, eccitato da un fascio di raggi X.

Le radiazioni provenienti dal cristallo analizzatore sono raccolte da un rivelatore montato da un goniometro e trasmesse ad un registratore scrivente. La posizione angolare di queste radiazioni permette di stabilire la composizione qualitativa del materiale analizzato mentre la intensità di ciascuna di esse, confrontate con quella di un campione di riferimento, permette di stabilirne la composizione quantitativa.

SIGNAL TRACER

Riportiamo in questo articolo un circuito di signal-tracer che per la sua semplicità di costruzione e di funzionamento, interesserà ai numerosi nostri lettori che si dedicano alla riparazione di apparecchi radio.

Il signal tracer è essenzialmente uno strumento di riparazione, di ricerca, di verifica, di messa a punto. Esso permette di praticare il metodo dinamico di riparazione, che consiste nel seguire la traccia di emissione ricevuta da un ricevitore, dall'antenna fino all'altoparlante seguendo i diversi stadi di cui è composto l'apparecchio.

Il signal tracer permette in modo assoluto di sentire l'emissione prelevata nei diversi circuiti del ricevitore, dunque di conoscere e di sapere ad ogni istante la sua potenza, se essa è stata deformata, se è stata affievolita, se è pura o affetta da un difetto come ronzio, distorsione ecc.

Sono noti i servizi che un apparecchio simile può rendere. Seguendo così la traccia di emissione che si percepisce netta e chiara, poi in un certo punto non si sente più nulla, si può dire che il guasto si trova localizzato e praticamente è trovato.

Utilizzando le proprietà dei transistor, si è realizzato qui un signal-tracer con alimentazione a pila, dunque autonomo, di piccolo ingombro e facile da trasportare. Il suo schema è riportato in fig. 2.

Esso è costituito essenzialmente da un amplificatore di bassa frequenza a transistor, ma preceduto da un sistema di rivelazione a diodo. Questa rivelazione può essere eliminata per mezzo del cortocir-



Fig. 1 - Esempio di realizzazione del signal tracer.

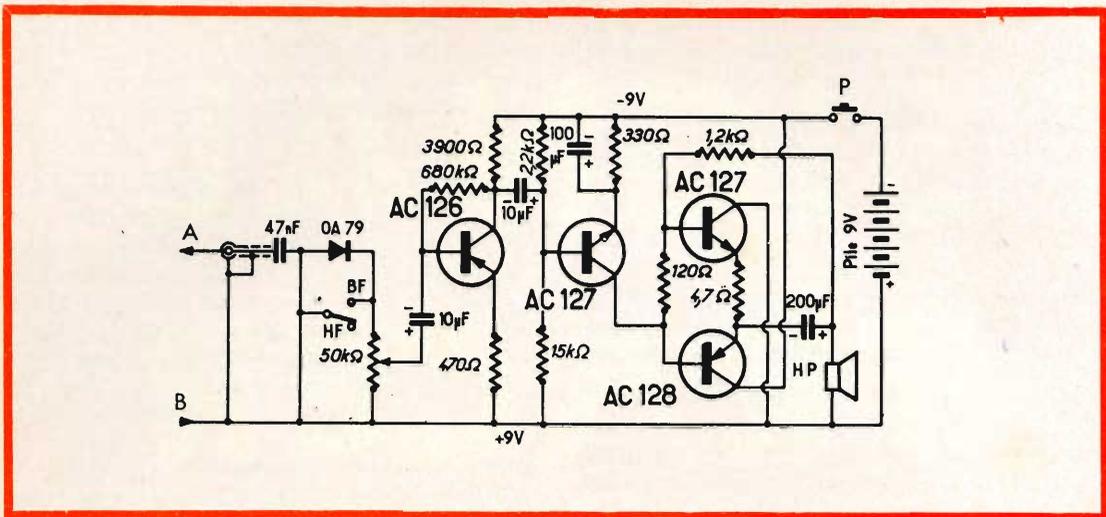


Fig. 2 - Schema elettrico del signal-tracer. A = punta di contatto, B = pinza di massa, P = pulsante.

cuito fornito da un piccolo commutatore « RF-BF ». Quando si deve ricercare il guasto negli stadi di alta frequenza (fra l'antenna e il rivelatore) si mette il diodo in funzionamento, si collega la massa dell'apparecchio a quella del pezzo esaminato e con la punta di contatto si viene in contatto con i punti principali del montaggio: base, collettore ecc.

Quando si vogliono poi proseguire le ricerche negli stadi di bassa frequenza (fra il rivelatore e l'altoparlante), si cortocircuita il diodo e si procede allo stesso modo.

Il condensatore d'ingresso di 47 nF lascia passare tutte le componenti alternate di alta o di bassa frequenza ma blocca tutte le tensioni continue. Si può dunque con questo apparecchio intervenire anche in un complesso a valvole per esempio, e toccare senza alcun rischio un anodo e qualsiasi altro punto sotto tensione. Il potenziometro permette di controllare il guadagno e l'amplificazione del signal-tracer.

Si aumenta questa amplificazione quando si lavora con dei segnali di ampiezza bassa e lo si riduce con dei segnali di ampiezza più elevata.

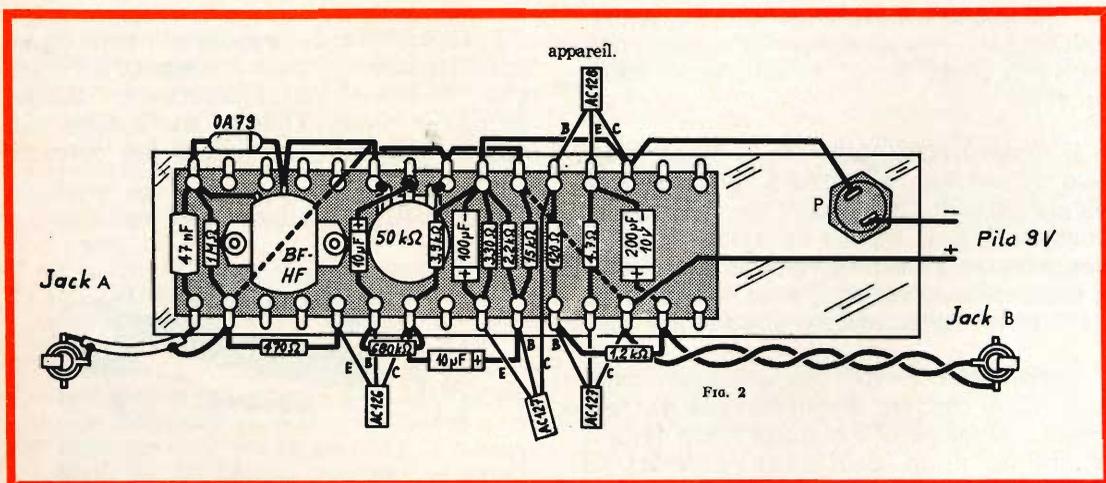


Fig. 3 - Cablaggio del signal-tracer. Jack A = punta di contatto, Jack B = all'altoparlante, P = pulsante.

NovoTest

BREVETTATO

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

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

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

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

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

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

ECCEZIONALE!!!
CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.

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



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

MOD. TS 140

L. 10.800

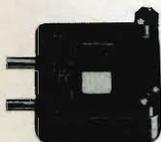
MOD. TS 160

L. 15.500

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA
DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



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



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



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



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



franco ns. stabilimento
DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
- BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
- CAGLIARI - Pomata Bruno
Via Logudoro 20
- CATANIA - Cav. Buttà Leonardo
Via Ospizio dei Ciechi 32
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
- GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
- MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
- NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Padi
62
- PESCARA - P.I. Accorci Giuseppe
Via Osento 25
- ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

BREVETTATO

Per impieghi normali, l'uscita di effettua su un piccolo auricolare che si mette nell'orecchio, poco ingombrante, questo si può trasportare facilmente; esso è molto pratico nella riparazione all'esterno. Sul tavolo, o sul banco di riparazione, si può disporre in permanenza di un grande altoparlante munito di un cavetto di collegamento adeguato. Esso permette di apprezzare meglio i difetti di potenza o di musicalità.

Le fig. 1 e 2 faciliteranno la realizzazione pratica di questo apparecchio. Esso è integrato in un piccolo contenitore avente le dimensioni di 17 x 4 x 3 cm in materia plastica rigida. Nella parte posteriore una presa e un jack miniatura permettono il collegamento dell'auricolare miniatura. A questo jack si può collegare anche un altoparlante da 12 o 17 cm di diametro, per esempio, avente una impedenza dell'ordine di $5 \div 20 \Omega$.

Sulla parte anteriore un altro jack miniatura assicura il collegamento della punta di contatto; essa è costituita da una astina metallica rigida ricoperta di isolante per evitare dei cortocircuiti quando si lavora nei montaggi. Il filo isolato termina con una pinza a cocodrillo che stabilisce il collegamento di massa.

Tutto il cablaggio è fatto su una piastrina di bakelite fornito su ciascun lato di pagliette di collegamento. Il montaggio così effettuato, viene posto sul fondo dalla parte che serve normalmente da coperchio, parte sulla quale si dispone il pulsante, il commutatore, il potenziometro e i due jack.

Questo apparecchio se è eseguito in modo corretto non necessita praticamente di nessuna messa a punto.

BETA

(Da « Le Haut Parleur » 6706)

Presso l'altoforno n. 2 Italsider è in funzione un impianto televisivo a circuito chiuso che consente il costante controllo a distanza della bocca dello stesso altoforno.

Si tratta di un impianto di tipo industriale costituito da una telecamera e da un monitor. La telecamera transistorizzata è di tipo a tenuta stagna, adatta a funzionare all'aperto ed in cattive condizioni ambientali; l'apertura dell'obiettivo e la regolazione della sensibilità sono completamente automatiche, mentre, sempre automaticamente, avviene la regolazione della temperatura all'interno della telecamera consentendo così il regolare funzionamento dei componenti elettronici. Il monitor è fornito di un tubo catodico di 11' ed è attrezzato con un comando a distanza — sistemato sul tavolo di controllo dell'addetto al caricamento — per la regolazione della luminosità e del contrasto.

Il sistema funziona a 625 linee ed il collegamento avviene con un cavo coassiale da 75 Ω . Sempre nella zona dell'altoforno è anche in funzione un complesso sistema interfonico, autonomo dalla rete di stabilimento con 17 posti microtelefonici.

Nei Laboratori di ricerca della Mullard è stato realizzato un radar non più complesso di un ricevitore televisivo, in grado di guidare i veicoli in condizioni di pessima visibilità.

Il radar, chiamato AVOID, può guidare con sicurezza — pur nella nebbia più densa — le auto antincendio sul posto di un disastro aereo o anche le scialuppe di salvataggio in un naufragio.

Si è mirato a realizzare un radar semplice e compatto, con basso consumo di energia, senza parti mobili e con un raggio variabile da tre a cento yards (le misure sono all'incirca equivalenti ai metri lineari).

Il nuovo radar è stato presentato per la prima volta poche settimane fa: quanto prima, saranno effettuate prove pratiche a bordo di un veicolo. In caso di esperimenti positivi, è probabile si verifichi una larga domanda per l'attrezzatura di veicoli in servizio negli aeroporti.

LE CERAMICHE PIEZO-ELETTRICHE O PIEZOXIDE

Presentiamo in questo articolo la descrizione di un materiale piezoelettrico: il piezoxide, la sua composizione, la fabbricazione, i fenomeni di piezoelettricità ad esso legato ed infine alcuni esempi d'impiego e applicazioni pratiche.

Il termine « piezoxide » comprende una serie di materiali ceramici che permettono la conversione diretta di energia elettrica in energia meccanica e viceversa (fenomeno di piezoelettricità).

Anche se le proprietà piezoelettriche di certi elementi sono note da maggior tempo, si può affermare che ora anche i materiali ceramici (piezoxide) possono rispondere a delle esigenze precise.

Fino ad oggi, i materiali tradizionali non offrivano che una gamma ristretta di forme e un mediocre rendimento di conversione d'energia.

I materiali ceramici hanno potuto allargare in modo considerevole il campo di applicazione degli elementi piezoelettrici grazie alle loro caratteristiche interessanti.

Dopo l'esposizione dei fenomeni di piezoelettricità, si definiranno i diversi parametri che possono intervenire nella scelta di un elemento di piezoxide e si concluderà con un breve riassunto delle principali richieste di applicazione di questi materiali.

Composizione del piezoxide

Quando alcuni materiali monocristallini, come la tormalite, il topazio, il quarzo ecc... vengono sottoposti a delle contrazioni meccaniche in una direzione precisa (direzione meccanica) si creano delle differenze di potenziale in un'altra direzione

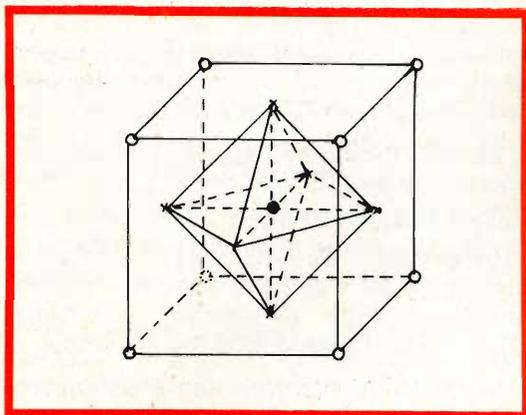


Fig. 1 - Cellula elementare di titanato di bario ($BaTiO_3$). Il cerchietto bianco indica l'atomo di bario, quello nero l'atomo di titanio e la crocetta l'atomo di ossigeno.

(direzione elettrica). Questo fenomeno reversibile fu scoperto dai fratelli Curie alla fine del secolo scorso. I soli materiali utilizzati più tardi nell'industria furono il quarzo (filtri oscillatori) e un sale speciale (microfoni, fonorivelatori).

Questi elementi piezoelettrici dovevano essere tagliati secondo un piano ben definito. Questo fino all'apparizione del titanato di bario (Ba Ti D_3) e ancora più di recente, del piezoxide che può prendere varie forme.

Il piezoxide, che è l'oggetto del presente articolo, è formato da cristalli composti da titanato di piombo (Pb Ti O_3) e di zirconato di piombo (Pb Zr O_3), essi sono policristallini e ferroelettrici; ciò significa che essi hanno un momento bipolare elettrico che è proprio di questi materiali. Il piezoxide è composto di numerose parti elementari (zone) formate da diversi cristalli agglomerati con trattamento termico (sinterizzazione). Ciascuna zona può essere considerata come un monocristallo che possiede un suo proprio momento bipolare elettrico, la cui direzione dipende da quella delle zone vicine.

Due zone vicine non hanno che delle piccole differenze di struttura costante dalle differenze di posizione di uno ione; lo spostamento di questi ioni può essere influenzato da un campo elettrico.

Le differenti zone hanno una orientazione bipolare che risponde a una legge qualsiasi, ma se si applica a una temperatura elevata, un campo elettrico, le zone si orientano (in parte) secondo una direzione preferita e il materiale si comporta allora come un monocristallo (si dice così che è polarizzato).

La fig. 1 rappresenta una cellula elementare di Ba Ti O_3 che presenta una struttura analoga a quella del piezoxide.

La cellula di Ba Ti O_3 mostra una struttura in cui gli atomi BA occupano le sommità di un cubo, gli atomi Ti il centro e gli atomi O il centro di ciascuna faccia.

In realtà, la struttura non è puramente cubica, ma romboidale, rombica o tetragonale, secondo la temperatura.

La temperatura alla quale il materiale perde le sue proprietà ferroelettriche, è

chiamata temperatura di Curie (120°C per il Ba Ti O_3). Si vede dunque che questa temperatura è la più alta possibile per ottenere una gamma di temperatura di funzionamento estesa.

Il cristallo composto $\text{Pb Ti O}_3 - \text{Pb Zr O}_3$, per esempio, ha una temperatura di Curie superiore a 400°C per una proporzione del 45% di Pb Ti O_3 e 55% di Pb Zr O_3 .

Fabbricazione del piezoxide

Dopo la pesatura e la molatura dei materiali di base, la lavorazione degli elementi di piezoxide si può fare in due modi:
— per pressaggio (la massa è pressata in una matrice);

— per estrusione (la massa è inviata sotto pressione attraverso un foro che possiede il profilo desiderato).

Il pressaggio è utilizzato per ottenere dei pezzi come dischi, blocchi ecc..., mentre l'estruzione è necessaria nel caso di pezzi relativamente lunghi (barre, tubi, aste ecc.).

I prodotti così ottenuti devono essere sinterizzati (agglomerati per trattamento termico) in una catena chiusa allo scopo di evitare tutte le fughe di vapore di ossido di piombo che possono modificare le proprietà dei materiali. Essi sono poi lavorati per essere riportati alle dimensioni previste e infine polarizzate. Per quest'ultima operazione si equipaggiano i pezzi da polarizzare di elettrodi in argento sul quale si possono facilmente saldare i fili di collegamento.

I pezzi sono riscaldati in un bagno d'olio (fra 140°C e 300°C) e sottoposti a una tensione continua in modo che il campo elettrico raggiunga un valore da 1 a 3 kV/mm. Dopo questo trattamento, la distanza fra gli elettrodi aumenta e le dimensioni parallele agli elettrodi sono diminuite. Per i pezzi polarizzati, gli assi meccanici ed elettrici dipendono direttamente dall'asse di polarizzazione (direzione del campo elettrico di polarizzazione).

Vantaggi del piezoxide

I piezoxidati sono delle ceramiche, chimicamente inerti, insensibili all'umidità, contrariamente agli elementi piezoelettri-

ci utilizzati in precedenza. È possibile, d'altra parte, ottenere non importa quale forma di piezoxide, non esiste più in questo caso alcun piano di sfaldatura o di taglio da rispettare.

Il fenomeno di piezoelettricità è anche più marcato per i piezoxididi, le costanti d e g (che definiremo poi) sono da 100 a 200 volte superiori a quelle di altri materiali.

DESCRIZIONE DEI FENOMENI DI PIEZOELETTRICITÀ DEL PIEZOXIDE

Fenomeni statici

Consideriamo un parallelepipedo di piezoxide (fig. 2a) in cui le superfici tratteggiate sono equipaggiate di elettrodi e il cui asse di polarizzazione è perpendicolare (freccia P) a questi elettrodi. Se si esercita una pressione secondo l'asse P , si produce una differenza di potenziale fra gli elettrodi, dello stesso segnale di quello necessario per creare il campo di polarizzazione (fig. 2b).

Lo stesso risultato si ottiene esercitando una trazione secondo una direzione parallela agli elettrodi.

Se, al posto di una pressione, si esercita una trazione secondo la direzione P , la tensione elettrica, che appare cambia di polarità. Inversamente, quando si applica una tensione elettrica fra gli elettrodi, il pezzo si allunga secondo P (e si accorcia parallelamente agli elettrodi) se la tensione è dello stesso segnale della tensione di polarizzazione (fig. 2c); il pezzo si accorcia secondo P (e si allunga parallelamente agli elettrodi) se la tensione è di segno opposto.

Tutto il piano perpendicolare all'asse di polarizzazione (parallelo dunque agli elettrodi) non è direzionale, ciò significa che la direzione di una sollecitazione meccanica in questo piano non influenza il valore della tensione che appare fra gli elettrodi.

Fin qui non si è parlato che di tensione e di compressione. Il piezoxide reagisce anche ai tagli.

In questo caso, gli elettrodi sono paralleli all'asse di polarizzazione, oppure, il campo elettrico è perpendicolare all'asse di polarizzazione. Quando un tale elemento

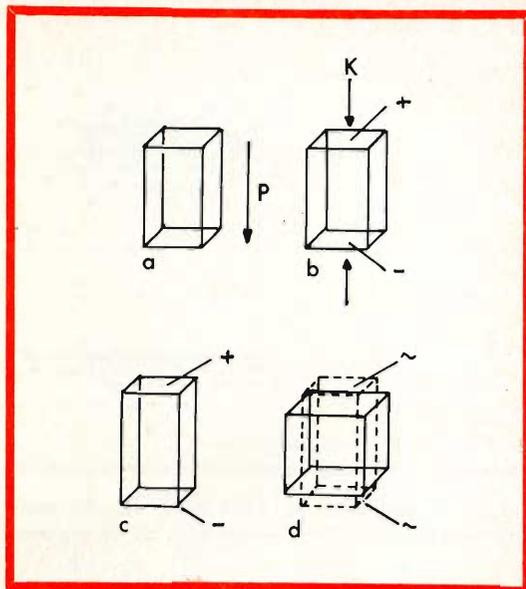


Fig. 2 - Comportamento di un pezzo di ceramica piezo-elettrica; a) elemento a riposo, b) carico meccanico, c) carico elettrico, d) tensione alternata.

è sottoposto a una tensione elettrica, si produce un taglio nel piano perpendicolare agli elettrodi e parallelo all'asse di polarizzazione.

L'effetto del taglio non è quindi utilizzato che in applicazioni speciali (linee a ritardo per televisori a colori). Riportiamo questo solo a titolo indicativo.

Fenomeni dinamici

Se non si applica una tensione continua, come sopraddetto, ma una tensione alternata, il materiale si deformerà a un ritmo che sarà funzione della frequenza di questa tensione (fig. 2d).

Se essa è uguale alla frequenza di risonanza del materiale, il piezoxide entra in risonanza meccanica.

Per ciascun elemento piezoxide, esistono diversi modi di vibrazione che possiedono ciascuno una frequenza di risonanza propria (per esempio: risonanza secondo l'asse di polarizzazione, perpendicolare a questo, ecc.). La fig. 3 mostra diversi metodi di vibrazione secondo la forma dell'elemento piezoxide.

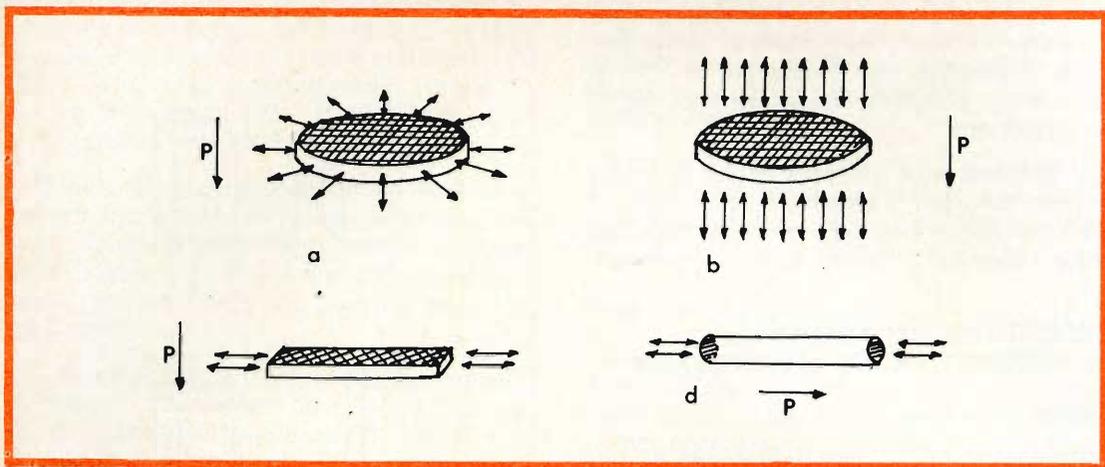


Fig. 3 - Diversi modi di vibrazione; a) vibrazione radiale, b) vibrazione trasversale, c) vibrazione longitudinale, sollecitazione trasversale, d) vibrazione longitudinale, sollecitazione longitudinale.

La frequenza di risonanza in una direzione definita di un elemento piezoxide è inversamente proporzionale alla dimensione in questa direzione. Esiste, tuttavia, una influenza mutua fra le diverse frequenze nelle diverse direzioni.

Se una direzione è grande rispetto alle altre (per esempio, quattro o cinque volte, più grande) l'influenza delle frequenze di risonanza nelle altre direzioni è debole.

Circuito elettrico equivalente

Il comportamento di un elemento piezoxide nelle vicinanze della frequenza di risonanza può essere paragonato con quello di un circuito elettrico (vedere fig. 4) nel quale C_1 è funzione della rigidità meccanica, L della massa, R della resistenza interna di attrito (funzione molecolare) e C_0 la capacità elettrica fra le armature dell'elemento ($C_1 \ll C_0$).

Partendo da zero, se si aumenta la frequenza della tensione applicata, si raggiunge, a un dato momento, la frequenza di risonanza (f_r) in cui l'ammettenza è massima. Al di là, si ottiene un valore minimo dell'ammettenza per una frequenza di antirisonanza (f_a).

Aumentando ancora la frequenza, il valore dell'ammettenza aumenta senza tuttavia raggiungere il valore che corrisponde alla frequenza di risonanza.

Parametri della piezoelettricità

Per facilitare la nota delle differenti grandezze piezoelettriche, si segua quella con due cifre, di cui la prima rappresenta la direzione del campo elettrico e la seconda la direzione delle sollecitazioni meccaniche. La fig. 5 rappresenta il modo di segnare i diversi parametri. Le cifre 1, 2 e 3 corrispondono agli assi X, Y, Z, le cifre 4, 5 e 6 rappresentano tutta la superficie parallela rispettivamente agli assi Y-Z, Z-X, X-Y.

L'asse 3 corrisponde sempre all'asse di polarizzazione per facilitare la reperibilità. D'altra parte, noi abbiamo visto che per tutti i piani perpendicolari all'asse di polarizzazione, il fenomeno di piezoelettricità è omnidirezionale, ciò significa che si può utilizzare indifferentemente la cifra 2 o la cifra 1 come indicato dai parametri.

Le cifre 4, 5 e 6 sono utilizzate per trovare i parametri relativi all'effetto di taglio.

Così la costante di sollecitazione piezoelettrica d_{31} (che definiremo in seguito) è la deformazione secondo l'asse X che risulta da un campo elettrico applicato secondo l'asse Z.

Costante di sollecitazione piezoelettrica d

Nel caso di elementi di piezoxide, una deformazione meccanica risulta non sola-

mente da una sollecitazione meccanica ma anche da un campo elettrico e , inversamente, lo stato elettrico dell'elemento dipenderà non solamente dal campo elettrico ma anche dalla sollecitazione meccanica.

Chiamando E il campo elettrico, T la sollecitazione meccanica e S la deformazione relativa che ne risulta, e restando nei limiti dell'elasticità del materiale, si possono scrivere le relazioni elettriche e meccaniche seguenti:

$$S = S^E T + d E \quad (1)$$

$$D = d T + \epsilon^T E \quad (2)$$

dove D è l'induzione elettrica; S^E è la compliance elastica per un campo elettrico costante (questa costante è derivata dalla relazione fondamentale della resistenza dei materiali $S = sT$); ϵ^T è la permittività dielettrica (costante dielettrica) per una sollecitazione costante (o nulla).

Quando l'elemento piezoelettrico è cortocircuitato, si può porre $E = 0$ e la (2) diventa:

$$D = d T \quad (3)$$

In queste condizioni, l'induzione elettrica è uguale alla densità di carica (teorema di Coulomb).

$$D = d T = P \quad (4)$$

Noi possiamo definire la costante d come la densità di carica elettrica per unità di sollecitazione meccanica per un campo elettrico costante. Si può anche definire d partendo dalla relazione (1) supponendo che non si abbiano delle sollecitazioni meccaniche ($T = 0$):

$$S = d E \quad (5)$$

La costante d è dunque la deformazione meccanica per unità di campo elettrico (costante di sollecitazione piezoelettrica) per una costante meccanica esterna costante.

Costante di tensione piezoelettrica (o costante di sensibilità meccanica). Si può definire g a partire dalla relazione (2) quando $D = 0$ (elettrodi non collegati elettricamente)

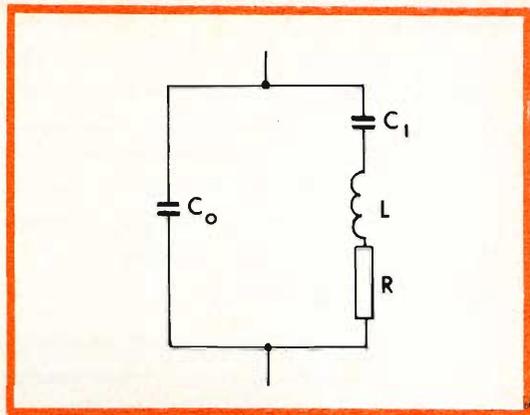


Fig. 4 - Circuito elettrico equivalente in vicinanza della frequenza di risonanza.

$$E = - \frac{dT}{\epsilon^T} \text{ se si pone } \frac{d}{\epsilon^T} = g$$

$$E = g T \quad (6)$$

g può dunque essere definita come il campo elettrico sviluppato da una sollecitazione meccanica unitaria, essendo l'elemento a circuito aperto.

Si può anche definire g a partire dalle relazioni (1) e (2) ponendo $T = 0$.

Confrontando le due equazioni si trova:

$$S = \frac{dD}{\epsilon^T} = g D \quad (7)$$

La costante g è dunque anche la deformazione meccanica per unità d'induzione elettrica per una sollecitazione meccanica costante.

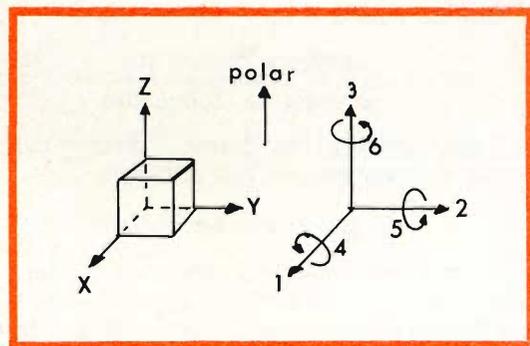


Fig. 5 - Riconoscimento dei parametri di un elemento piezoelettrico.

TABELLA 1

Costante	Definizione	Unità sistema MK5
d	induzione elettrica sviluppata sollecitazione meccanica applicata deformazione meccanica sviluppata campo elettrico applicato	$\frac{\text{coulomb}}{\text{metro}^2}$ $\frac{\text{newton}}{\text{metro}^2}$ $\frac{\text{metro}}{\text{metro}}$ $\frac{\text{volt}}{\text{metro}}$
g	campo elettrico sviluppato sollecitazione meccanica applicata deformazione meccanica sviluppata induzione elettrica applicata	$\frac{\text{volt}}{\text{metro}}$ $\frac{\text{newton}}{\text{metro}^2}$ $\frac{\text{metro}}{\text{metro}}$ $\frac{\text{coulomb}}{\text{metro}^2}$

Le equazioni 6 e 7 possono essere trasformate in un sistema analogo alle equazioni 1 e 2.

$$S = s^D T + gD$$

$$E = -gT + \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^T D \quad (8)$$

dove s^D è la compliance elastica per una induzione elettrica costante o nulla e $\left(\frac{1}{\epsilon}\right)^T$ è la costante dielettrica reciproca per una sollecitazione meccanica costante o nulla.

Nella tabella 1 sono riportate le definizioni e le unità delle costanti d e g.

Coefficiente di accoppiamento k

Il fattore k viene definito come coefficiente di accoppiamento elettromeccanico, vale a dire è una misura dell'efficacia della piezoelettricità.

Questo coefficiente è definito da

$$k^2 = \frac{\text{energia convertita}}{\text{energia da convertire}}$$

Senza entrare nei dettagli di uno sviluppo matematico, si può scrivere

$$g \times d = k^2 \times s^E \quad (9)$$

Questa relazione permette di guidare alla scelta di un elemento di piezoxide. Il coefficiente di accoppiamento deve essere il più alto possibile per definizione, esso ha due possibilità: un fattore g elevato e un fattore d elevato.

Per le applicazioni elettromeccaniche, è necessario ottenere delle grandi deformazioni con delle basse tensioni elettriche, vale a dire che il fattore d deve essere più grande possibile (PXE 4 e PXE 5).

Per le applicazioni mecano-elettriche, delle deboli sollecitazioni meccaniche devono sviluppare delle tensioni elettriche notevoli, si deve dunque scegliere un fattore g elevato (PXE 3).

Costanti di frequenza N

Abbiamo visto che per dei materiali di forma appropriata, l'influenza delle frequenze di risonanza in certe direzioni è trascurabile. Si può così parlare di una costante di frequenza per una forma di materiale ben definito.

Quest'ultimo è il prodotto della frequenza di risonanza e della dimensione del materiale corrispondente alla direzione di risonanza.

Tre costanti di frequenza sono importanti: N_1 perpendicolarmente alla direzione di polarizzazione, N_3 nella direzione di polarizzazione e N per le vibrazioni radiali (in questo caso N è il prodotto della frequenza di risonanza e del diametro).

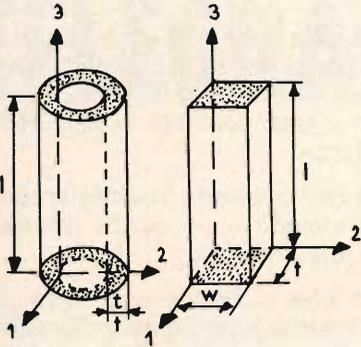
La fig. 6 riporta cinque metodi di vibrazione possibili per un tubo, un parallelepipedo e un disco.

Fattore di qualità Q_p

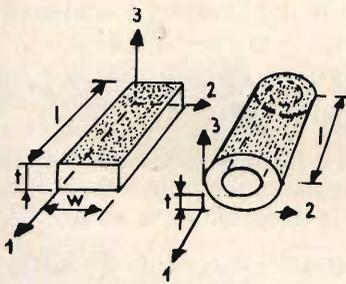
Il fattore di qualità è definito in questo caso, nello stesso modo che per i circuiti

FIG. 6

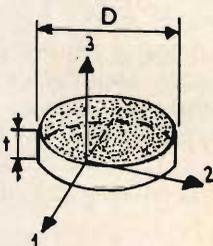
Tubo con gli elettrodi sulle facce piane Parallelepipedo con gli elettrodi sulle facce orizzontali



Parallelepipedo con gli elettrodi sulle facce orizzontali Tubo con gli elettrodi sulle superfici cilindriche



Disco con gli elettrodi sulle facce orizzontali



Direzione della polarizzazione

Campo elettrico alternato e ind. elettrica

Componenti principali della sollecitazione meccanica alternata e della vibrazione

Costante di frequenza N. Modo di vibrazione



E_1, D



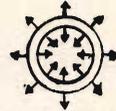
T_1, S_3

(direzione assiale del tubo)

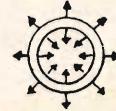
parallelepipedo



T_1, S_1



tubo (T e S nelle direzioni radiali)



tubo (T e S sulle direzioni radiali) parallelepipedo



E_1, D

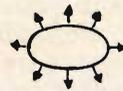


T_1, S_3



T_1, S_1

(direzione assiale del tubo)



T_1, S_1

(direzione radiale)

E_3, D_3



T_1, S_3

$N_3 = f_r \cdot l$
Vibrazione longitudinale con una sollecitazione parallela

$N_1 = f_r \cdot t$
Vibrazione secondo lo spessore con una sollecitazione parallela

$N_1 = f_r \cdot t$
Vibrazione secondo lo spessore con una sollecitazione parallela

$N_1 = f_r \cdot l$
Vibrazione longitudinale con una sollecitazione trasversale

$N_p = f_r \cdot 2r$
Vibrazione piana con una sollecitazione trasversale

$N_3 = f_r \cdot t$
Vibrazione secondo lo spessore con una sollecitazione parallela

elettrici risonanti. Questo fattore da una idea dell'importanza delle perdite meccaniche dovute alla funzione molecolare di cui abbiamo già parlato.

Il fattore di qualità varia da 50 a 500 secondo il tipo di piezoxide. Questo fattore pone dei limiti all'impiego del piezoxide.

Temperatura di Curie T_c

Si sa che a partire da questa temperatura, il materiale perde le sue proprietà piezoelettriche. In pratica la temperatura di funzionamento sarà al massimo uguale alla metà della temperatura di Curie. In effetti, per una temperatura superiore, si produce una perdita parziale (ma permanente) della polarizzazione del piezoxide.

ESEMPI D'IMPIEGO DEI PARAMETRI

Supponiamo un parallelepipedo di materiale PXE 4 avente un'altezza di 30 mm e una base quadrata di 10 mm di lato.

L'asse di polarizzazione è parallelo all'altezza e gli elettrodi sono fissati sulla base quadrata perpendicolare all'altezza.

Applichiamo una pressione T di 250 kg/cm² sulle facce munite di elettrodi, ciò corrisponde a 2450 x 10⁴ N/m².

Si può calcolare la tensione elettrica che appare fra gli elettrodi a partire dalla relazione (6).

$$E = -gT$$

Vediamo ora il caso di un disco di piezoxide PXE 5 di 30 mm di diametro e 5 mm di spessore. Se si sottopone il disco a una tensione alternata, nella fig. 6 si può vedere che esso ha due modi di vibrazioni possibili. Il primo modo è la vibrazione nel piano degli elettrodi (vibrazioni radiali), in cui la frequenza di risonanza meccanica può essere dedotta da $N_p = fr \times 2r$.

Nel caso del PXE 5, $N_p = 2000 \text{ Hz} \times m$.

La frequenza di risonanza è allora:

$$fr = \frac{N_p}{2r} = \frac{2000}{30 \times 10^{-3}} = 67 \text{ kHz}$$

Il secondo modo di vibrazione è la vibrazione secondo lo spessore, in cui la frequenza di risonanza meccanica diventa:

$$fr = \frac{N_3}{t} = \frac{1390}{5 \times 10^{-3}} = 278 \text{ kHz}$$

Tipi di piezoxide

Vi sono attualmente tre gamme di piezoxide:

- il PXE 3, che possiede un punto di Curie elevato, una costante dielettrica debole, un fattore di qualità meccanico elevato e una costante piezoelettrica molto forte.
- il PXE 4 che possiede una costante dielettrica elevata e un basso fattore di perdite dielettriche;
- il PXE 5 che possiede una forte resistenza interna, una costante di tempo RC elevata e una grande stabilità.

Applicazioni del piezoxide

I materiali piezoxidici possono essere utilizzati alla loro frequenza di risonanza, al di fuori di questa o staticamente.

La gamma di applicazioni è dunque molto estesa.

Riportiamo qualche applicazione propria a ciascun tipo di piezoxide.

PXE 3: tagli a frequenze elevate nel caso, per esempio, di una linea a ritardo per la televisione a colori.

PXE 4: trasduttori risonanti di forte potenza per pulitura ad ultrasuoni, la saldatura di materie plastiche ecc; generatori di alta tensione per degli accendisigari, accendisigari o detonatori di artiglieria.

PXE 5: applicazioni mecano-elettriche non risonanti, come testine di giradischi mono e stereofonici, microfoni, ecc; applicazioni elettromeccaniche di bassa potenza (grande stabilità in funzione della temperatura), come prove non distruttive, tecnica d'eco ultra sonora ecc.

(Da « Techniques Nouvelles » 6612)

L'EVOLUZIONE DELLA TELEGRAFIA

INIZIO DELLA TELEGRAFIA

Parte VI

Concludiamo con questa puntata la nostra panoramica sulla nascita e lo sviluppo della telegrafia. Nel corso di questo articolo abbiamo visto l'evolversi di questo importantissimo mezzo di comunicazione nei più importanti paesi d'Europa in un primo momento e quindi in America, dove finalmente Morse diede il contributo definitivo con il suo codice, che ancora oggi viene usato.

A metà del secolo, l'America era a capo dell'utilizzazione del telegrafo elettrico come mezzo moderno di comunicazione: dopo una statistica pubblicata nel 1853, vi erano allora negli Stati Uniti più di 32.000 km di linee telegrafiche, circa 4.000 km in Inghilterra, circa 5.000 km in Germania (dove un grande sviluppo del telegrafo si era avuto dopo il 1848) e 1.200 km in Francia.

L'aumento della rete telegrafica elettrica in Francia era stata frenata dall'esistenza della grande rete ben organizzata delle linee di telegrafi ottici del tipo Chappe, che sembravano soddisfare i bisogni correnti, queste avevano richiesto tali investimenti e avevano richiesto tanto allenamento da parte dei suoi operatori, che fu psicologicamente difficile sopprimerle. Quando Foy, il direttore del sistema Chappe, esaminò la creazione di una linea elettrica in Francia a titolo sperimentale nel 1843, insistette sul fatto che l'apparecchio doveva essere in grado di dare le stesse

indicazioni visuali del sistema Chappe, al fine che gli operatori non avessero più bisogno di imparare un nuovo codice. Questo fu realizzato da Breguet che, nel 1845 terminò il suo apparecchio, basato su una combinazione di due sistemi elettromagnetici con scappamento simile al telegrafo passo-passo di Wheatstone e in cui il ricevitore presentava una configurazione identica al « ripetitore » di Chappe (fig. 16). Data la curiosa condizione imposta, non ci si sorprese che l'apparecchio di Breguet, malgrado la sua ingegnoseria, doveva sacrificare in rendimento e in economia.

In Olanda, il primo telegrafo elettromagnetico fu installato nel 1845 con la linea ferroviaria Amsterdam-Haarlem, il sistema era basato su un telegrafo ad indice analogo a quello di Cooke e Wheatstone. Nel 1851, il telegrafo Morse fu installato su una linea e rimpiazzò gradualmente gli altri tipi. Si noterà una tendenza simile negli altri paesi perché con l'aumentare del

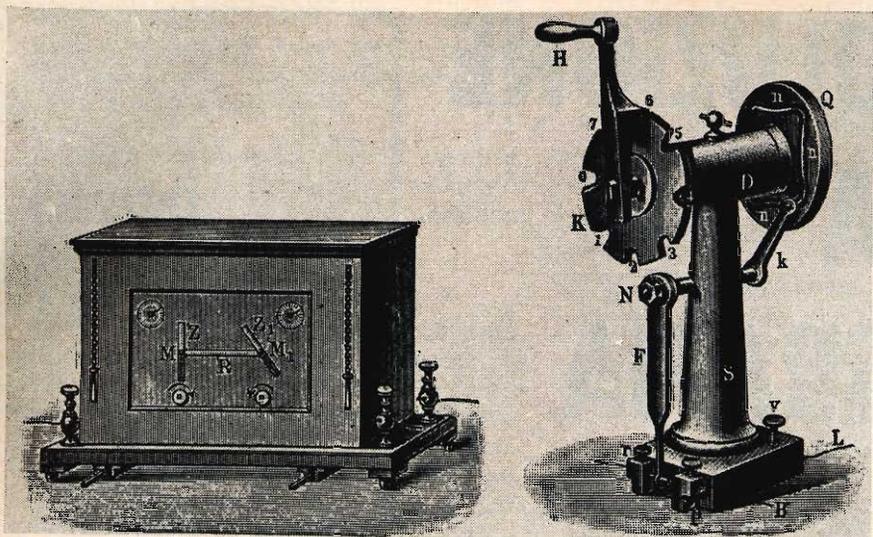


Fig. 16 - Telegrapho elettromagnetico realizzato da Breguet su richiesta del governo francese nel 1845. Esso era basato sulla utilizzazione dei due scappamenti elettromagnetici (fig. 11) che potevano prendere ciascuno 8 posizioni. Nel ricevitore (a) i due indici trascinati da questi scappamenti simulavano l'indicatore di un telegrafo (ottico) Chappe (fig. 1) e impiegavano il codice di Chappe. Il trasmettitore comprendeva due blocchi a manovella, di cui uno rappresentato in (b), si poteva mettere in posizione in modo da formare un « ripetitore » di Chappe.

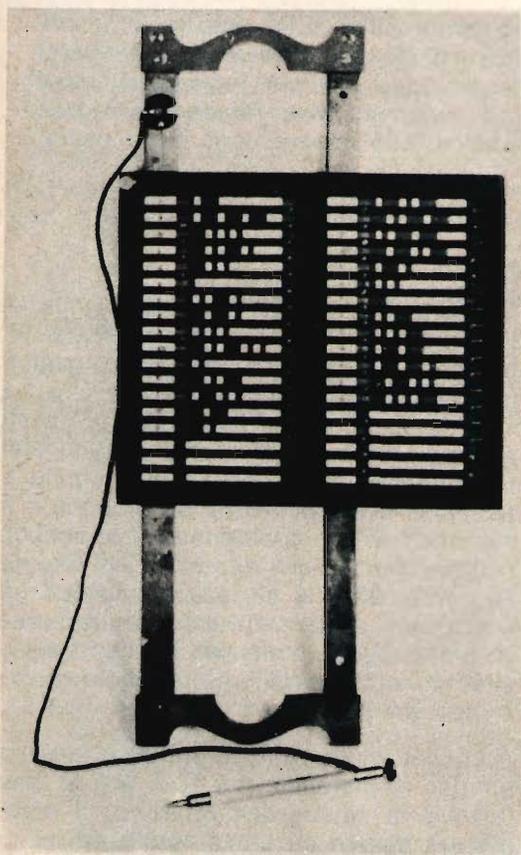


Fig. 17 - Tavolo d'iscrizione per la produzione meccanica degli impulsi di corrente del codice Morse (1856); per ciascuna lettera da trasmettere, il punto di contatto, in basso nella figura, era spostato sulla fila corrispondente dei contatti.

traffico, l'importanza di conservare una traccia di tutti i messaggi divenne evidente. Per la stessa ragione, una regolamentazione legale divenne necessaria e fu promulgata una legge a questo proposito nei Paesi Bassi nel 1852.

A partire dalla metà del secolo, la pratica della telegrafia si sviluppò in diverse direzioni. Si installarono delle linee su delle distanze crescenti e nel 1850 l'importante progetto di mettere un cavo sottomarino che collegava l'Inghilterra al continente europeo fu concepito e realizzato.

Dei nuovi apparecchi furono inventati e le velocità aumentarono con i primi passi della meccanizzazione (vedere per esempio la fig. 17) e anche con l'apparizione dei sistemi automobilistici a nastro perforato, invenzione di cui Charler Wheatstone era stato il principale responsabile

nel 1858 e che fu un elemento molto importante sia per le comunicazioni sia per le calcolatrici.

Notiamo anche che Wheatstone fu il primo ad applicare il principio della telegrafia elettrica alla telemetria: egli realizzò nel 1843 un « termometro telegrafico » il quale, sollevato da un pallone collegato a una stazione a terra con un filo doppio di rame, indicava istantaneamente a questa stazione la temperatura esistente all'altezza del pallone.

Un'altra applicazione interessante era la trasmissione dei segnali meteorologici con i sistemi telegrafici. Questa possibilità era già stata utilizzata da Gauss e

Weber e verso il 1850 gli orologi elettrici costituirono un campo importante della telegrafia elettrica, come mostra l'opera predetta di Schellen pubblicata lo stesso anno e comportante un capitolo separato su gli orologi elettrici.

Uno sviluppo finale con data della stessa epoca è quello del telegrafo scrivente di cui Wheatstone era stato il pioniere nel 1841. Nelle mani di House, Brett, Hughes, Baudot e molti altri, questo sviluppo ebbe per punto d'arrivo la telescrivente di oggi-giorno che ha reso possibile il sistema internazionale Telex che rende grandi servizi all'industria e al commercio.

(Da « Revue Technique Philips » 26 N. 5/6)

RECENSIONE

A. GULINELLI, A. FAZZI - RADIOTECNICA GENERALE APPLICATA - Editrice Ponte Nuovo, Bologna

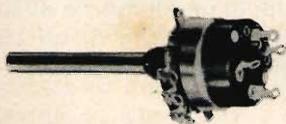
Si tratta di un interessante volume destinato agli allievi delle scuole tecniche industriali e degli istituti professionali ad indirizzo specializzato, che riteniamo sarà molto utile a tutti coloro che desiderino rafforzare seriamente la loro preparazione teorica nella radiotecnica generale.

Alcuni capitoli sono dedicati all'esame dei fenomeni elettrici, all'elettromagnetismo ed alle correnti alternate. Successivamente è stato analizzato il comportamento degli elementi circuitati in alta frequenza, i tubi elettronici, con relativi circuiti, e gli amplificatori. È stato fatto inoltre uno studio dei semiconduttori e la loro applicazione nei circuiti.

Interessantissimi gli altri capitoli dedicati agli oscillatori, alla modulazione, alla conversione di frequenza ed ai circuiti per ricevitori AM in genere.

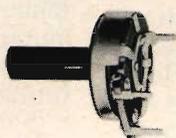
Il prezzo del libro è stato contenuto al minimo possibile e non dovrebbe quindi mancare nella libreria di un tecnico.

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo



Potenzimetri speciali per TV a colori

MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura



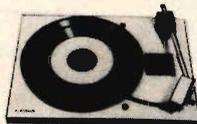
LESA

CAMBIADISCHI



modelli a corrente alternata e a corrente continua,
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

GIRADISCHI



Altri prodotti
per l'industria

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

Invio gratuito dei cataloghi

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO

Uffici Regionali:

TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

**ELETRONICA
INDUSTRIALE**

RELÉ STATICI NORBITS - 2

**PER APPARECCHIATURE
DI CONTROLLO INDUSTRIALE**

LA) **GENERALITÀ**
Le unità Norbits-2 della Philips sono relé statici di elevate prestazioni con i quali è possibile realizzare dei sistemi di controllo destinati ai più disparati settori della moderna automazione industriale. I semiconduttori impiegati sono al silicio e l'intervallo di temperatura ambiente di funzionamento va da -10°C a $+70^{\circ}\text{C}$.

Da parecchio tempo si è constatato che nelle apparecchiature di controllo automatico i relé statici sono tecnicamente superiori ai relé elettromeccanici tradizionali. Finora però il maggior costo della commutazione statica in generale è stato un ostacolo al suo sviluppo ed alla sua espansione.

Con le unità Norbits-2 le quotazioni dei sistemi a commutazione statica sono state portate al livello di quelle dei sistemi a relé tradizionali in numerosi circuiti di controllo di tipo elementare e ad un livello sensibilmente inferiore per la mag-

gior parte delle apparecchiature di controllo di notevole complessità.

Naturalmente non si può avere un'idea esatta della differenza di costo confrontando la quotazione di un elemento di commutazione statica con quella di un relé; un confronto ragionevole deve essere effettuato a livello sistema.

Di seguito viene presa in considerazione l'influenza di alcune delle parti che maggiormente incidono sul costo finale di un sistema di controllo sia nel caso di impiego dei Norbits-2 che dei relé tradizionali.

1) Costo dell'alimentazione

Per ridurre il costo del sistema occorre diminuire il prezzo dell'alimentatore.

Nei vecchi sistemi di commutazione statica tale aspetto veniva il più delle volte trascurato. Erano necessarie alimentazioni stabilizzate con diversi valori di tensione. Come conseguenza nella maggior parte dei casi il costo dell'alimentazione era proibitivo per i piccoli sistemi. Tenendo

* C.A. e V.R. - Reparto Microelettronica.

presente tale particolare, la specifica dell'alimentazione per i Norbits-2 è stata stabilita come sotto riportato: una sola tensione a $24\text{ V} \pm 25\%$ (non stabilizzata).

Un trasformatore seguito da un raddrizzatore a ponte ed un condensatore possono fornire tale tensione anche nel caso di variazioni di rete del $+10\%$ e -15% . Si è scelto una tensione di 24 V perchè rappresenta in genere la tensione normale nei sistemi di controllo.

Quanto precede suggerisce che i sistemi di commutazione statica superano favorevolmente il confronto con i sistemi a relé elettromeccanici per quel che riguarda la parte relativa all'alimentazione, tanto più che il consumo di corrente dei relé statici che eseguono operazioni logiche è più basso di quello dei relé convenzionali.

2) Costo delle interconnessioni

Nei sistemi di scarsa riproducibilità (per es. automazione di un ciclo produttivo o di una macchina speciale) normalmente non risulterà economico l'impiego di una piastra speciale a circuito stampato per il montaggio dei relé statici.

D'altro canto alcuni sistemi di controllo vengono prodotti in notevole quantità cosicché la soluzione dell'impiego di una piastra speciale a circuito stampato risulta essere la più economica (ad es. controllo di macchine per imballaggio — controllo di ascensori — sistemi standard d'allarme ecc.).

La serie Norbits-2 assicura le seguenti possibilità dal punto di vista delle interconnessioni:

- a) **Saldatura manuale** su circuito stampato standard tipo P.W.B. 60 oppure P.W.B. 61.
- b) **Saldatura ad immersione** su speciali circuiti stampati (in particolare nella produzione in serie di sistemi di controllo).
- c) **Connessioni « Wire wrapping »** - Tale metodo può essere conveniente in alcuni casi particolari.

3) Costo della progettazione del sistema

I relé elettromeccanici sono stati impiegati per circa un secolo; le tecniche dei metodi di progettazione sono ben note e non comportano di solito grandi difficoltà. Così l'impiego dei relé statici deve essere di grande semplicità: la logica a NOR impiegata nei Norbits-2 soddisfa questa esigenza poichè la loro applicazione non implica un'approfondita conoscenza dell'elettronica e può essere il risultato di semplici nozioni iniziali e di un po' di pratica.

Uno studio ed un'esperienza relativamente brevi sono sufficienti per un progettista di sistemi a relé tradizionali per acquistare la padronanza della tecnica di progettazione mediante i Norbits-2.

Fondamentalmente il lavoro è più facile di quello relativo alla progettazione di sistemi a relé convenzionali.

4) Dimensioni

Quantunque i Norbits-2 siano stati progettati in modo tale da essere facilmente maneggiati e montati, la loro dimensione è tale che lo spazio occupato è minore di quello di un sistema simile che faccia impiego di relé tradizionali. Ciò riduce le dimensioni del sistema e si ripercuote favorevolmente sul piano economico.

5) Costo delle unità temporizzatrici

Molto spesso i sistemi di automazione richiedono l'impiego di unità temporizzatrici; quelle elettromeccaniche sono piuttosto costose. La serie dei relé statici Norbits-2 comprende un'unità temporizzatrice (TU 60) che costa meno di quella normalmente impiegata nei sistemi a relé tradizionali.

Pertanto i sistemi di controllo che richiedono molte unità temporizzatrici, caso frequente, possono essere realizzati ad un costo inferiore mediante l'impiego dei Norbits-2.

6) Compatibilità con dispositivi statici d'ingresso

Nei casi in cui si richiedono dispositivi statici d'ingresso (e nella maggior parte

dei casi essi sono da preferirsi per la loro elevata affidabilità), l'accoppiamento dei dispositivi statici d'ingresso direttamente col sistema di controllo a Norbits-2 è in genere più economico dell'accoppiamento con un sistema a relé tradizionali.

7) Costo degli elementi a commutazione statica

Un confronto diretto tra il costo di un relé tradizionale ed il suo equivalente funzionale in versione statica è piuttosto difficile. Comunque tenendo presente che la funzione di un relé convenzionale equivale, nella maggior parte dei casi, a quella svolta da un numero di funzioni NOR compreso fra 2 e 4, sembra ragionevole confrontare il costo di un singolo relé (di buona qualità) con quello di 3 funzioni NOR; ciò porta a ritenere i Norbits-2 mediamente più favorevoli sul piano economico.

B) CARATTERISTICHE SOMMARIE DEI NORBITS-2

L'intera gamma consiste di sole 5 unità:

1. 2NOR60 Num. di codice 2722.008.00001
2. 2IA60 Num. di codice 2722.008.01001
3. 2SF60 Num. di codice 2722.008.02001
4. TU60 Num. di codice 2722.008.03001

Tutte queste unità hanno le stesse dimensioni: 13 x 25, 4 x 50, 8 mm.

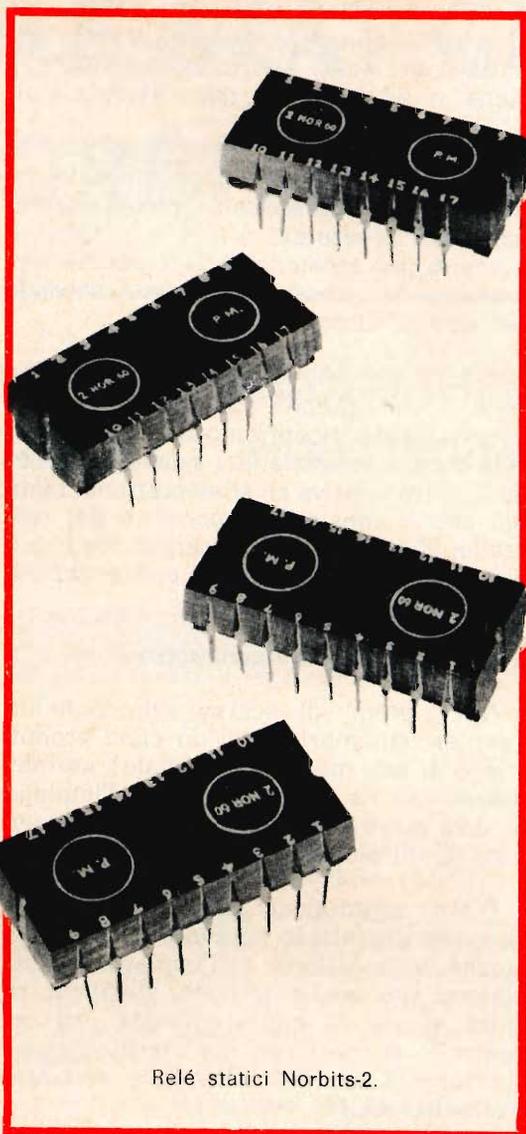
5. PA60 Num. di codice 2722.032.00031 (amplificatore di potenza).

A corredo della serie Norbits-2 sono disponibili:

- Alimentatore tipo PSU 60: fornisce in uscita una sola tensione 24 V \pm 25%.
- Alimentatore tipo PSU 61: fornisce in uscita due tensioni 24 V \pm 25% e 100 V \pm 25%, di cui quella a 100 V serve per l'unità filtro 2SF60.
- Piastra stampata tipo P.W.B. 60: in epoxy ed inseribile nello chassis standard B8.716.13.
- Piastra stampata tipo P.W.B. 61: in epoxy ed inseribile nello chassis standard B8.716.15.

2NOR60

Questa unità contiene due circuiti NOR



Relé statici Norbits-2.

a transistor. Ciascun NOR ha quattro ingressi.

Il funzionamento del NOR è tale che:

- a) Se ad almeno uno (o più) degli ingressi si ha il segnale « 1 » (tensione compresa fra + 11,3 V e il valore della tensione d'alimentazione), alla sua uscita è comunque presente un segnale « 0 » (tensione compresa tra 0 V e + 0,3 V).
- b) Se a tutti gli ingressi si ha un segnale « 0 », alla sua uscita è presente il segnale « 1 ».

2IA60

Questa unità comprende due identici amplificatori invertitori.

I due stadi amplificatori suddetti possono essere collegati in cascata per ottenere un amplificatore di bassa potenza (corrente in uscita circa 100 mA max).

2SF60

Questa unità è costituita da due identici filtri in grado di eliminare gli inconvenienti provocati dai rimbalzi degli interruttori meccanici e dalle tensioni transitorie d'interferenza indotte sul cavo di collegamento di tali interruttori con il sistema d'ingresso. Le costanti di tempo dei filtri devono essere regolate mediante un condensatore esterno.

TU60

Si tratta di un'unità temporizzatrice che permette di ottenere tempi di ritardo (da pochi ms a circa 1 minuto) regolabili mediante l'inserimento all'esterno di un condensatore e di una resistenza. Il tempo di ritardo è di circa 1 sec/ μ F.

PA60

È un amplificatore di potenza capace di erogare sino a 1 amp. a 30 V c.c. max.

Tabella di carico

La tabella di carico è molto semplice ed indica, per ciascuna delle unità Norbits-2, il carico impegnato all'ingresso e quello disponibile all'uscita, espressi in unità D.U.

Il D.U. (Drive Unit) è un'unità di misura convenzionale che stabilisce il carico elettrico dell'elemento base NOR.

Come si può rilevare da tale tabella, è possibile alimentare le unità Norbits-2 anche con tensione d'alimentazione 12 V \pm \pm 5%.

C) VANTAGGI DEI RELÉ STATICI NORBITS-2

I vantaggi che derivano dall'impiego dei relé statici anziché dei relé tradizionali

TABELLA DI CARICO

UNITA'	Carico impegnato all'ingresso	Carico disponibile in usc. con tensione di alimentaz. 24 V \pm 25%	Carico disponibile in usc. con tensione di alimentaz. 12 V \pm 5%
2NOR60	1 D.U.	6 D.U.	4 D.U.
2IA60 (come inv.)	1 D.U.	20 D.U.	13 D.U.
2IA60 (come ampl.)	2 D.U.	$R_{\text{carico}} \geq 300\Omega$	$R_{\text{carico}} \geq 150\Omega$
PA60	2 D.U.	$R_{\text{carico}} \geq 30\Omega$	$R_{\text{carico}} \geq 13\Omega$
TU60	2 D.U.	5 D.U.	3 D.U.
2SF60	100 VDC	2 D.U.	2 D.U.

sono assai evidenti; di seguito vengono trascritti alcuni dei principali:

1) Lunga durata di vita indipendente dal numero di commutazioni.

I relé tradizionali possono sopportare in genere un numero di commutazioni attorno a $10^5 \div 10^6$ senza presentare difetti di funzionamento. Ad un livello di più di 500 commutazioni al giorno il tempo di corretto funzionamento risulta essere pertanto di non lunga durata in rapporto al tempo di vita normale dell'apparecchiatura in cui sono montati.

Un commutatore statico invece ha praticamente durata illimitata e soprattutto indipendente dal numero di commutazioni.

2) Alta velocità d'intervento.

La frequenza massima di funzionamento dei relé statici è notevolmente superiore a quella dei relé elettromeccanici; d'altra parte una frequenza elevata non provoca nessuna usura, come si verifica invece nel caso dei sistemi elettromeccanici.

3) Insensibilità ad agenti esterni come polvere ed umidità.

4) Insensibilità a vibrazioni meccaniche. Bruschi sobbalzi, urti improvvisi, vibrazioni saltuarie o permanenti cui sono talvolta soggette le apparecchiature di controllo, possono determinare, nel ca-

so di impiego di relé tradizionali, rimbalzi indesiderati dei contatti mobili; i relé statici sono invece insensibili a tali cause di disturbo.

5) Mancanza di organi mobili.

I contatti mobili dei relé tradizionali oltre ad essere soggetti ad usura, possono talvolta incepparsi oppure rimbalzare generando scintille. I relé statici non hanno alcuna parte in movimento; essi non generano alcuna scintilla e possono quindi essere usati anche in eventuale atmosfera esplosiva.

6) Alto grado di affidamento praticamente senza manutenzione.

A causa dell'elevata affidabilità della commutazione statica, una volta che i relativi sistemi sono stati messi in funzione essi lavoreranno ininterrottamente per anni e anni senza alcuna assistenza e senza dover ricorrere a periodiche operazioni di manutenzione.

7) Possibilità di collegamento con elementi statici d'ingresso con conse-

guente aumento dell'affidabilità globale del sistema.

Desideriamo concludere queste note sottolineando che per le prestazioni tecniche che abbiamo sommariamente riassunto e per le quotazioni particolarmente ridotte che potremo praticare, i Norbits-2 costituiscono una risposta quanto mai interessante alle esigenze dell'automazione industriale. I nostri tecnici sono in grado di collaborare con i Costruttori nello studio di soluzioni particolari.

Segnaliamo che sono fornibili su richiesta:

1) Documentazione relativa alle caratteristiche dettagliate delle singole unità dei Norbits-2.

2) Pubblicazione sull'introduzione allo studio dei sistemi mediante l'impiego dei Norbits-2.

Inoltre sono in fase di preparazione dettagliati rapporti di laboratorio relativi a specifiche applicazioni.

Per le riprese esterne l'Ente televisivo olandese si avvale di una trasmittente televisiva a colori, composta da due carri mobili, le cui apparecchiature sono state installate principalmente dal reparto ELA della Philips.

Uno dei carri mobili, che esternamente sono identici, contiene le apparecchiature operative, comprendenti quattro serie di telecamere a colori, un miscelatore di immagini a sei canali, un'unità di comando per la fusione dei colori, per il taglio delle inquadrature e per le dissolvenze, diversi congegni-guida per il coordinamento dei segnali audio e video. Questo carro mobile è inoltre attrezzato di tutte le apparecchiature sussidiarie e di sincronizzazione necessarie. La parte anteriore comprende l'amplificatore e il quadro di comando delle quattro telecamere.

Il carro mobile riservato alla regia è collegato al precedente con quattro cavi e contiene i seguenti gruppi di apparecchiature: pannelli di comando per il miscelatore di immagini e congegni-guida e apparecchiature per il taglio delle inquadrature e per le dissolvenze; un sistema completo per il dosaggio dell'audio e apparecchiature per il sistema di comunicazione interna e il sistema telefonico.

Il carro mobile di regia è diviso in due settori. La parte anteriore cioè la sala di regia vera e propria, contiene il banco per il regista con un posto per la segretaria di produzione, ed inoltre pannelli di comando e di fusione delle immagini per l'operatore al quadro di controllo. La parte posteriore presenta incorporata apparecchiature di comando e dosaggio del suono, per un totale di 32 sorgenti sonore. Il banco di regia dell'audio è progettato in modo da consentire non solo la registrazione del suono del programma che interessa, ma anche del suono proveniente da altre fonti: ad esempio, del testo originale di un programma in Eurovisione.

COSTRUZIONE DI UN MICROFONO ELETTROSTATICO



di L. Biancoli

Per la sua semplicità, per la fedeltà di responso, e per la stabilità di funzionamento, il microfono elettrostatico viene solitamente usato in tutti quei casi in cui si ha bisogno di un trasduttore di classe, o di una cellula « campione ». Ciò che tuttavia ne ha impedito una diffusione simile a quella raggiunta dagli altri tipi di microfoni, a cristallo, a bobina mobile ed a nastro, consiste nel costo elevato, nella delicatezza, e nel fatto che necessita — per il suo corretto funzionamento — di un pre-amplificatore incorporato. L'esemplare che qui descriviamo, e che chiunque potrà costruire (a patto che disponga dell'attrezzatura necessaria e di una certa abilità), è però di costo assai limitato, ed i risultati che consente di ottenere valgono certamente l'impegno.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il microfono elettrostatico è — sostanzialmente — un condensatore variabile, costituito da un'armatura fissa e da una altra suscettibile di vibrare per effetto delle onde sonore.

Chiunque abbia presenti le leggi fondamentali dell'elettrologia sa che, quando ad un condensatore costituito da due elettrodi isolati tra loro ma affacciati l'uno

all'altro viene applicata una differenza di potenziale a corrente continua, esso si carica fino ad accumulare una quantità di energia statica proporzionale alla tensione applicata. Una volta raggiunto lo stato di carica massima, l'intero circuito assume una condizione statica che può variare solo se varia una delle condizioni che la determina, e precisamente:

A - Il valore della tensione applicata

B - La costante dielettrica

C - La superficie delle armature

D - La distanza tra le armature.

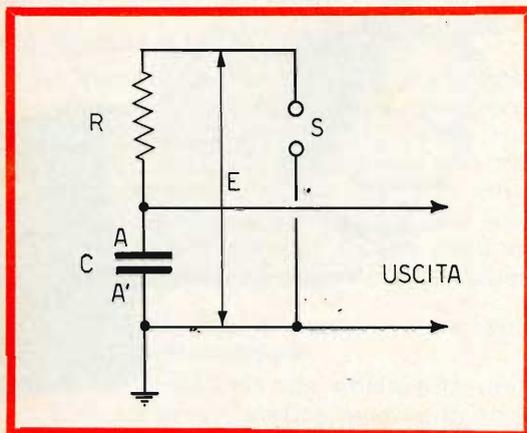


Fig. 1 - Il microfono elettrostatico non è altro che un condensatore (C), tra le cui armature (A ed A') viene applicata una tensione continua fornita dalla sorgente S, tramite la resistenza R. La tensione presente ai capi della capacità è disponibile tra i terminali di uscita, uno dei quali è a massa.

Se consideriamo il dispositivo schematizzato alla **figura 1**, possiamo notare che la tensione E, fornita dalla sorgente S, è applicata ai capi della capacità C attraverso la resistenza R. Non appena la ten-

Una volta raggiunto questo stato di carica, il circuito diventa statico: tuttavia — mentre si verifica la carica del condensatore — tra i terminali di uscita si verifica una variazione di potenziale del tipo rappresentato graficamente alla **figura 2**.

Quando la tensione presente tra le armature ha raggiunto il valore E, la curva assume un andamento rettilineo: ciò significa che la tensione presente all'uscita rimane ad un valore costante, pari a quello della tensione continua fornita dalla sorgente.

Se però in tali condizioni si fa variare una delle grandezze citate, le cose cambiano, e tra i terminali di uscita si ottengono delle variazioni di tensione.

Nel caso del microfono elettrostatico, ciò che varia è la distanza tra le armature del condensatore, il che fa variare la sua capacità in picofarad.

La **figura 3** illustra in forma schematica il principio di funzionamento del microfono. In **A** si osserva che la capacità ha un valore costante, per cui anche la tensione presente tra le armature ha un valore stabile. In **B** è rappresentato il caso in cui — a seguito di un aumento della pressione dell'aria sull'armatura mobile

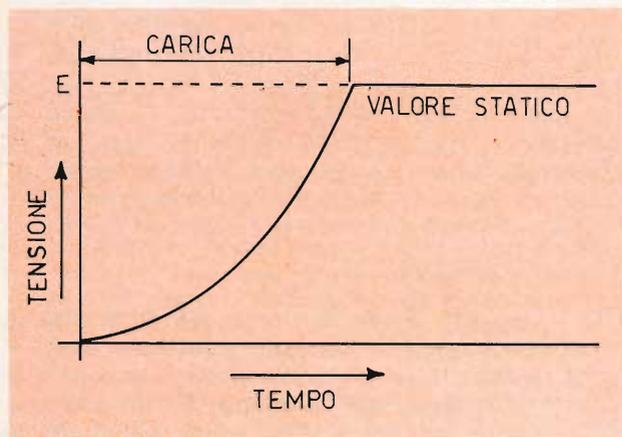


Fig. 2 - In condizioni normali, non appena alla capacità C di figura 1 viene applicata la tensione fornita da S, essa si carica secondo la curva qui riprodotta. Quando la tensione tra le due armature ha raggiunto il valore E (con un certo tempo, a causa della presenza di R), ossia a carica effettuata, la tensione tra le armature assume un valore statico.

sione viene applicata, la capacità C si carica grazie alla corrente fornita dalla sorgente, che passa attraverso R, fino al momento in cui tra le due armature A ed A' viene a crearsi una differenza di potenziale pari esattamente al valore di E.

(AM) — questa si è avvicinata all'armatura fissa (AF). A seguito di ciò, la capacità tra le armature è aumentata di valore, il che ha determinato un assorbimento di corrente da parte del condensatore. La variazione in aumento della corrente che

scorre attraverso R ha provocato una certa caduta di tensione ai suoi capi, a seguito della quale è diminuito il potenziale presente tra le due armature.

Nella sezione **C** è rappresentato il caso contrario. A seguito di una rarefazione dell'aria antistante all'armatura mobile, questa si è allontanata da quella fissa, col risultato di una diminuzione della capacità. Ciò ha provocato una diminuzione di assorbimento di corrente, ed una diminuzione — quindi — della caduta di tensione ai capi di R. Di conseguenza, la differenza di potenziale presente tra le armature subisce un aumento proporzionale.

tal caso, varia con la medesima frequenza l'assorbimento della corrente di carica, ossia la caduta di tensione attraverso R, per cui varia il potenziale presente tra i terminali di uscita.

Se ora precisiamo che in un microfono elettrostatico si ha un semplice condensatore, in cui una delle armature (isolata da massa) è completamente rigida, mentre l'altra (collegata a massa), è suscettibile di vibrare conformemente alle vibrazioni dell'aria esterna nella quale si propagano i suoni, risulterà intuitivo che tutte le vibrazioni dell'aria dovute alla

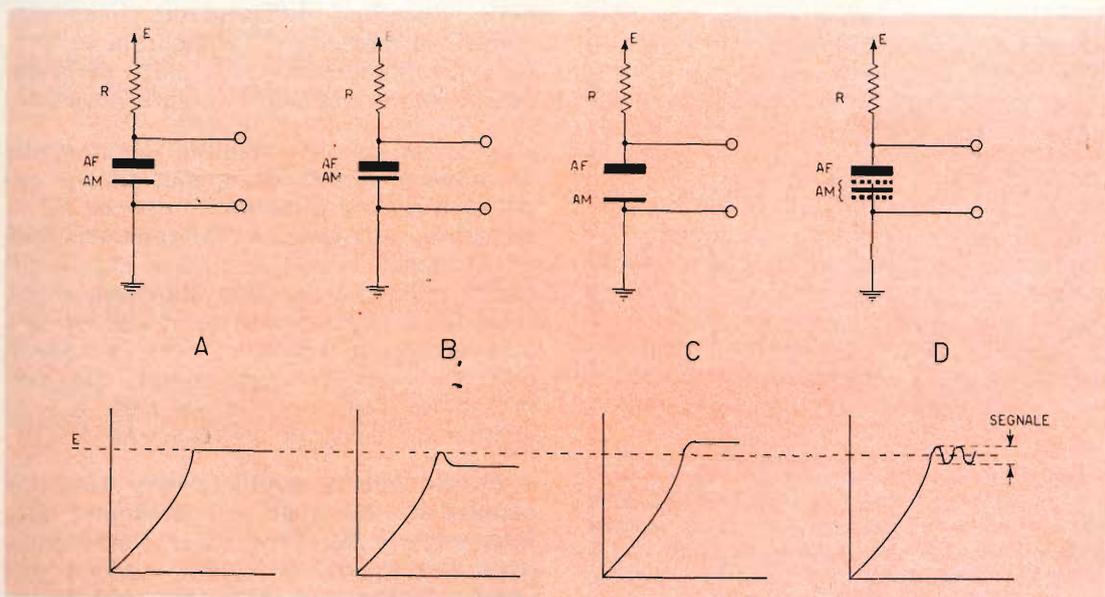


Fig. 3 - Funzionamento teorico del microfono elettrostatico: AF individua l'armatura fissa, ed AM l'armatura mobile (ossia la membrana) che è collegata a massa. In A la tensione E carica la capacità finché la tensione tra le armature diventa statica. In B, a causa dell'avvicinamento tra le armature, la capacità aumenta, e per un istante diminuisce la tensione presente tra AF ed AM, come si osserva nel grafico in basso. In C — a seguito dell'aumento di distanza tra le armature, si ha l'effetto contrario, per cui la tensione tende ad aumentare. In D — infine — si nota che quando l'armatura mobile vibra, all'uscita si ottiene una componente continua pari ad E, alla quale si somma una componente alternata, che costituisce il segnale fornito dal trasduttore.

In **D** è illustrato infine ciò che accade se — ferma restando la tensione applicata — l'armatura mobile vibra ad una determinata frequenza, provocando alternativamente aumenti e diminuzioni della capacità presente tra le due armature. In

presenza di onde sonore si tradurranno automaticamente in variazioni della capacità interna, e — quindi — in variazioni di eguale frequenza e di ampiezza proporzionale della tensione disponibile tra i terminali di uscita.

Una volta stabilito che la frequenza delle oscillazioni elettriche in tal modo prodotte è pari a quella delle onde sonore — semplici o complesse che siano — che fanno vibrare la membrana sensibile (che si identifica con l'elettrodo flessibile) resta da chiarire che l'ampiezza delle oscillazioni elettriche è proporzionale all'intensità dei suoni, ed alla variazione di capacità che essi provocano.

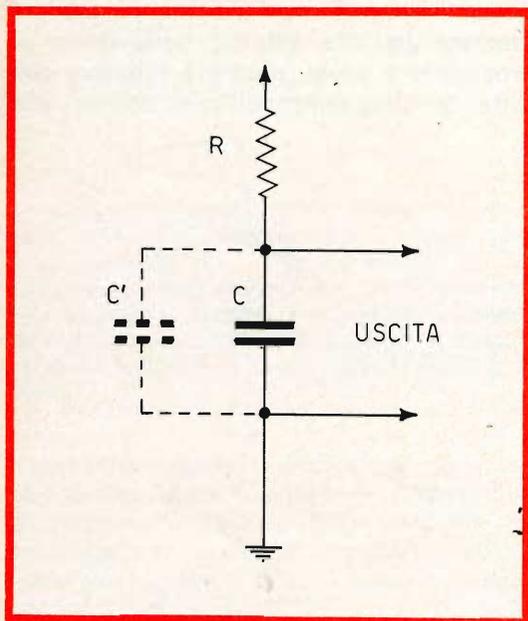


Fig. 4 - Nel microfono elettrostatico la capacità totale può essere teoricamente suddivisa in due valori: uno variabile (C); che interessa agli effetti della produzione di segnali elettrici, ed una fissa (C') sempre presente, che risulta ovviamente in parallelo al segnale, a scapito delle frequenze acute. Per questo motivo, la capacità intrinseca del microfono non deve essere di valore troppo elevato.

L'intensità dei suoni dipende esclusivamente dalle caratteristiche della fonte che li produce (voce, strumento musicale, sorgente di rumore, ecc.), nonché dalle caratteristiche di propagazione dei suoni dell'ambiente, e dalla distanza tra il microfono e la sorgente: l'ampiezza delle oscillazioni dipende invece dall'ammontare della variazione di capacità che i suoni determinano nel condensatore, nonché dalla tensione applicata tra le due armature.

Maggiore è la capacità che sussiste tra le due armature, e maggiore è la tensione continua ad esse applicata, maggiore è anche l'ampiezza proporzionale delle oscillazioni elettriche che si manifestano tra di esse.

Da ciò si potrebbe facilmente dedurre che — maggiore è la capacità interna del microfono elettrostatico — maggiore è la sua sensibilità. Ciò tuttavia è vero fino ad un certo punto.

Se consideriamo la figura 4, possiamo partire dal presupposto che la capacità C, rappresentata in tratto continuo, è quel valore capacitivo che varia per effetto delle vibrazioni dell'armatura flessibile, mentre la capacità C', raffigurata in tratteggio, rappresenta quella parte della capacità totale che resta sempre presente.

In altre parole, stabilita un'intensità massima e minima dei suoni, ed una capacità massima e minima presente tra le armature, a seguito della presenza dei suoni stessi, si può affermare che la capacità minima è di « X » picofarad, e che le variazioni in più rispetto al valore « X » sono comprese tra « X » (variazione zero) ed « Y » (variazione massima). Ciò premesso, la capacità minima sarà $X + 0$, mentre la massima sarà pari ad $X + Y$.

Da ciò appare evidente che il valore capacitivo « X » è sempre presente, qualunque sia la frequenza e l'ampiezza delle onde sonore, e che quindi viene a trovarsi — come si osserva alla citata figura 4 — **in parallelo** alle variazioni di capacità che interessano ai fini della produzione di oscillazioni elettriche.

Di conseguenza, trattandosi di un valore capacitivo in parallelo al segnale utile, è intuitivo che, maggiore è la sua capacità, minore è la sua reattanza nei confronti delle frequenze elevate. Da ciò si deduce facilmente che, maggiore è la capacità statica intrinseca del microfono elettrostatico, minore è la sua resa nei confronti dei suoni acuti.

Per concludere, la superficie delle due armature e la distanza che tra di esse sussiste (in altre parole i valori che ne determinano la capacità statica) devono costituire un compromesso tra le esi-

genze relative alla sensibilità, e quelle relative alla uniformità di responso alle varie frequenze.

Le caratteristiche della membrana

Affinché il microfono elettrostatico presenti la massima sensibilità (ossia fornisca oscillazioni elettriche di massima ampiezza, in rapporto all'intensità dei suoni), è necessario che la membrana che costituisce l'armatura flessibile sia libera di vibrare, senza che presenti però vibrazioni spontanee o parassite, che interferiscano con quelle utili. Oltre a ciò, la frequenza tipica di risonanza della membrana deve cadere al di fuori della gamma di frequenza dei suoni che interessano, compresa solitamente tra 16 e 16.000 Hertz nei microfoni professionali. Nel nostro caso, poiché in una realizzazione dilettantistica non è certo possibile se non per caso e con molta fortuna ottenere risultati professionali, ci accontenteremo di un responso uniforme compreso tra 50 e 10.000 Hertz. Di conseguenza, sarà sufficiente che la frequenza di risonanza della membrana cada al di fuori di tale gamma.

Nei microfoni elettrostatici di tipo professionale, l'atmosfera presente tra le due armature è di tipo speciale, ed inoltre vengono presi particolari provvedimenti per equalizzare la pressione interna, indipendentemente dalle vibrazioni della membrana. Sebbene ciò sia molto utile, nella versione descritta è stato possibile ottenere una discreta sensibilità ed una linearità compresa appunto tra le frequenze-limite citate, senza alcun sistema di equalizzazione della pressione, bensì usufruendo dell'aria ambiente come dielettrico.

Il pre-amplificatore

Tra le due armature — isolate tra loro — la resistenza è praticamente infinita. Oltre a ciò, la resistenza R attraverso la quale viene applicato tra di esse il potenziale fornito dalla sorgente è anch'essa del valore di qualche Megaohm. Ciò significa che questo tipo di microfono appartiene senz'altro alla categoria dei microfoni ad alta impedenza.

Ciò premesso, sarebbe assai semplice realizzare un piccolo pre-amplificatore funzionante con valvole del tipo sub-miniaturo, da incorporare nello stesso microfono, ed avente caratteristiche conformi alle esigenze suddette. Tuttavia, ci troviamo nell'epoca dei transistori, e sarebbe oggi inconcepibile realizzare un'apparecchiatura — sia pure sperimentale — che comporti una tensione di accensione ed una tensione anodica.

Di conseguenza, si è fatto tutto il possibile per adottare i transistori in sostituzione delle valvole: per fare ciò, è stato necessario rinunciare al vantaggio dell'amplificazione, ed accontentarsi di un pre-amplificatore a due stadi che — funzionando nel circuito di impiego con collettore a massa — presentano un'alta impedenza di ingresso ed una bassa impedenza di uscita, a scapito però del guadagno.

In altre parole, il preamplificatore adottato, sebbene non comporti dei vantaggi agli effetti della sensibilità, serve però a creare un'uscita a bassa impedenza, tramite la quale il microfono può essere collegato all'ingresso dell'amplificatore, mediante un cavo schermato della lunghezza massima di 6-7 metri.

REALIZZAZIONE DELLA CAPSULA

La parte più importante consiste nella realizzazione della capsula sensibile, consistente in un condensatore avente un elettrodo fisso ed uno suscettibile di vibrare per effetto delle onde sonore.

Il miglior risultato è stato ottenuto prendendo un segmento di tubo di ottone, avente un diametro esterno di 35 millimetri, ed un diametro interno di 30, con una lunghezza di 28 millimetri.

Una volta tornito alle estremità per renderle perfettamente parallele, il tubo è stato filettato internamente con un passo qualsiasi (il più fine possibile), dopo di che si è provveduto ad allestire, sempre mediante tornitura, una ghiera frontale ed una ghiera posteriore di chiusura, il tutto come illustrato alla **figura 5**. Per ultimi, nel corpo cilindrico tubolare sono stati

praticati cinque fori perimetrali, tutti del diametro di 7 millimetri, per mettere in diretta comunicazione l'interno con lo esterno.

così come si osserva alla **figura 6** in visione esplosa. Su una delle gomme viene appoggiato l'anello di maggior diametro, e — su di esso, curando perfettamente

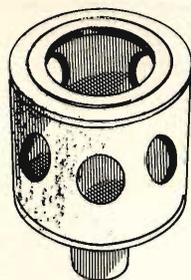
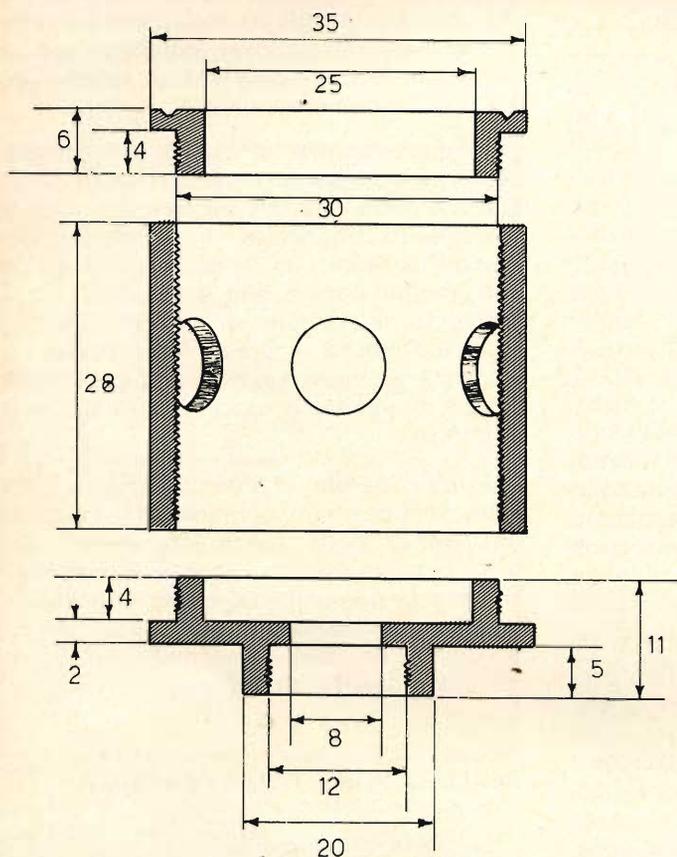


Fig. 5 - Aspetto delle parti meccaniche che costituiscono la testina microfonica. Il tutto è ricavato dal tubo di ottone e dal tondo, mediante operazioni di tornitura e di filettatura. Tutte le quote sono in millimetri. A lato, in piccolo, è raffigurata la testina montata in tutte le sue parti.

La membrana sensibile

Dopo varie prove, tutte più o meno soddisfacenti, per la realizzazione della membrana si è fatto uso di un foglio di alluminio dello spessore di 0,7 decimi di millimetro, ricavandolo da un pacchetto di sigarette. Dal suddetto foglio è stato ricavato un cerchio perfetto, avente il diametro esatto di 31 millimetri.

Dopo aver procurato due anelli metallici perfettamente rotondi, realizzati in filo del diametro di 1 millimetro, ed aventi uno il diametro di 28 millimetri, ed uno il diametro di 26,5 millimetri, il tutto è stato predisposto tra due gomme-pane,

il centraggio — si appoggia il dischetto di alluminio ritagliato a forbice. Successivamente, si appoggia sul dischetto di alluminio l'anello di minor diametro, avendo cura di centrarlo sia rispetto all'alluminio, sia rispetto all'anello sottostante. Sul tutto si appoggia la seconda gomma-pane, dopo di che — con delicatezza — si esercita una lieve pressione con l'aiuto di una tavoletta.

A seguito della pressione, i due anelli resteranno stampati nel foglio di alluminio, conferendogli un'ondulazione lungo la circonferenza, del tutto simile a quella che esiste lungo il bordo del cono di

un altoparlante. Ciò è assai utile per rendere la membrana suscettibile di vibrare.

Se si riscontra una certa tendenza da parte dell'alluminio ad aderire alla gomma-pane, conviene mettere tra ciascuna

quale si taglierà un disco avente il diametro di 30 millimetri. Infine, si procureranno una comune paglietta di massa, e due dadi di ottone da 3 MA.

Il tutto verrà allestito nel modo illu-

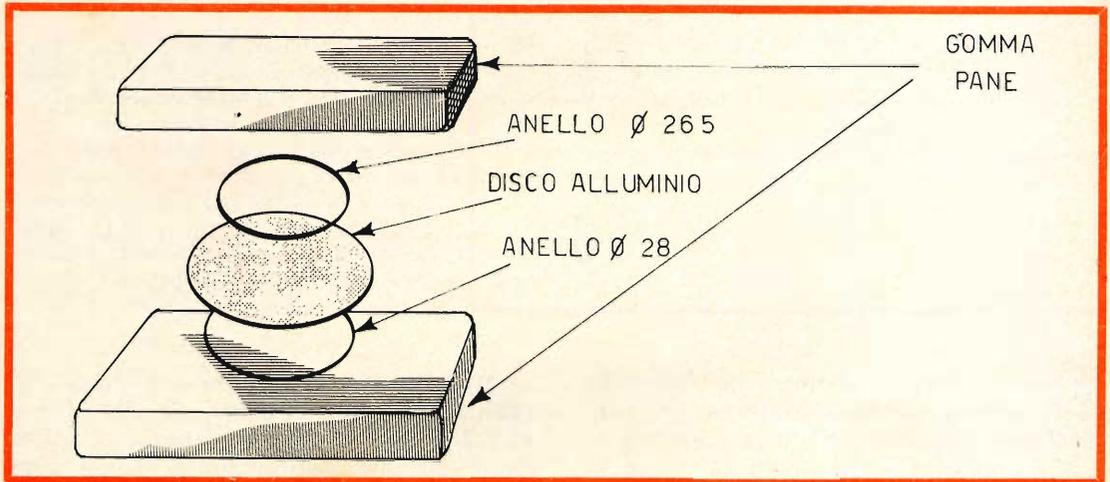


Fig. 6 - Per allestire la membrana, si può usare un disco ritagliato nella stagnola che protegge i pacchetti di sigarette, avente un diametro di 31 millimetri, pressandola tra due tavolette di gomma-pane, dopo aver predisposto due anelli di diverso diametro, così come illustrato. La pressione determinerà lo stampaggio di due ondulazioni circolari e concentriche, che — oltre a ridurre lievemente il diametro, aumenteranno la flessibilità della membrana.

di esse ed i pezzi pressati un sottile foglio di plastica, del tipo con cui vengono confezionate le bustine di imballaggio, peraltro assai sottili e flessibili.

Dopo questa operazione, la membrana avrà assunto l'aspetto illustrato alla **figura 7**, ed un diametro ridotto a 30 millimetri, a causa del ritiro dovuto alle ondulazioni.

Ciò fatto, occorre predisporre due anelli metallici (preferibilmente in ottone), aventi un diametro interno di 25 millimetri, un diametro esterno di 29,5, ed una altezza di 2 millimetri. Oltre a ciò, si predisporrà un disco di plexiglas avente le dimensioni e le caratteristiche illustrate in **A** alla **figura 8**, ed un disco di ottone del diametro di 24 millimetri, spessore 1 millimetro, al cui centro verrà saldata una vite di ottone a testa svasata da 3 MA, lunghezza 10 millimetri, come si osserva in **B** alla citata **figura 8**.

Per ultimo, si procurerà un pezzo di retina di ottone il più possibile sottile, dalla

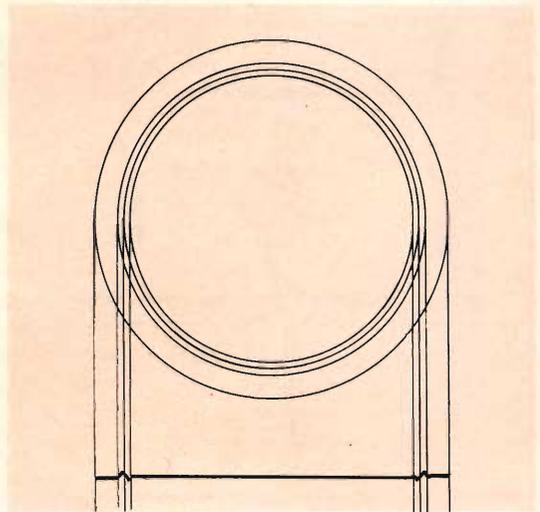


Fig. 7 - Veduta in pianta ed in sezione della membrana, dopo l'operazione illustrata alla **figura 6**. Occorre fare molta attenzione onde evitare che il disco risulti non perfettamente piano. Se l'alluminio tende ad aderire alla gomma-pane, usare due sottili fogli di plastica come separatori.

strato alla **figura 9**, facendo in modo che il disco di ottone non venga a contatto con la membrana di alluminio. Una volta avvitate le due ghiera frontale e posteriore,

3 MA, si avvierà **molto lentamente** la vite saldata al dischetto di ottone, fino ad ottenere un'indicazione di continuità da parte dell'ohmetro, il che denuncerà

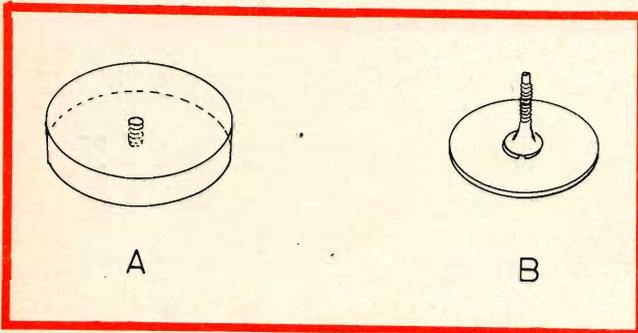


Fig. 8 - Un disco di plexiglas del diametro esterno di 29,5 millimetri e dello spessore di 6 millimetri, provvisto di un foro centrale filettato con passo 3 MA, ed un dischetto di ottone del diametro di 24 millimetri, al cui centro sia saldata da un lato una vite a testa svasata in ottone, con passo 3 MA, della lunghezza di 12-14 millimetri, completano l'interno della testina.

verificando con un ohmetro la continuità tra la massa metallica esterna (in contatto con la membrana), e la paglietta di massa applicata sotto i dadi sul disco di

un contatto tra la membrana e il disco di ottone. Ciò fatto, si sviterà la vite stessa di 1/4 di giro, e la si bloccherà col primo dado dal lato del plexiglas. Dopo aver

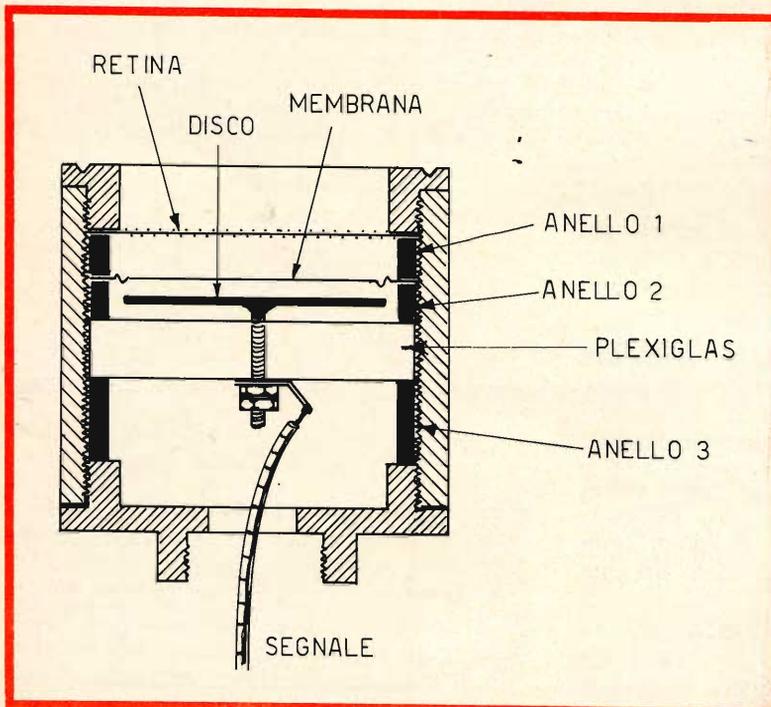


Fig. 9 - Veduta in sezione della testina interamente montata. I tre anelli devono avere tutti un diametro esterno di 29,5 millimetri, ed uno spessore tale da occupare perfettamente gli spazi disponibili. Effettuando il montaggio, quando il fondello inferiore viene avvitato a fondo, gli anelli devono poter bloccare tra le relative circonferenze il disco di plexiglas, la membrana, e la retina di protezione. I poli del microfono sono la massa (cui fa capo la membrana), e la paglietta in contatto con la vite, facente capo all'elettrodo fisso.

plexiglas (in contatto col dischetto di ottone che funge da elettrodo rigido), si procederà come segue.

Dopo avere svitato entrambi i dadi da

controllato bene con l'ohmetro che la vite di ottone (ossia il dischetto cui essa è saldata) non sia più in contatto con la membrana di alluminio, si proverà — senza staccare l'ohmetro — a soffiare vio-

lentamente sulla membrana, attraverso la retina di protezione. La posizione del dischetto, ossia la sua distanza dalla membrana, deve essere tale che — soffiando con una certa energia — la membrana ed il disco di ottone non entrino in contatto elettrico tra loro. La distanza non deve però essere maggiore del necessario, in quanto ciò comprometterebbe la sensibilità del microfono.

Una volta regolata tale distanza, la vite di ottone potrà essere bloccata stringendo a fondo sia il dado, sia il controdado, bloccando in tal modo anche la paglietta di contatto. Con questa operazione la capsula sarà pronta per l'uso. Infatti, tra la membrana protetta dalla retina di ottone ed in contatto con la massa metallica, ed il disco di ottone in contatto con la vite e la paglietta, ma isolato dalla massa at-

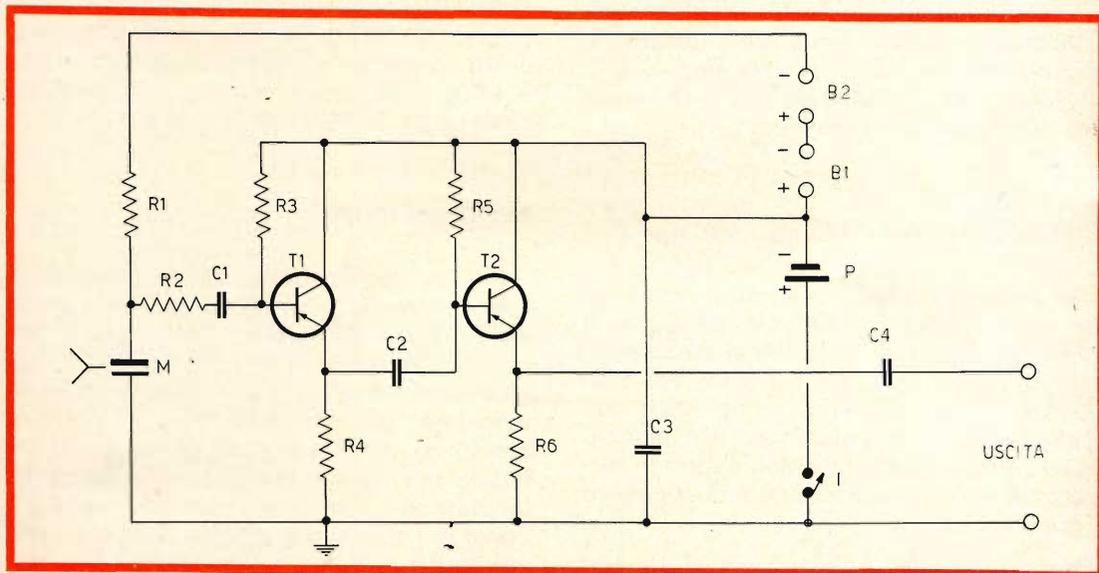


Fig. 10 - Circuito elettrico del preamplificatore. Esso consta di due stadi, entrambi con collettore a massa, e viene alimentato da un'unica piletta da 1,5 volt. Due batterie in serie tra loro, che forniscono una tensione totale di 50 volt, creano tra le armature del microfono la necessaria differenza di potenziale.

ELENCO

DEI

COMPONENTI

DESCRIZIONE	N. G.B.C.
R1 = 2 M Ω - 0,1 W	DR/33
R2 = 1 M Ω - 0,1 W	DR/33
R3 = 2 M Ω - 0,1 W	DR/33
R4 = 15 k Ω - 0,1 W	DR/33
R5 = 1 M Ω - 0,1 W	DR/33
C1 = 0,02 μ F	B/32
C2 = 0,50 μ F - 12 V	B/350
C3 = 50,000 μ F - 6 V	B/294-4
C4 = 1,00 μ F - 50 V	B/304
T1 = OC 70	—
T2 = OC 70	—
B1 = 22,5 V	I/753
B2 = 22,5 V	I/753
P = 1,5 V	I/722
I = Interrutt.	GL/4120

traverso il disco di plexiglas, esiste una capacità suscettibile di variare per effetto delle vibrazioni della membrana, in presenza di onde sonore. D'altra parte, la distanza è tale che — qualunque sia l'intensità dei suoni — le vibrazioni non potranno mai raggiungere un'ampiezza tale da portare la membrana in contatto diretto col disco.

Il piedino filettato internamente, dal quale esce il terminale facente capo all'elettrodo rigido, serve per fissare la testina ad un raccordo del tipo G.B.C. GQ/4680: di conseguenza, dovrà avere una filettatura corrispondente.

IL PRE-AMPLIFICATORE

La **figura 10** illustra il circuito elettrico del pre-amplificatore, ed elenca anche il materiale necessario. Come si può osservare, un'unica pila da 1,5 volt, del tipo ridotto a stilo, alimenta i due stadi con accoppiamento di emettitore. Un piccolo interruttore, accessibile dall'esterno, permette di mettere in funzione o di spegnere il pre-amplificatore.

Due batterie in serie da 22,5 volt ciascuna, per un totale quindi di 50 volt, del tipo G.B.C. I/753, forniscono la tensione di eccitazione del microfono. Queste batterie, non essendo praticamente soggette ad alcun consumo, in quanto non viene richiesta loro l'erogazione di una corrente apprezzabile, si scaricano solo per invecchiamento: la loro autonomia — comunque — è certamente maggiore di un anno, indipendentemente dall'impiego che si fa del microfono. L'elemento a stilo che alimenta i due stadi ha invece un'autonomia dell'ordine delle cento ore di funzionamento effettivo.

L'elettrodo rigido della capsula microfonica fa capo all'ingresso del pre-amplificatore tramite un collegamento flessibile. La membrana flessibile costituisce invece l'elettrodo di massa. Il potenziale di 50 volt c.c. viene applicato all'elettrodo rigido tramite una resistenza del valore di 2 Megaohm, ai capi della quale è presente il segnale che viene applicato alla base del primo transistor.

Entrambi gli stadi sono del tipo con collettore a massa, a tutto vantaggio dell'impedenza di ingresso (che deve essere di valore elevato) e dell'impedenza di uscita (che deve invece essere di valore ridotto).

L'uscita viene prelevata ai capi della resistenza di emettitore del secondo transistor, avente il valore di 600 ohm, tramite una capacità del valore di 0,5 microfarad. Di conseguenza, l'impedenza di ingresso dell'amplificatore vero e proprio potrà avere un valore compreso tra 600 e 1.000 ohm, senza che ciò alteri apprezzabilmente la curva di responso.

Montaggio pratico

Per la realizzazione del pre-amplificatore converrà in primo luogo procurarsi una basetta di cartone bachelizzato per circuiti stampati (G. B. C. O/5670), tagliandola col seghetto da traforo nelle dimensioni di mm 30 x 100. Successivamente, si potrà allestire un supporto tubolare così come illustrato alla **figura 11** in piattina di ottone crudo da mm 2 x 4 con due cerchietti anch'essi di ottone, alle estremità che alloggiavano i raccordi, facendo in modo che su di esso possa essere inserito a pressione un pezzo di tubo di ottone del diametro esterno di 35 millimetri, e del diametro interno di 32-33 millimetri. Ad una delle estremità verrà fissato il raccordo a vite che funge da sostegno per la testina microfonica, mentre all'estremità opposta si fisserà un raccordo bipolare, per il cavo schermato di collegamento all'amplificatore. La basetta con i componenti verrà fissata tra i due sostegni longitudinali.

Non sussistono difficoltà agli effetti del montaggio, per cui non ci dilungheremo sulla tecnica realizzativa del preamplificatore. La disposizione dei componenti sulla basetta potrà essere scelta a piacere, in quanto — data l'amplificazione pressoché nulla — non sussistono pericoli di inneschi e di produzione di oscillazioni indesiderate.

Data infine la mancanza di componenti variabili, non esiste alcuna operazione di messa a punto. Una volta completato il

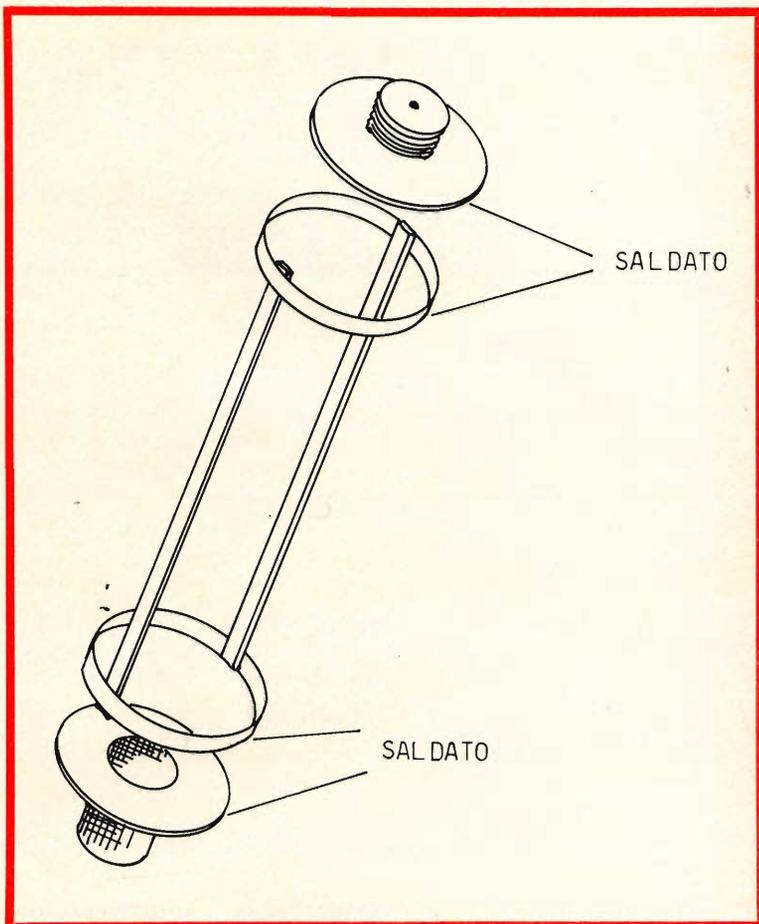
montaggio, il microfono deve quindi essere in grado di funzionare correttamente.

In sostanza, il microfono risulta costituito da un involucro cilindrico, alle cui estremità sono fissati da un lato il microfono vero e proprio, e dall'altro il cavo di collegamento.

IL COLLAUDO

Per effettuare il collaudo, occorre disporre di un amplificatore a transistori con ingresso a bassa impedenza. Si tenga presente che, se la curva di responso del microfono, illustrata alla **figura 12** come è stata ottenuta nella realizzazione

Fig. 11 - Aspetto del supporto del preamplificatore. L'intelaiatura può essere realizzata in piattina di ottone. I due cerchietti saldati alle estremità recano i raccordi di collegamento, e precisamente quello per la testina in alto, ed il raccordo per il cavo schermato in basso. I raccordi possono essere scelti del tipo più consono alle preferenze del costruttore. La basetta recante i componenti viene installata tra i due sostegni longitudinali. All'esterno, per proteggere il tutto, si applica a pressione un tubo di ottone di diametro adatto, in modo che rimanga in posizione col semplice attrito rispetto all'intelaiatura.



Agli effetti della realizzazione del preamplificatore, da un lato della basetta si installeranno tutti i componenti e le relative connessioni, mentre dall'altro si potranno installare le batterie.

Nel fianco del tubo di ottone si praticherà una finestra attraverso la quale si potrà accedere all'interruttore.

La figura riportata a fianco del titolo riproduce l'aspetto del microfono così come è stato realizzato dall'autore, e ne mette in evidenza le dimensioni rispetto ad una mano.

descritta, è abbastanza soddisfacente; per contro la sensibilità è assai ridotta. Di conseguenza, per ottenere un buon funzionamento, occorre che l'amplificatore usato funzioni con un segnale dell'ordine di qualche diecina di microvolt, ossia con una forte pre-amplificazione.

Si tenga presente che — per aumentare la sensibilità — è sempre possibile aumentare la tensione di eccitazione fornita dalle batterie incorporate nel microfono: ad esempio, mettendone quattro anziché due, si otterrà una tensione di 100 V,

certo più soddisfacente, a scapito però del peso e delle dimensioni.

In caso di mancato funzionamento, sarà bene in primo luogo controllare che la membrana non sia in corto-circuito con l'elettrodo fisso. In secondo luogo, toccando con l'estremità di un cacciavite la base del primo transistor, si deve udire

è universalmente noto che minore è la sensibilità, minori sono anche le alterazioni prodotte dal microfono.

Grazie all'assenza di componenti induttivi, ed alla buona schermatura totale, esso non capta facilmente ronzii dovuti alla presenza di campi elettro-magnetici esterni, alla frequenza di rete. Infine, una

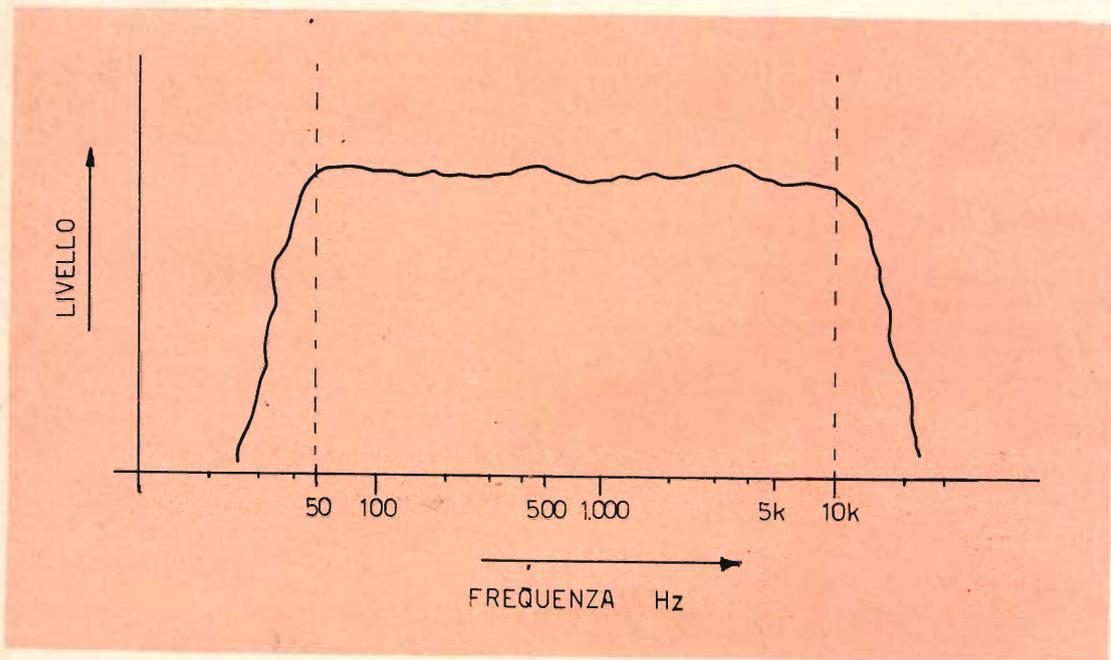


Fig. 12 - Curva di responso di microfono col relativo preamplificatore. La sensibilità è assai ridotta, pari cioè a poche decine di microvolt. Tuttavia la curva è abbastanza soddisfacente e — con una accurata realizzazione meccanica — è suscettibile di migliorare ulteriormente.

— come di consueto — un forte ronzio prodotto dall'amplificatore. Se ciò non accade, l'errore può essere nel pre-amplificatore, che dovrà essere ricontrollato. Se tutto è in regola, il difetto è invece nella testina: sarà bene verificare lo spessore della membrana (se eccessivo essa risulta rigida, a scapito della sensibilità). Oltre a ciò, potrebbe non essere perfettamente in piano, ed entrare in corto-circuito con l'elettrodo rigido alla minima pressione o vibrazione.

Una volta ottenuto il regolare funzionamento, sarà facile riscontrare che — a dispetto della bassa sensibilità — il funzionamento è assai fedele. D'altra parte,

ultima prerogativa che è bene mettere nella dovuta evidenza è che — proprio a causa della scarsa sensibilità — il microfono percepisce quasi esclusivamente i suoni che si producono in prossimità, a tutto vantaggio di una certa direzionalità.

Per ottenere le migliori prestazioni ed il timbro più fedele, è sempre conveniente tenerlo rivolto verso la sorgente di suoni, e — trattandosi di voce umana diretta — portandolo di fianco alla bocca, e non esattamente di fronte. Ciò, onde evitare che la pressione dell'alito possa rendere troppo umida l'aria che funge da dielettrico, e che l'ampiezza delle vibrazioni risulti eccessiva.

SORGENTI DI RAGGI INFRAROSSI ALL'ARSENIURO DI GALLIO

Parenti stretti dei laser, questi semiconduttori costituiscono sorgenti ottiche più facili da polarizzare, hanno un rendimento elevato senza necessità di raffreddamento e sono modulabili con frequenze VHF.

Le ricerche nel settore della generazione di radiazione ottica direttamente da materiali solidi hanno condotto al perfezionamento di una sorgente di raggi infrarossi particolarmente utili per impieghi elettronici. Se ne prevede l'uso per comunicazioni ottiche, fotografia all'infrarosso ed identificazione di oggetti (come nel caso della lettura delle schede perforate). Questa sorgente, definita come una giunzione semiconduttrice pn capace di generare spontaneamente luce, è parente stretta del laser a giunzione pn. Rispetto al laser, presenta una più facile modalità di polarizzazione, un rendimento elevato anche senza raffreddamento e può essere modulata anche con frequenze assai elevate. Essa è costituita da arseniuro di gallio (GaAs), ed emette nella gamma del vicino infrarosso.

Le sorgenti di luce spontanea furono introdotte commercialmente per la prima volta nel 1961. Il primo dispositivo di questo tipo, l'SNX100 aveva un rendimento relativamente basso ed una custodia per piccola potenza (TO-18), ma

poteva essere modulato già fino a 5 MHz mediante una semplice polarizzazione. Questo primo dispositivo si dimostrò di pratica applicazione in vari campi e stimolò ulteriori ricerche nel campo delle sorgenti luminose del tipo GaAs.

Caratteristiche del dispositivo

Le caratteristiche salienti della sorgente luminosa GaAs sono le seguenti:

- requisiti di polarizzazione
- spettro di uscita
- rendimento
- potenza dissipabile
- dimensioni della sorgente luminosa
- configurazione dell'intensità luminosa
- risposta in frequenza
- caratteristiche di montaggio

Queste caratteristiche sono in grande misura interdipendenti e saranno meglio descritte riferendosi alla tecnologia di costruzione del dispositivo.

Struttura geometrica della sorgente ottica

La fig. 1 mostra l'estrema semplicità strutturale. Una sottile lamina di GaAs è diffusa con materiale p. Dalla lamina base così preparata, mediante taglio ad ultrasuoni vengono ricavati i singoli pezzi. Ciascuno di essi è montato in una testina di custodia ed i bordi della giunzione pn sono ripuliti con procedimento di incisione elettrolitica. Questa tecnica è stata adoperata per la preparazione della prima sorgente solida di questo tipo, la SNX100 (ora TIXL02). La dimensione dell'elemento solido semiconduttore era di 50 x 50 x 3 millesimi di pollice. Il lato p della lamina era saldato alla testina contenitrice mentre i numerosi fili di contatto erano saldati sulla superficie n.

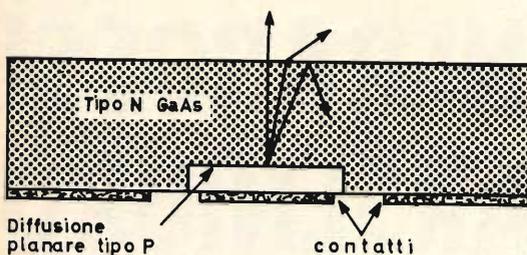


Fig. 1 - La più semplice geometria usata nelle sorgenti GaAs.

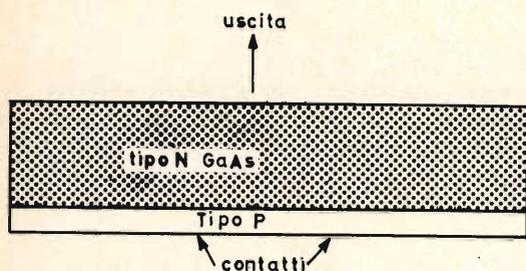


Fig. 2 - L'uso di una giunzione planare permette di migliorare il rendimento ottico.

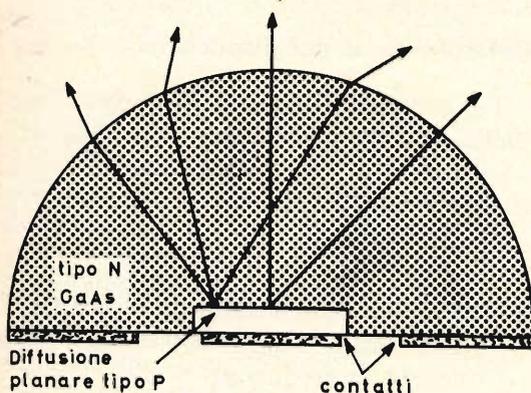


Fig. 3 - I migliori risultati si ottengono con cristalli di forma emisferica.

Polarizzando in senso diretto questa giunzione si ottiene l'emissione di raggi infrarossi da parte della superficie n. Le fig. 2 e 3 mostrano invece le strutture geometriche usate per i dispositivi più recenti. Entrambe le nuove soluzioni ricorrono all'impiego di una giunzione planare di tipo p ottenuta analogamente a quanto fatto per gli usuali diodi e transistor planari al silicio. Dalla fig. 2 si vede come, in questo caso, tutti gli elementi ed elettrodi di contatto sono disposti da un solo lato della lamina senza più intercettare la zona di emissione ottica; ne consegue un campo di emissione ristretto e ben definito. La stessa figura indica anche che i raggi infrarossi si generano in prossimità interna della giunzione semiconduttrice e che detti raggi tendono a deviare dalla direzione ortogonale al piano del cristallo allorché passano dal cristallo GaAs all'aria, ciò a motivo del diverso indice di rifrazione dei due corpi. Si dimostra anche che i raggi infrarossi incidenti la superficie di confine con un angolo maggiore di 16° vengono riflessi all'interno totalmente.

La fig. 3 mostra una configurazione cristallina che consente di eliminare questo inconveniente. La regione planare p viene in questo caso collocata al centro alla base dell'emisfero cristallino. Per costruzione, si fa in modo che il rapporto tra il diametro dell'emisfero e il diametro della giunzione sia uguale al rapporto tra gli

indici di rifrazione del cristallo GaAs e l'aria. In tal caso l'angolo di incidenza dei raggi infrarossi sullo strato di confine del cristallo è sempre inferiore ai 16° e così non si ha più riflessione di energia verso l'interno del cristallo.

Nel caso della sorgente solida piana, lo spessore del cristallo è di circa 3 millesimi di pollice ed il diametro della giunzione p è scelto tra i seguenti valori: 2,5 - 7 - 10 - 20 millesimi di pollice. A causa del piccolo spessore del cristallo e del piccolo angolo critico, la sorgente ottica appare avere delle dimensioni fisiche all'incirca eguali a quelle della regione p. Nel caso invece del dispositivo fotoemittente a cristallo emisferico si ha una specie di ingrandimento della sorgente la quale appare sempre grande almeno 0,78 volte il diametro dell'emisfero cristallino. I diametri degli emisferi cristallini adottati in pratica sono di 36 e 72 millesimi di pollice e presentano uno spessore di 10 e 20 millesimi di pollice, rispettivamente.

I due tipi di struttura geometrica testé illustrati determinano in larga misura le caratteristiche del fascio ottico infrarosso generato.

Nel caso di dispositivi fotoemittenti piani senza lenti addizionali, l'intensità luminosa di uscita è proporzionale al coseno misurato rispetto all'asse ortogonale alla superficie del cristallo. Nel caso di sorgenti fotoemittenti emisferiche, la radiazione si distribuisce all'incirca costantemente in un angolo solido di 180° . Tenendo conto del particolare di montaggio (astuccio ecc.), l'angolo di emissione a metà potenza è di circa 120° per i dispositivi a cristallo piatto e di circa 130° per i dispositivi a cristallo emisferico.

Requisiti di polarizzazione

La fig. 4 illustra la caratteristica tipica tensione - corrente della giunzione fotoemittente. La radiazione viene emessa nel tratto di funzionamento con polarizzazione diretta. Questa zona di funzionamento non è perfettamente lineare ed occorre stabilizzare in qualche modo la corrente di polarizzazione per evitare la deriva ter-

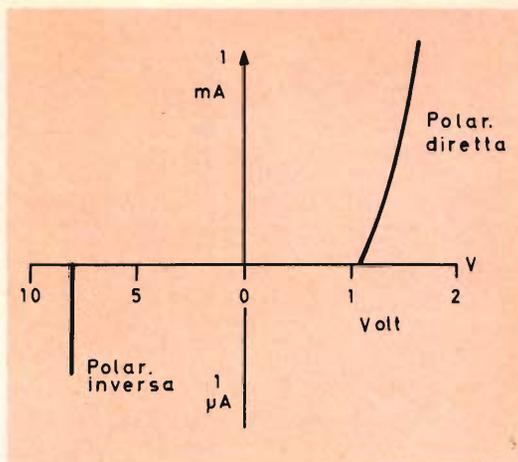


Fig. 4 - Caratteristica tensione corrente di una sorgente GaAs.

mica. A 25°C la tensione di polarizzazione ottima è compresa tra 1,3 ed 1,8 V.

Uscita luminosa

Trascurando l'assorbimento di energia all'interno del cristallo, il dispositivo a cristallo emisferico presenta un rendimento maggiore di 26 volte rispetto al dispositivo a cristallo piano. In realtà, nelle strutture emisferiche, l'assorbimento della luce è maggiore per cui, se la zona fotoemittente è opportunamente centrata rispetto all'emisfero si può sperare di ottenere solo un miglioramento di 10 volte. E, per tenere conto anche di quest'ultimo fattore nella produzione di grande serie, possiamo affermare che il dispositivo emisferico presenta un rendimento luminoso circa $5 \div 10$ volte maggiore del tipo piano a seconda della scelta del cristallo.

Un opportuno trattamento con pellicola di vernice antiriflettente riduce la riflessione all'interno dei raggi nelle strutture emisferiche.

In pratica si ottiene una energia infrarossa di $2 \div 4$ mW per A di corrente nei dispositivi a cristallo piano e una potenza di uscita di $10 \div 40$ mW per A a 25°C nei dispositivi a cristallo emisferico.

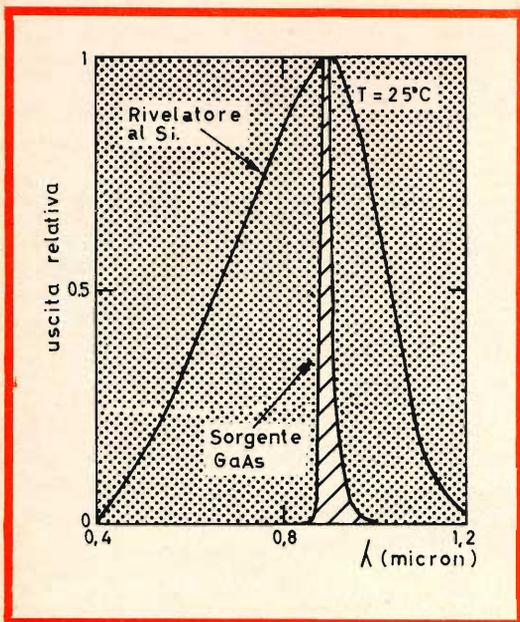


Fig. 5 - Spettro di uscita di una sorgente GaAs, paragonato con la risposta spettrale di un fotorivelatore al silicio.

Caratteristiche spettrali

La fig. 5 illustra le caratteristiche spettrali della radiazione emessa da una sorgente a cristallo piano. A scopo di confronto è tracciata anche la caratteristica di sensibilità spettrale di un fotorivelatore al silicio. La lunghezza d'onda corrispondente al picco di risposta è nel vicino infrarosso in corrispondenza di circa 9.000 Å. La larghezza di banda a metà po-

tenza è di 250 Angstrom. La radiazione residua dovuta alle altre lunghezze d'onda non supera percentualmente il 10% dell'energia complessiva. La lunghezza d'onda di massimo rendimento nel caso del dispositivo fotoemittente emisferico è leggermente maggiore, circa 9.200 Å nel caso di una sorgente del diametro di 72 millesimi di pollici a 25 °C. Questa differenza di lunghezza d'onda è in parte determinata dalle caratteristiche di assorbimento selettivo del cristallo GaAs che in questo caso ha uno spessore maggiore.

Velocità di risposta

Il tempo di risposta in salita e in discesa delle sorgenti GaAs è estremamente rapido: da 5 a 40 ns. Esso risulta in gran parte indipendente dal valore della corrente di polarizzazione. Il valore minimo è anzi ottenuto per densità di corrente di qualche centinaio di ampère per cm² dell'area della giunzione pn.

Dispositivi speciali

A richiesta possono ottenersi dispositivi con area di emissione o con caratteristiche di montaggio differenti dai tipi usualmente prodotti. È stata ad esempio realizzata una sorgente di 1 pollice quadrato composta da 100 dispositivi fotoemittenti emisferici collegati in parallelo ed alimentati ad impulsi di 1 ms. Tale sorgente, opportunamente raffreddata in vaso di Dewar ha prodotto impulsi ottici di uscita di 55 W con un rendimento dell'11%.

INFORMIAMO

i nostri affezionati lettori che
il secondo volume del

CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI



uscirà

alla fine di febbraio - primi di marzo 1968

CONVERTITORE CC-CC da 7 kV per OSCILLOSCOPIO

di L. Biancoli

Come è noto a tutti coloro che si occupano dello studio e della realizzazione di apparecchiature o strumenti funzionanti a transistori, quando le tensioni di alimentazione hanno un valore dell'ordine di quello che può essere fornito dalle comuni batterie di pile disponibili in commercio, non esistono serie difficoltà. Per contro, quando le tensioni di alimentazione raggiungono valori di qualche centinaio, e persino di qualche migliaio di volt, come nel caso dell'alimentazione del tubo di un oscilloscopio, le cose si complicano notevolmente, in quanto occorre disporre di tensioni che — di solito — è possibile ottenere soltanto con l'impiego di circuiti di rettificazione, alimentati dalla tensione di rete a corrente alternata. L'articolo che segue descrive appunto un circuito che — con l'impiego di due soli transistori, di uno speciale trasformatore di cui vengono forniti i dati costruttivi, di due diodi, e di pochi altri componenti — produce una tensione continua di 7.000 volt, ed un'altra di 400 volt, che possono essere impiegate appunto per l'alimentazione del tubo a raggi catodici di un oscilloscopio portatile.

L lettore saprà certamente che, se si ricorre all'impiego di un circuito oscillante a transistori, vale a dire di uno stadio più o meno complesso che — alimentato da una bassa tensione — sia in grado di produrre oscillazioni elettriche aventi una determinata frequenza, è possibile elevare il valore della tensione delle suddette oscillazioni con l'aiuto di un comune trasformatore, ed ottenere quindi al secondario una tensione alternata di valore as-

sai elevato, avente la frequenza delle oscillazioni prodotte. Questa tensione alternata può successivamente essere rettificata e filtrata, consentendo così di disporre di tensioni continue di valore assai maggiore di quello delle tensioni che possono normalmente essere fornite dalle batterie.

L'alimentatore qui descritto è stato studiato per consentire la disponibilità di

una tensione continua di 7.000 volt, e di un'altra di 400 volt, adatte all'alimentazione rispettivamente dell'anodo finale e dell'elettrodo acceleratore di un tubo a raggi catodici, con schermo del tipo compreso tra 5 e 12 pollici, a deflessione magnetica o elettrostatica, da impiegarsi in qualsiasi apparecchiatura della gamma degli oscilloscopi, funzionante a transistori.

La tensione di alimentazione necessaria è di 25 volt, e può essere normalmente fornita da una batteria di pile a secco o di accumulatori; le caratteristiche dinamiche di temperatura sono tali da consentire il funzionamento con temperature-ambiente comprese tra -55 e $+71$ °C.

CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

In primo luogo, per questa particolare applicazione, è stata data la preferenza ad un tipo di circuito convertitore CC-CC funzionante su due semionde, e col carico (costituito dall'alimentatore a transistori) collegato direttamente alla sorgente di tensione, in quanto — in tal caso — i collettori possono essere in contatto diretto col dispositivo di raffreddamento, che viene solitamente collegato a massa.

Oltre a ciò, questo circuito si presta anche all'impiego con i normali sistemi di trasformazione, di rettificazione e di filtraggio, solitamente impiegati nei circuiti funzionanti con valvole termoioniche.

La scelta dei transistori

Prima che la scelta dei transistori con i quali è stato realizzato lo stadio oscillatore cadesse sul tipo 2N 1358, sono state eseguite diverse prove pratiche, atte a stabilire — per ogni singolo tipo — la stabilità di funzionamento, sia dal punto di vista della durata, sia da quello della costanza dei valori dinamici, col variare della temperatura, della tensione di rete, delle caratteristiche del carico, ecc.

Infatti, dopo aver realizzato un prototipo del circuito descritto, esso è stato tenuto in funzione per varie ore, con diverse

temperature ambientali, e con l'applicazione di un carico di valore costante, ma con possibilità di variarne l'assorbimento di corrente, al fine di tracciare un grafico che consentisse di stabilire appunto le caratteristiche dinamiche, vale a dire il comportamento del circuito nel tempo.

Sotto questo aspetto, si può certamente affermare che la stabilità ottenuta è tale da consentire l'impiego di questo circuito in qualsiasi caso in cui occorra disporre di tensioni di alimentazione di valore elevato, soprattutto per quanto riguarda l'alimentazione di un tubo a raggi catodici facente parte di un oscilloscopio, in quanto i livelli delle tensioni fornite possono essere considerati praticamente costanti, il che torna a tutto vantaggio della qualità dell'apparecchiatura.

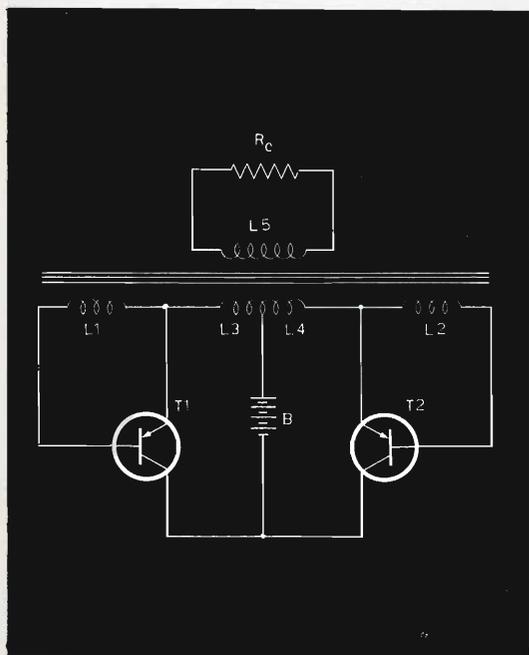
DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In teoria, se una sorgente di tensione perfetta, ed una induttanza pura (vale a dire entrambe prive completamente di resistenza interna) venissero collegate in serie tra loro, ed a loro volta in serie ad un interruttore, chiudendo quest'ultimo, la tensione presente ai capi dell'induttanza rimarrebbe costante nel tempo, ed avrebbe un valore pari a quello della tensione fornita dalla sorgente. L'intensità della corrente attraverso l'induttanza aumenterebbe nel tempo, seguendo un andamento lineare, con un rapporto tale che la variazione di flusso in funzione del tempo corrisponderebbe esattamente alle variazioni della tensione fornita dalla sorgente, ed applicata ai capi dell'indotto.

Per contro, in un circuito fisico, ossia reale, qualsiasi sorgente di tensione presenta una sua resistenza interna; oltre a ciò, qualsiasi induttanza presenta anche essa una sua resistenza interna, se è avvolta su di un nucleo costituito da semplice aria, o comunque da materiale a bassissima permeabilità magnetica. Se invece il nucleo è in materiale magnetico, oltre ad una resistenza interna l'induttanza presenta anche un valore induttivo **non lineare**.

Una terza considerazione da fare, necessaria per comprendere il funzionamento del circuito che descriviamo, è che l'interruttore considerato nel caso teorico al quale ci siamo riferiti in precedenza può essere sostituito da un transistor, suscettibile di essere commutato dallo stato di conduzione a quello di interdizione, e viceversa, ottenendo così rispettivamente l'apertura o la chiusura del circuito, esattamente come è possibile con un comune interruttore.

In tali condizioni, la tensione presente ai capi dell'induttanza non può più essere considerata costante, ed il rapporto di



variazione dell'intensità della corrente, in funzione del tempo, non è più lineare. Questa mancanza di linearità può essere accentuata facendo uso di un indotto avvolto su di un nucleo ferro-magnetico, del tipo a circuito magnetico quadrato, che raggiunge assai rapidamente il punto di saturazione, ed accoppiando inoltre induttivamente la sorgente principale di alimentazione della tensione di polarizzazione in senso diretto del transistor, in modo tale che questa tensione venga ricavata dall'indotto. In tal caso, quest'ultimo assume il ruolo di trasformatore.

Se al circuito di principio testé descritto aggiungiamo un secondo transistor, e raddoppiamo gli avvolgimenti in modo simmetrico, si ottiene un dispositivo funzionante su entrambe le semionde. Aggiungendo infine un quito avvolgimento, si realizza un metodo con cui è possibile isolare completamente un eventuale carico dalla sorgente di alimentazione a corrente continua, e si ottiene anche un dispositivo di trasformazione di impedenza.

La figura 1 illustra appunto il circuito di principio del dispositivo descritto. Come si può osservare, esso consiste in due transistori del tipo « p-n-p », collegati in due circuiti assolutamente simmetrici tra loro. Un'unica batteria (B) alimenta entrambi i circuiti, che non sono altro che due stadi oscillatori funzionanti in opposi-

Fig. 1 - Circuito di principio dell'alimentatore descritto. Esso consta di un unico trasformatore provvisto di quattro avvolgimenti primari e di un unico secondario, e di due transistori che — con pochi altri componenti — formano il circuito oscillatore. La tensione secondaria dipende dal rapporto tra gli avvolgimenti, e viene rettificata e filtrata.

zione di fase tra loro, come in un comune multivibratore. L1 ed L3 costituiscono le bobine dell'oscillatore di sinistra, mentre L2 ed L4 costituiscono le stesse bobine per l'oscillatore di destra. Queste bobine formano in quattro settori l'avvolgimento primario del trasformatore. L5 costituisce il quinto degli avvolgimenti ai quali si è fatto cenno, elettricamente isolato dai quattro precedenti, ed ai cui capi è presente una tensione alternata alla frequenza delle oscillazioni prodotte, ed avente un'ampiezza che dipende dal rapporto che sussiste tra il numero di spire degli avvolgimenti primari, ed il numero delle spire del secondario stesso.

Vediamo ora in quale modo esso funzioni. In un circuito di questo tipo, non

appena viene applicata la tensione di alimentazione fornita dalla batteria, uno dei due transistori conduce corrente con maggiore intensità che non l'altro. Ciò è dovuto alle differenze che sussistono tra le due metà simmetriche del circuito. Gli avvolgimenti di base, L1 ed L2, sono collegati in modo tale che — una volta dato luogo allo sbianciamento — esso aumenta progressivamente, fino al punto in cui uno dei due transistori risulta polarizzato in senso diretto, mentre l'altro risulta polarizzato in senso inverso, ossia viene portato in stato di interdizione.

Una volta raggiunto questo stato, il tutto assume in pratica l'aspetto del circuito equivalente, illustrato alla **figura 2**, in quanto L2, L4 e T2, visibili nel circuito di figura 1, possono essere considerati esclusi dal circuito.

In figura 2, R_p rappresenta un valore resistivo collegato in parallelo ad una induttanza pura, L. In serie alla loro combinazione, sono presenti la sorgente di tensione, indicata con B, ed una resistenza contrassegnata R_s . R_p rappresenta la somma delle perdite che si verificano inevitabilmente nel trasformatore (il cui rendimento non può mai — per ovvie ragioni — essere del 100%), e dell'energia assorbita dal carico, mentre R_s rappresenta la somma delle perdite che si verificano internamente alla sorgente ed al commutatore, rappresentato in questo caso come tale, ma in realtà costituito dal transistore.

Se si fa uso di una comune induttanza, vale a dire di una induttanza contenente una componente resistiva, di una normale sorgente di tensione, anch'essa avente una sua resistenza interna, e di un interruttore, la chiusura di quest'ultimo determina un passaggio di corrente la cui intensità aumenta progressivamente, fino a raggiungere il suo valore massimo. A ciò segue un aumento di intensità della corrente, approssimativamente lineare, con un rapporto che può essere espresso mediante la seguente formula:

$$L (\Delta i : \Delta t) = V - IR,$$

Dal momento che la corrente che scorre internamente alla resistenza in serie

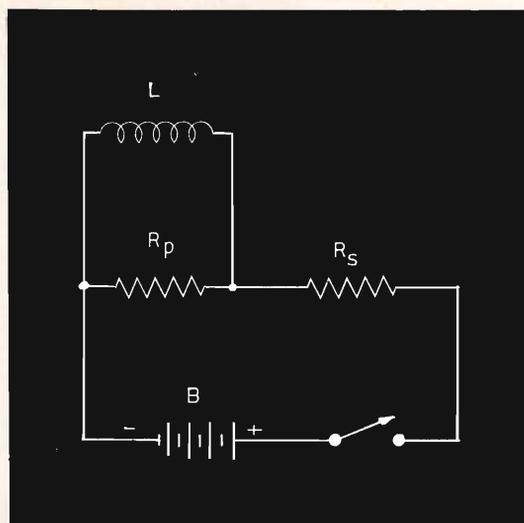


Fig. 2 - Circuito equivalente della sezione primaria dell'alimentatore, quando uno dei transistori è in stato di conduzione, mentre l'altro è in stato di interdizione.

R_s aumenta con l'aumentare della corrente principale I , il rapporto tra Δi e Δt diminuisce nel tempo, se il valore induttivo L rimane costante. Non appena viene raggiunta nel nucleo la densità di flusso corrispondente alla saturazione, l'induttanza della bobina crolla rapidamente, il che provoca un rapidissimo aumento dell'intensità di corrente che la percorre. A questo punto, prima di procedere nella descrizione del circuito, è bene esaminare la **figura 3**, che ne riporta lo schema totale.

Come si può osservare, la parte di sinistra consta di due circuiti assolutamente simmetrici tra di loro, nei quali L1 ed L2 sono gli avvolgimenti di base dei due transistori, L3 ed L4 costituiscono invece un unico avvolgimento a presa centrale, presente nei circuiti di emettitore dei suddetti transistori.

R1 ed R3 per il transistore superiore, come R2 ed R4 per il transistore inferiore, sono le resistenze che determinano la polarizzazione di base. Il secondario, L5, fornisce la tensione alternata di valore assai elevata, rettificata ad opera dei due diodi D1 e D2 col metodo della duplicazione, e filtrata dall'apposita cellula.

All'uscita, il circuito rende disponibile una tensione di 7.000 volt, una tensione di 400 volt, ed una terza tensione in corrispondenza del cosiddetto « punto di prova », di cui diremo più avanti.

Il coefficiente di accoppiamento tra L1 ed L3 si riduce notevolmente in condizioni di saturazione del nucleo, col risultato che si riduce del pari la tensione di pilotaggio

zare in senso inverso la base di quel transistor che prima era in stato di conduzione, e da polarizzare in senso di conduzione la base di quel transistor che era prima in stato di interdizione. La suddetta inversione dello stato di conduzione di questi due transistori avviene ritmicamente, col risultato che l'intero avvolgimento primario del trasformatore viene percorso da una corrente alternata avente una sua

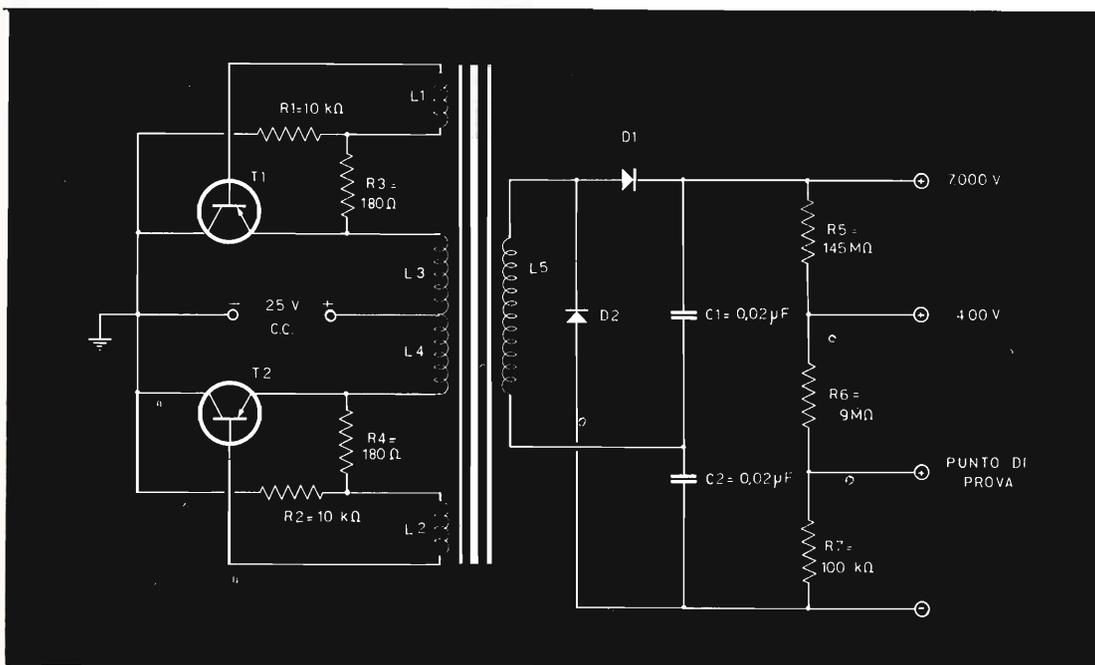


Fig. 3 - Circuito elettrico completo dell'alimentatore. Esso funziona con una tensione continua di alimentazione di 25 volt, e fornisce in uscita una tensione di 7.000 volt ed una di 400 volt. Il punto di prova serve per il controllo della tensione massima di uscita (vedi testo). I due transistori sono del tipo TN1358, e i due diodi sono del tipo 1N1147. Entrambe le capacità C1 e C2 devono essere isolate a 6.000 V.

tra emettitore e base del transistor corrispondente. In tal caso, il circuito non è più in grado di mantenere un rapporto in aumento tra Δi e Δt , in quanto il transistor viene a trovarsi in uno stato di funzionamento tale, da consentire il passaggio di una corrente in rapido aumento, dovuta al fatto che la polarizzazione di base è diminuita. Di conseguenza, il rapporto tra Δi e Δt comincia a diminuire.

La forza elettromotrice indotta risultante è pertanto in direzione tale da polariz-

frequenza tipica e costante (in questo caso, pari a 450 Hertz).

Funzionamento con un transistor inattivo

Se, per qualsiasi motivo, si verificasse un corto-circuito in una delle giunzioni di uno dei due transistori, si verificherebbe inevitabilmente un sovraccarico che bloccherebbe subito la produzione delle oscillazioni. Se invece uno dei due transistori

si interrompesse, a causa di un guasto improvviso, l'oscillatore continuerebbe a funzionare, fornendo però in uscita un segnale di ampiezza ridotta.

Un inconveniente di questo tipo non sarebbe però in grado di alterare in modo eccessivo il funzionamento dell'apparecchiatura alimentata, in quanto si risolverebbe escusivamente in un aumento di ampiezza della deflessione del raggio catodico internamente al tubo, dovuto alla diminuzione corrispondente della tensione che polarizza l'anodo finale. Oltre a ciò, dal momento che i transistori non possono essere sostituiti con la stessa facilità con la quale è possibile sostituire una valvola (e ciò a causa del ben noto inconveniente che consiste nella necessità di stabilire la tensione di polarizzazione di base di volta in volta e sperimentalmente per ogni transistore, a meno che non sia stata fatta una pre-selezione), il ripristino delle condizioni originali di funzionamento non potrebbe avere luogo così rapidamente come sarebbe possibile trattandosi di un circuito a valvole. Tuttavia, dal momento che i transistori funzionano assai al di sotto della massima dissipazione nominale di potenza, l'intero dispositivo potrebbe del pari essere usato, sia pure col verificarsi dell'inconveniente citato, fino al momento in cui è possibile la riparazione.

Stabilità

In genere la stabilità della tensione fornita in uscita è sufficiente per la maggior parte dei casi di impiego, senza che si presenti la necessità di munire il dispositivo di circuiti supplementari. Ciò nonostante, per ridurre l'ondulazione residua e l'impedenza di uscita è possibile aggiungere una capacità di filtraggio addizionale, tra i terminali d'ingresso del tubo a raggi catodici, esattamente nel punto al quale viene applicata la tensione fornita dallo alimentatore.

La stabilità della tensione di uscita può essere migliorata con l'impiego di un dispositivo di regolazione nel circuito di collettore dei transistori: tuttavia, un sistema

di regolazione di questo tipo risulterebbe piuttosto costoso e complesso; d'altra parte, come già è stato stabilito, la costanza della tensione fornita è di per se stessa più che sufficiente per qualsiasi impiego pratico dell'alimentatore.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Come è facile intuire osservando il circuito elettrico riportato alla figura 3, non esiste alcuna difficoltà realizzativa. La disposizione dei componenti non è per nulla critica, in quanto si tratta semplicemente di sistemare quattro resistenze e due transistori nel circuito primario del trasformatore; agli effetti del circuito secondario — invece — il dispositivo consta semplicemente di un sistema di rettificazione munito di due condensatori, due diodi ed un partitore di tre resistenze in serie tra loro, e quindi del tutto convenzionale.

Di conseguenza, non essendovi pericoli di accoppiamenti parassiti, o di capacità disperse verso massa, l'unico criterio di cui occorre tener conto con un certo rigore è l'isolamento rispetto a massa della tensione di 7.000 volt, sia nella presa di uscita, sia nelle relative connessioni, sia internamente al trasformatore.

Il trasformatore

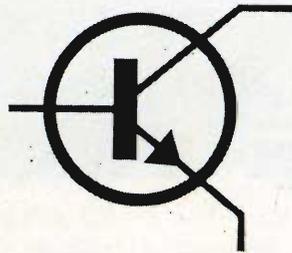
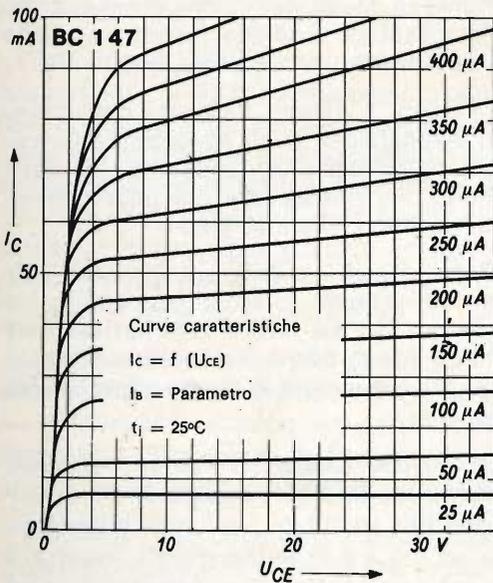
L'unica difficoltà — seppure può essere considerata tale — risiede nella realizzazione del trasformatore, le cui caratteristiche sono tali che è pressochè impossibile reperirlo in commercio già pronto.

Esso è stato progettato in modo da consentirne l'impiego con una sorgente di alimentazione di 25 volt c.c. Questo valore di tensione è stato scelto per garantire un margine di sicurezza sufficiente agli effetti della tensione tra collettore ed emettitore dei transistori usati.

Precisiamo che non è stato fatto alcun tentativo per migliorare le caratteristiche di peso e di ingombro del nucleo e degli avvolgimenti. La scelta del numero di spire e delle caratteristiche geometriche del



I semiconduttori TELEFUNKEN sono particolarmente adatti per bassa frequenza in pre-stadi o stadi finali così come in preamplificatori a basso rumore.



BC 147 BC 148 BC 149
Nuovi transistori al Silicio npn Epitassiali-Planari
in contenitore plastico
Sicuri come i transistori in contenitore TO 18

BC 129 BC 130 BC 131
Elettrodi isolati dal contenitore
Norme di costruzione DIN 18A3 corrispondenti TO 18

BC 107 BC 108 BC 109
Collettore collegato al contenitore
Norme di costruzione DIN 18A3 corrispondenti TO 18

Sono perciò a disposizione 3 particolari esecuzioni per la progettazione delle apparecchiature

TELEFUNKEN - Componenti per elettronica e telecomunicazioni sempre sicuri e di alta precisione

TELEFUNKEN

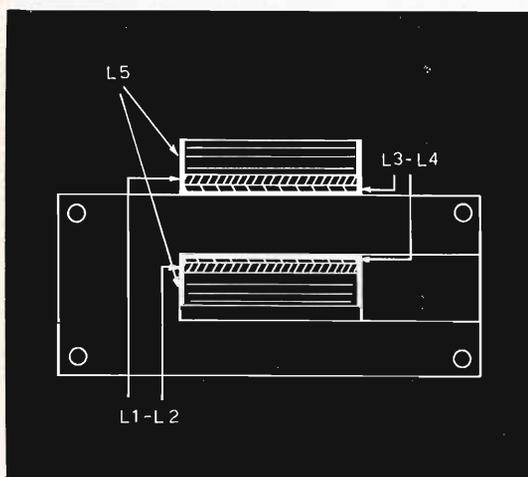
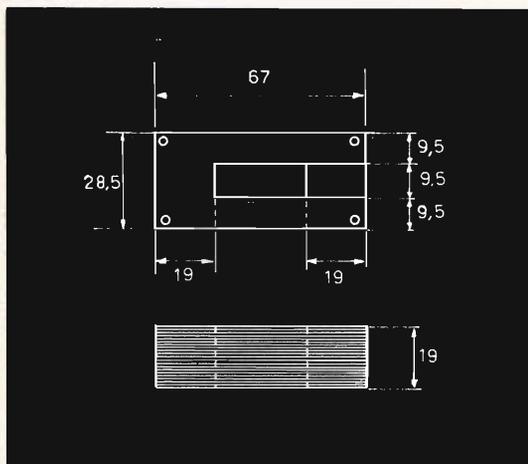


Fig. 4 - Struttura del trasformatore, realizzato con lamierini ad « U » in ferro-nichel. Il disegno riporta la posizione degli avvolgimenti, e precisamente di L1-L2 ed L3-L4, entrambi avvolti con due conduttori, e di L5. Da questa figura è anche possibile ricavare tutti i dati dimensionali del pacco lamellare, in funzione del quale vien costruito il carcassino che alloggia gli avvolgimenti. A lavoro ultimato, è bene immergere il trasformatore in una soluzione impermeabilizzante. Le quote sono espresse in millimetri.

nucleo rappresenta un compromesso tra la facilità di realizzazione, l'ingombro, ed il peso da un lato, ed il rendimento dall'altro. Tuttavia, volendo, è possibile realizzarlo con caratteristiche dimensionali più consone alle moderne esigenze di miniaturizzazione, senza dovere apportare delle modifiche alla parte elettronica.

Il nucleo del trasformatore consiste in un pacco di lamierini al ferro-nichel, del tipo ad « U ». Questo materiale presenta una curva di isteresi del tipo ad andamento quadro, ed una elevata permeabilità, il che consente di realizzare un avvolgimento primario con numero assai ridotto di spire, in rapporto ad un determinato valore della tensione di uscita e ad una data densità di flusso magnetico.

È stata data la preferenza ai lamierini sagomati ad « U », rispetto al nucleo a struttura toroidale, a causa della maggiore facilità con cui è possibile realizzare sia gli avvolgimenti, sia il carcassino che li alloggia, sia gli strati di isolamento. Quest'ultimo argomento è particolarmente importante, a causa del valore assai elevato della massima tensione fornita in uscita dal secondario, pari a circa 4.000 volt.

La figura 4 illustra l'aspetto del nucleo e la disposizione degli avvolgimenti, mettendo in evidenza le dimensioni sia della sezione, sia dell'altezza del pacco lamellare, nonché l'intera struttura.

Come si può osservare, i lamierini vengono sovrapposti in modo tale che la base della « U » sia rivolta alternativamente nei due sensi, per cui si viene a costituire un nucleo avente la forma effettiva detta ad « O ».

La sezione totale del nucleo sul quale vengono applicati gli avvolgimenti è di millimetri 19 x 19, il lato più lungo della struttura ad « O » è di millimetri 67, mentre il lato più corto è di 28,5 millimetri. Lo spessore del pacco lamellare è di 19 mm.

Come è facile notare sulla figura, per primo viene avvolto l'avvolgimento contrassegnato L3-L4 nello schema di figura 3, costituito da un unico indotto bifilare (avvolto cioè con due conduttori contemporaneamente), consistente in 56 spire doppie di conduttore in rame smaltato della sezione di 0,16 millimetri. Successivamente, dopo aver applicato uno strato di isolamento in lateroid dello spessore di 0,5 millimetri, si provvede ad avvolgere L1 ed L2, anch'esse col sistema bifilare, costituite da 7 spire doppie, avvolte con conduttore di rame smaltato da 0,16 mm.

Per ultimo, dopo aver applicato un separatore in tre strati di lateroid da 0,5 millimetri, frammisti a due strati di tela sterlingata, ed a 5 strati di carta paraffinata da 0,1 millimetri di spessore, si avvolge L5, costituito da 7.800 spire di conduttore in rame smaltato della sezione di 0,08 mm.

Naturalmente, occorre prestare la massima attenzione agli effetti dell'interposizione degli strati di carta paraffinata, in particolare per quanto riguarda quest'ultimo avvolgimento. Ciò, in quanto la minima mancanza di isolamento, dato il valore di ben 4.000 volt della tensione presente ai suoi capi, può dare adito a scariche che costringerebbero il costruttore a rifare l'intero trasformatore, con la conseguente perdita di tempo e di materiale.

Nel circuito primario questo pericolo non sussiste in quanto le tensioni in gioco, e le differenze di potenziale presenti tra le spire, sia agli effetti delle componenti alternate, sia agli effetti delle componenti continue, non sono tali da costituire un pericolo. In ogni caso, occorre sempre fare ricorso alla massima esperienza e competenza in fatto di trasformatori.

Il carcassino potrà essere realizzato in cartone press-pan, e l'intero trasformatore — una volta realizzato — potrà essere immerso a caldo in una delle numerose soluzioni isolanti appositamente prodotte.

Sarà bene che i due terminali dell'avvolgimento a 4.000 volt siano isolati in teflon, onde evitare che essi stessi scarichino verso massa al momento dell'impiego.

Si è preferito fare uso del sistema di avvolgimento bifilare, nei confronti di L3 e di L4, nonché di L1 ed L2, allo scopo di ridurre le perdite dovute all'induttanza dispersa, oltre che per rendere tali avvolgimenti il più possibile simmetrici tra loro, a tutto vantaggio della forma d'onda delle oscillazioni, e — quindi — del rendimento.

Oltre a ciò, a causa dell'adozione del metodo di avvolgimento bifilare, l'avvolgimento primario e gli avvolgimenti di reazione presentano un accoppiamento reciproco assai più stretto di quello che sa-

rebbe stato possibile ottenere usando avvolgimenti separati.

Quando uno dei transistori passa in stato di interdizione, l'energia immagazzinata a causa dell'induttanza dispersa viene strettamente accoppiata al circuito induttivo dell'altro transistoro, il quale entra in stato di conduzione, e dissipa rapidamente la suddetta energia. In assenza di un accoppiamento così stretto, l'energia di cui sopra tenderebbe ad essere dissipata invece internamente al circuito del transistoro che si trova in stato di interdizione, provocando così delle alterazioni.

Agli effetti dei collegamenti al trasformatore, la polarità è intuitiva. Tuttavia, se al momento del collaudo si riscontrasse la mancanza delle oscillazioni, e quindi della tensione secondaria, è necessario invertire tra loro i terminali di L1, o di L2, o di entrambi. In ogni caso, per quanto riguarda L3 ed L4, si rammenti che i due terminali da unire tra loro non sono i due di inizio dell'avvolgimento bifilare, bensì quello di inizio di uno degli avvolgimenti, e quello di fine dell'altro.

LE TENSIONI DI USCITA

Come si nota osservando lo schema elettrico del dispositivo, illustrato alla figura 3, l'alimentatore fornisce due tensioni di uscita: la tensione continua massima ha un valore di 7.000 volt, e questa tensione può essere usata con un assorbimento di corrente massimo da parte del carico di 200 microampère.

Ovviamente, il valore di questa tensione dipende direttamente dal numero di spire di cui consta l'avvolgimento L5: di conseguenza, qualora fosse necessario disporre di una tensione maggiore, sarebbe certamente possibile aumentare il suddetto numero di spire proporzionalmente, tenendo però conto del fatto che — qualora l'assorbimento di corrente aumentasse considerevolmente rispetto al limite ammissibile di 200 microampère — sarebbe necessario sostituire i due transistori del circuito oscillatore, con altri aventi una maggiore

potenza, provvedendo anche a determinare sperimentalmente la polarizzazione ideale. Ciò comporterebbe una variazione adeguata delle quattro resistenze relative.

Alla seconda presa di uscita, partendo dall'alto nel circuito di figura 3, è disponibile una seconda tensione, del valore di 400 volt, che può essere utilizzata per la polarizzazione dell'anodo acceleratore del tubo a raggi catodici.

Infine, per consentire la misura della massima tensione di uscita, senza disporre di apparecchiature speciali, quali ad esempio un voltmetro elettronico ad alta tensione, munito del relativo « probe », è stata prevista una presa dal lato inferiore del partitore di uscita, contrassegnata « PUNTO DI PROVA » nello schema, tra la quale e la massa è possibile collegare un microamperometro.

La resistenza interna di questo strumento — per quanto elevata essa sia — è naturalmente assai ridotta rispetto al valore di 100.000 ohm di quel tratto del partitore (R7); di conseguenza, la sua applicazione equivale in pratica a collegare il suddetto microamperometro in serie agli altri due elementi del partitore (R5 ed R6), i cui valori, sommati insieme, danno 154 MΩ.

Se — al momento del collaudo dell'alimentatore con carico applicato — si provvede a misurare la tensione di uscita, controllando che il valore massimo corrisponda esattamente a 7.000 volt, e si misura contemporaneamente col microamperometro la corrente che si ottiene ai capi della resistenza R7, quando la tensione di uscita è di valore corretto, l'intensità della suddetta corrente può essere stampigliata sull'involucro dell'alimentatore. In tal caso, in qualsiasi altra occasione si presenti la necessità di verificare l'ampiezza della tensione massima di uscita, sarà sufficiente controllare col microamperometro la corrispondenza tra la corrente che circola ed il valore inciso sull'involucro: se l'intensità misurata e quella stampigliata sono approssimativamente eguali (con uno scarto del 10% in più o in meno), si

può avere la certezza assoluta che la tensione massima di uscita sia regolare.

LE CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

Per ottenere in uscita la tensione di 7.000 volt e quella di 400 volt così come stabilito, il circuito deve essere alimentato con una tensione continua di 25 volt, che può essere fornita da una comune batteria di pile o di accumulatori, applicata tra la presa centrale degli avvolgimenti L3 ed L4, e la massa, alla quale fanno capo i due collettori dei transistori. La corrente assorbita a pieno carico è di 220 mA.

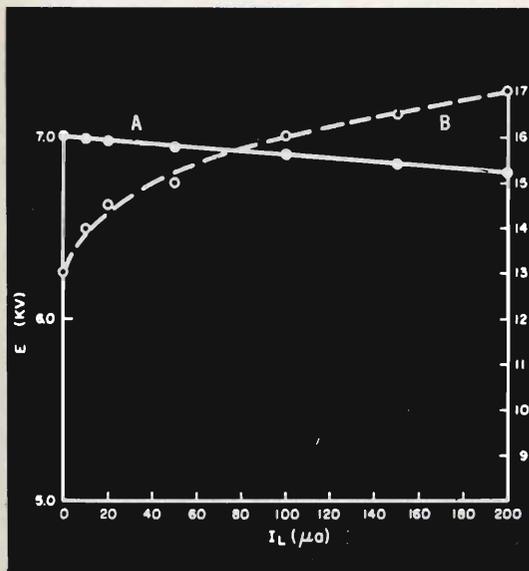
In genere, con una tensione di polarizzazione dell'anodo finale di 7.000 V e con un tubo a raggi catodici del tipo a deflessione magnetica, la corrente assorbita non supera l'intensità di 100 microampère. Con tale assorbimento da parte del carico, la ondulazione residua ammonta a 16 volt su 7.000, mentre — quando l'assorbimento di corrente raggiunge il valore massimo ammissibile di 200 microampère, l'ampiezza dell'ondulazione residua sale a 17 volt.

La frequenza di funzionamento dello stadio oscillatore è di 450 Hertz. Questo è il motivo per il quale il trasformatore può essere realizzato con dimensioni assai ridotte come quelle suggerite, pur mantenendo un elevato rendimento.

In genere, gli alimentatori adatti alla trasformazione di un valore di tensione continua in un valore più elevato, sempre di tensione continua, del tipo normalmente definito col termine di **convertitore**, sono muniti di una resistenza collegata ai capi dell'uscita, facente parte integrante del circuito. Questa resistenza viene solitamente incorporata nella cellula filtrante, sia per comodità di montaggio, sia per motivi pratici. Partendo dunque da questo preconcetto, tutti i dati che vengono forniti qui di seguito devono essere considerati indipendentemente dalla corrente che scorre nella suddetta resistenza, costituita nel nostro caso da R5, R6 ed R7.

Caratteristiche di uscita, in funzione della corrente di carico

La **figura 5** illustra le relazioni che intercorrono tra la corrente e la tensione di uscita. Come si può osservare, la varia-



« con emettitore a massa », i parametri di maggiore interesse nel caso considerato sono la resistenza di conduzione e l'impedenza d'ingresso. Il transistoro tipo 2N 1358 presenta un'impedenza di ingresso ridotta, nei confronti del valore di 180 ohm della resistenza che si trova in serie alla base; di conseguenza, le variazioni di valore con rapporto di 2 : 1 dell'impedenza di ingresso esercitano un'influenza tra-

Fig. 5 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra la corrente e la tensione di uscita. La tensione ammonta a 7.000 volt in assenza di carico, e si riduce di una minima entità con carico massimo (curva A). Il grafico esprime anche la variazione di ampiezza dell'ondulazione residua (curva B), col variare dell'assorbimento da parte del carico. La scala verticale di destra riporta i valori di ampiezza in volt picco-picco dell'ondulazione residua.

zione della tensione di uscita corrispondente ad una variazione della corrente di carico pari a $10 \mu\text{A}$, è inferiore al 2%.

Quando uno dei transistori viene eliminato dal circuito, volutamente o a seguito di un guasto, la frequenza delle oscillazioni aumenta di un fattore pari approssimativamente a tre, e ciò provoca anche una variazione della tensione di uscita in funzione della corrente assorbita dal carico, con un rapporto che aumenta rispetto a quello che sussiste quando entrambi i transistori funzionano. In tali condizioni, la variazione approssimativa ammonta al 9% per una alterazione di intensità della corrente di carico pari a 100 microampère.

In assenza di carico, la tensione di 7.000 volt di uscita aumenta soltanto di 50 volt, il che equivale a meno dell'1%.

Conseguenze delle variazioni dei parametri dei transistori

Quando i transistori vengono impiegati nel tipo di circuito più comune, definito

scurabile sul funzionamento del transistoro.

La tensione presente tra collettore ed emettitore, quando la tensione di ingresso del transistoro ammonta a 3 volt, varia tra 60 e 90 millivolt, con una corrente di collettore di 200 milliampère. Ciò rappresenta le condizioni tipiche di funzionamento del transistoro, quando si trova in stato di conduzione, e questa variazione di tensione è assai ridotta (inferiore cioè a 0,1 volt), rispetto alle cadute che si verificano in altre parti del circuito presente tra il collettore e l'emettitore.

Ciò premesso, le variazioni con rapporto 2 : 1 di questa caduta determinano una variazione inferiore a 50 volt della tensione di uscita massima di 7.000 volt.

Forme d'onda

La **figura 6** illustra la forma d'onda dei segnali presenti tra emettitore e collettore (A) e tra base ed emettitore (B).

È facile notare che il picco che si presenta in corrispondenza del passaggio dal-

la direzione verticale del segnale a quella orizzontale e viceversa presenta un'ampiezza inferiore a 2 volt. Questo interessante risultato, dovuto al fatto che si è adottato il sistema di avvolgimento bifilare nelle bobine di reazione, sia primarie che secondarie, rappresenta un fattore di sicurezza assai importante, in quanto il transistor usato presenta una tensione nominale di picco di 80 volt, quando la base è polarizzata in modo da ottenere l'interdizione.

CONCLUSIONE

Da quanto detto sin qui, appare evidente che il circuito descritto si presta assai bene per l'impiego agli effetti dell'alimentazione di un cinescopio avente uno schermo di dimensioni relativamente ridotte.

Il problema degli strumenti di misura da laboratorio funzionanti a transistori è

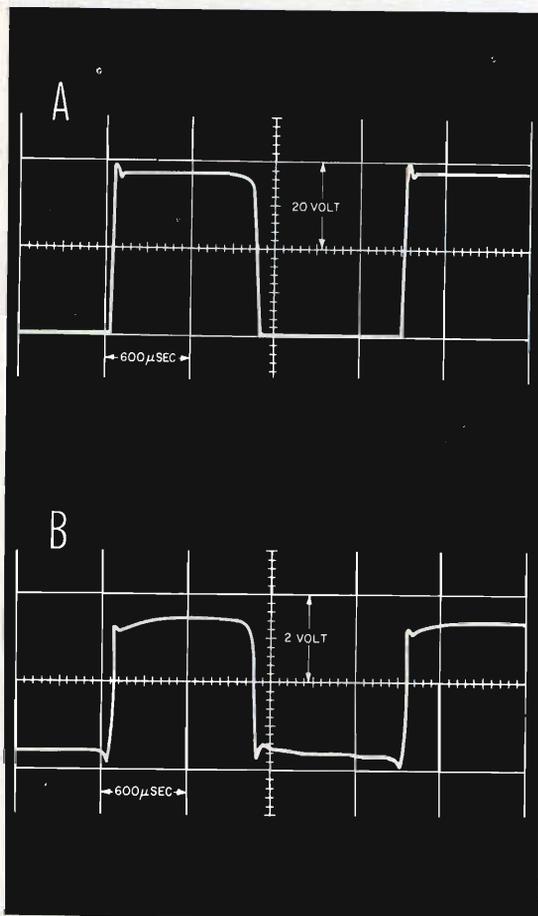
Fig. 6 - Forma d'onda dei segnali di oscillazione, e precisamente dei segnali presenti tra emettitore e collettore (A), e tra base ed emettitore (B).

sempre all'ordine del giorno, soprattutto ora che il progresso ha consentito di eliminare molte delle difficoltà che impedivano fino a pochi anni or sono l'uso dei semiconduttori nel campo degli strumenti.

Se si tiene conto del fatto che la tendenza attuale da parte dei costruttori di strumenti di misura è di realizzare apparecchiature portatili, poco ingombranti, di peso ridotto, e — soprattutto — funzionanti indipendentemente dalla tensione di rete, è assai interessante considerare il fatto che — usufruendo di questo circuito — è possibile realizzare un oscilloscopio funzionante a transistori, ed alimentato esclusivamente con batterie incorporate, anche agli effetti dell'alta tensione.

In pratica, questa utilità si rivela in modo assai maggiore quando si tratta di eseguire riparazioni sul posto, vale a dire a domicilio del cliente, con apparecchiature

di misura in dotazione al tecnico, e quindi necessariamente portatili. Infatti, pur tenendo conto della complessità dei circuiti, della quantità di materiale necessario, e delle dimensioni, che — per quanto ridotte — sono sempre apprezzabili, è facile intuire che un oscilloscopio funzionante a transistori ed alimentato nel modo descritto



to può raggiungere dimensioni tali da poter essere considerato effettivamente uno strumento portatile.

Se si considera infine che la realizzazione di un circuito del genere non presenta alcuna difficoltà, e che una volta realizzato non può non funzionare in modo assolutamente corretto, ben pochi sono coloro che si rifiuteranno di affrontare le difficoltà di allestimento del trasformatore, pur di tradurre in pratica questo circuito di alimentazione, che — oltre che per gli impieghi previsti — si presta anche per altri numerosi impieghi.

GIRADISCHI CAMBIADISCHI AUTOMATICO

PE 72

NOTE DI SERVIZIO



Nel nuovo gira-cambiadischi automatico « PE 72 » della Perpetuum Ebner (fig. 1) si nota in modo particolare in quale migliori apparecchi Hi-Fi vengano adottati anche nel montaggio di apparecchi di più ampia produzione.

Questo elegante apparecchio è completamente automatico sia nella funzione di giradischi che in quella di cambiadischi.

Per la riproduzione multipla basta sostituire il perno centrale con l'asta porta dischi stabilizzata.

La misurazione manuale del diametro del disco è completamente superata nel PE 72; la caduta del braccio nel solco iniziale dei dischi di diametro regolare (cm. 17, 25, 30) è già automaticamente assicurata dal momento in cui viene appoggiato sul piatto del disco prescelto. Questa caratteristica è di assoluta novità tecnica, poichè rende superflua l'applicazione di montature accessorie per la misurazione del disco e lo chassis può così presentare una linea semplice e pratica.

Quando nessun disco è appoggiato sul piatto, viene bloccato ogni involontario comando di spostamento orizzontale del braccio verso il piatto stesso; il braccio in tal caso non si muove e l'apparecchio si spegne da solo: si evita così che la testina pick-up venga danneggiata scendendo sul piatto porta dischi in rotazione.

Una semplificazione tecnica notevole è offerta dal quadro di comando a leva centrale unica (fig. 2). Questa leva di comando non assolve soltanto le consuete funzioni come avviamento, arresto, ripetizione e successione dischi, ma regola anche a piacere il meccanismo di sollevamento (lift) del braccio a completamento della più organica automazione. Quindi, per la prima volta in un apparecchio automatico di riproduzione, il raggio di azione del pick-up è libero da strutture accessorie al funzionamento.

Il cuore della meccanica del PE 72 è una ruota guida che assicura contemporaneamente la precisione di azione del braccio e la selezione automatica dei dischi.

Fig. 1 - Aspetto del PE 72.



Durante il funzionamento automatico, i movimenti verticali e orizzontali del braccio non possono seguire nessun'altra successione che quella stabilita — in rapporto alla funzione richiesta — dalla ruota guida.

Tutta la meccanica del PE 72, nella sua semplicità di funzionamento, è di grande aiuto per il servizio tecnico; la sua costruzione permette anche, per la prima volta, l'arresto immediato della successione automatica dei dischi, quando la leva di comando è messa in posizione di arresto.



Fig. 2 - Quadro di comando del PE 72.

Abbinando tutte le funzioni in una sola leva di comando, con il PE 72 si è raggiunta una linea di montaggio di chiara evidenza, dove figura particolarmente la forma elegante del braccio.

Il braccio è in legno tubolare leggero di alta rigidità.

La testa inerte del braccio racchiude un dispositivo di fissaggio estraibile quadrupolare per l'applicazione della capsula pick-up PE stereo a cristallo. Togliendo detto dispositivo e interponendo una speciale basetta, possono essere montate anche altre capsule pick-up munite di fissaggio internazionale $1/2$ ".

Il peso di lettura del braccio è già tarato sul massimo grado di rendimento della testina pick-up PE in dotazione all'apparecchio.

Una ulteriore regolazione del peso di lettura può essere fatta agendo sulla vite S (fig. 3) situata nella mensola del braccio.

La molla di richiamo F bilancia il braccio in senso orizzontale e ne determina il peso di lettura sul disco. Questa può essere variata da 0 a 10 g (tramite la vite S), in rapporto al peso della capsula pick-up.

Nella funzione di cambiadischi, dal primo al decimo disco la pressione di appoggio stabilita aumenta di non più di 0,2 g circa.

La precisione di guida del braccio pick-up e, di conseguenza, la lettura dei solchi del disco, sono indubbiamente influenzate dalla qualità dei fulcri di appoggio del braccio.

Per questa ragione il braccio del PE 72 agisce su perni di appoggio montati su cuscinetti a sfera di alta precisione per gli spostamenti sia in senso orizzontale che verticale (fig. 4).

L'attrito di questi perni viene così ridotto a limiti tanto bassi da non influenzare minimamente l'azione della puntina sui solchi, anche impiegando pick-up estremamente sensibili.

Il cavo del pick-up nel braccio è dotato di doppia schermatura e si collega, attraverso lo chassis, ad una piastrina di interruzione che chiude il circuito di trasmissione all'amplificatore durante la lettura del disco.

Il motore ad induzione quadripolare è a sospensioni elastiche ed è costruito secondo nuovi principi tecnici che permettono una riduzione dei disturbi di rombosità e un miglioramento della costanza di rotazione.

Esso è regolabile a piacere su 110 e 220 V, mediante un semplice commutatore.

La forza di trazione del motore viene trasmessa al piatto porta dischi tramite una ruota gommata di frizione.

Quando l'apparecchio non è in funzione, la ruota di frizione si stacca automaticamente sia dal piatto che dalla puleggia motrice del motore, isolando così la rotazione.

Il piatto porta dischi, dotato di una copertina di gomma, è fuso in acciaio e gravita su un preciso perno di rotazione. La sua base di appoggio è più lunga del normale e risiede su un cuscinetto a sfera autostabilizzantesi, a miglioramento della rombosità e della costanza di rotazione.

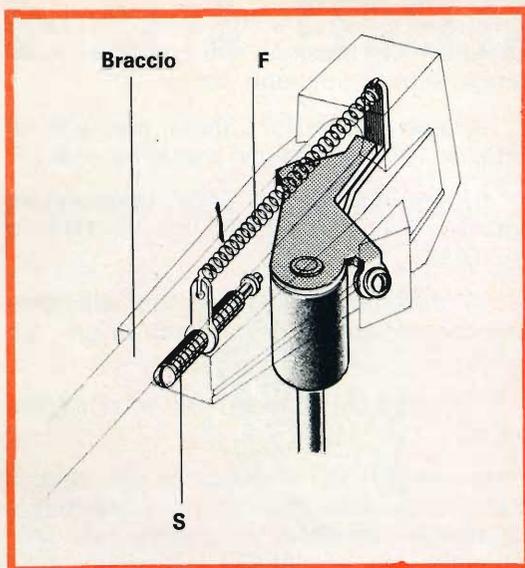


Fig. 3 - Sistema di regolazione del peso di lettura nell'interno del braccio.

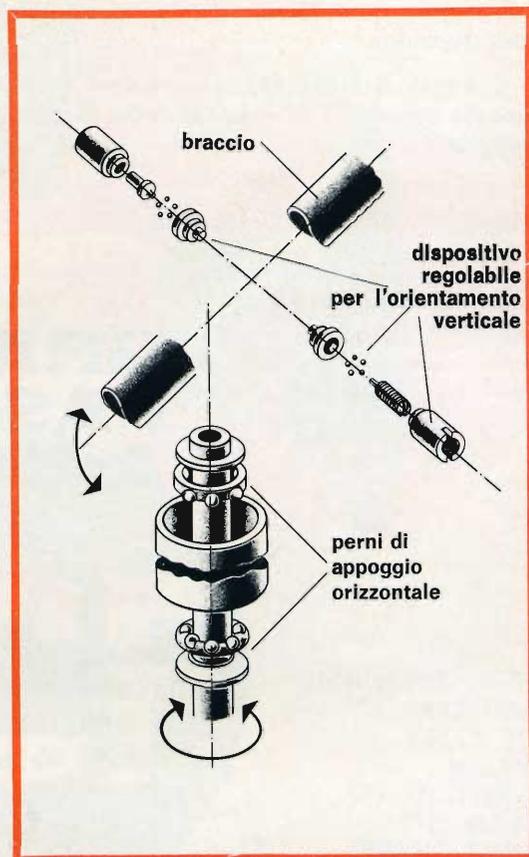


Fig. 4 - Disposizione dei cuscinetti di precisione regolabili del braccio.

Queste caratteristiche fanno sì che la costanza di rotazione del piatto si mantenga entro i seguenti limiti:

a) per oscillazioni della tensione di rete, $\pm 10\%$: variazione massima — 0,1%

b) con variazione della temperatura tra + 15 °C e + 35 °C: da — 1,3% a + 0,4%

c) differenza di livello tra diametro esterno ed interno di un disco di cm. 30: + 0,3%.

Le distorsioni di modulazione si aggirano su 0,15%.

Un sistema di sospensioni elastiche a molle dello chassis elimina vibrazioni e risonanze, acustiche nel montaggio dell'apparecchio in mobili e contribuisce ad ammortizzare gli eventuali urti.

Un dispositivo di sicurezza impedisce la fuoriuscita dello chassis dalla base di montaggio, qualora venga maneggiato senza attenzione.

Durante il trasporto, lo chassis viene fissato con due viti al basamento di montaggio.

Dati tecnici

- Velocità 16, 33, 45, 78 giri/min.
- Dispersione motore (scivolamento): 0,4% max.
- Distorsione (di modulazione): 0,15%
- Tensione parassita: ≥ 37 dB
- Tensione di rumore: ≥ 56 dB riscontrate al centro del piatto
- Tensione d'ondulazione residua ≥ 55 dB (a 1 kHz e 10 cm/s)
- Motore: a induzione, a quattro poli
- Alimentazione: 110/220 V.
- Frequenza di rete: 50/60 Hz (adattamento con puleggia)
- Assorbimento: 7 W; 12,5 VA
- Capsula pick-up: « PE 223 » (montabili altre capsule di fissaggio 1/2")
- Peso del braccio: regolabile da 1 a 10 g, secondo il peso della capsula
- Velocità angolare del braccio (in sollevamento): mm 18/s
- Dimensioni: 273 x 330 mm
- Altezza sopra la piastra: 129 mm
- Altezza sotto la piastra: 74 mm
- Peso: kg 4 ca.

UN

GRANDE FASCICOLO A COLORI

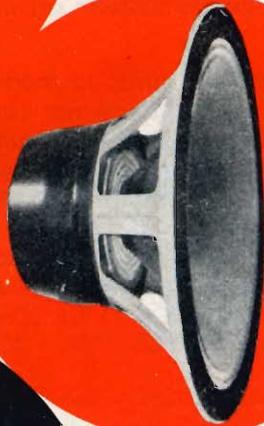
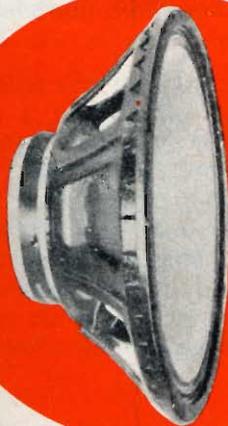
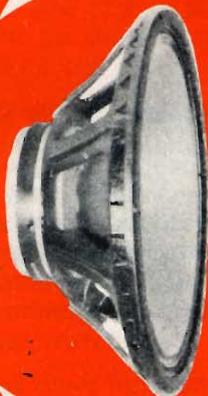
DI

**SELEZIONE
RADIO - TV** di tecnica

dedicato all'alta fedeltà,
alla stereofonia ed
alla filodiffusione,
è uscito in edizione straordinaria
nelle edicole

Non dimenticate di ACQUISTARLO!

ALTOPARLANTI AD ALTA FEDELITÀ



RCF

**RICHIEDETE LISTINI
E CATALOGHI
ALLA RCF
MILANO
VIA GIOTTO, 15
TEL. 468.909
REGGIO EMILIA
VIA COL DI LANA, 44
TEL. 39.265**

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



RIVOLUZIONE MATEMATICA

Siamo abituati a considerare la matematica come scienza astratta. Eppure, è giunto anche per questa disciplina lo svuotamento di un contenuto che neppure sospettavamo.

I matematici moderni hanno spinto la speculazione scientifica oltre i confini delle formule tradizionali, allargando all'infinito il metodo assiomatico. Nulla è più affermato a priori, nemmeno, per fare un esempio, il postulato geometrico euclideo per cui attraverso un punto esterno ad una retta, in un piano, passa una sola parallela alla retta data.

Ci stiamo avventurando in mondi sconosciuti dello scibile e scopriamo che solo ora il pensiero gode di libertà nel senso infinito del termine: prima, era legato a sistemi ritenuti inviolabili. Ora non ripudiamo quei sistemi ma possiamo classificarli fra tutti gli altri che la ricerca darà modo di scoprire. E', nel mondo dell'astrazione, il riflesso di ciò che andiamo conquistando nell'universo cosmico e nell'atomo. Il risultato pratico di tutto ciò sarà il potenziamento dell'impostazione scientifica astratta di una determinata disciplina e la conseguente possibilità di utilizzare strumenti di ricerca e risultati di altre discipline.

DISEGNO ELETTRONICO

I disegnatori tessili del futuro non useranno né pennelli né carta millimetrata ma penne luminose e lavagne elettroniche.

Il trasporto di un bozzetto, dal disegno dell'artista alle istruzioni di tessitura per il telaio sarà compiuto in un'ora, mentre coi mezzi tradizionali ne richiedeva più di cento.

Una speciale unità video, collegata a un sistema elettronico, viene usata come una lavagna. L'artista vi traccia sopra linee e punti per mezzo di una speciale penna luminosa.

Dalla vasta memoria del calcolatore viene richiamato tanto il bozzetto prescelto quanto la trama di tessuto desiderata. Con la sola pressione di un tasto si inserisce il disegno nel punto voluto del tessuto, lo si può spostare orizzontalmente o verticalmente, ingrandire o rimpicciolire.

Il sistema elettronico emette inoltre uno speciale stampato, composto di tratti orizzontali e verticali, per mezzo del quale si procede alla preparazione delle schede necessarie al controllo del telaio.

Si pensi quante varietà di disegni si faranno in avvenire, perchè i disegnatori potranno dedicare alla fantasia creatrice tutto il tempo che attualmente impiegano per innumerevoli prove su carta millimetrata. Basti considerare che il disegno di una stoffa di cm 10x30 contiene più di mezzo milione di rettangoli, da dipingere o da lasciare in bianco per comporre la trama del disegno.

COCCODRILLO

Non fu senza spirito colui che, per primo, impose il nome di coccodrillo ai morsetti da laboratorio per contatti elettrici. In effetto, quegli arnesi di uso quotidiano hanno tutto l'aspetto delle mandibole del noto sauro dei tropici, e nemmeno troppo stilizzato. L'attingere alle impressioni immediate per definire oggetti nuovi è opera d'arte espressiva più di quanto si pensi. Ora che la pop-art si muove in senso inverso a quell'espressionismo empirico, c'è da attendersi per esempio una serie di coccodrilli G.B.C. in una scultura astratta dal titolo « sponda africana ».

Non crediate che questa supposizione sia troppo audace. Io stesso ebbi la ventura di osservare un condensatore variabile in un salotto, con le armature aperte a 90 gradi. Chiesto che ci stava a fare quel componente in salotto mi sentii rispondere dalla padrona di casa che lei, di componenti elettronici, non sapeva nemmeno l'esistenza. E che io ero un povero incompetente se non capivo la pop-art; poichè quell'oggetto doveva essere interpretato come una scultura, dal titolo « Mascolinità prorompente » perchè la posizione delle lamine suggeriva l'idea della coda di un gallo in combattimento. Capito? Non buttate via niente perchè, a vostra insaputa, potreste avere in casa fior di sculture in sintesi; metafisica...

NUOVE CARTUCCE

Sei nuovi tipi di cartucce magnetiche stereofoniche ELAC sono presentate in questi giorni dalla G.B.C.

Le pressioni sul disco vanno da 0,75 a 3 grammi, secondo i tipi. Le puntine sono di diamante, alcune ellittiche biradiali. Non è mio compito dilungarmi nei dati tecnici per cui invito tutti coloro cui interessa l'alta fedeltà, ad informarsi presso i vari punti dell'organizzazione G.B.C. sulle cartucce RC-830 - 840 - 850 - 880 - 890 - 900.

TV A COLORI IN EUROPA

Come corollario alle notizie che Selezione Radio TV ha pubblicato nelle prime pagine dei fascicoli di settembre e dicembre 1967, vi dirò che alla fine di ottobre in Germania erano già stati immessi sul mercato 60.000 televisori a colore, e che la previsione per la fine del 1967 era il traguardo di 100.000 apparecchi.

La notizia, riportata dalla stampa francese, reca questo commento: — In Francia le previsioni non sono così rosee. —

Non saranno rosee, ma almeno i francesi possono formulare delle previsioni. Noi, nemmeno quelle. Noi siamo come le uova sotto la pancia di una gallina dalla covata lentissima. Un giorno o l'altro nasceremo. Ma sarà sempre tardi.

Zio RUBEN

**NUOVI
PRODOTTI**

AMPLIFICATORE STEREO BEOLAB 5000



Il BEOLAB 5000 è un amplificatore stereofonico ad altissima fedeltà, interamente transistorizzato al silicio, con potenza d'uscita continua di 60 W per canale. A questa potenza il tasso di distorsione è inferiore allo 0,6% a tutte le frequenze (20 ÷ 20.000 Hz), mentre il rapporto segnale-disturbo è superiore a 90 dB.

Si può senz'altro affermare che questo amplificatore riproduce esattamente, così come la riceve, tutta la gamma delle frequenze: la sua elevata riserva di potenza permette la riproduzione dei picchi musicali senza la minima distorsione.

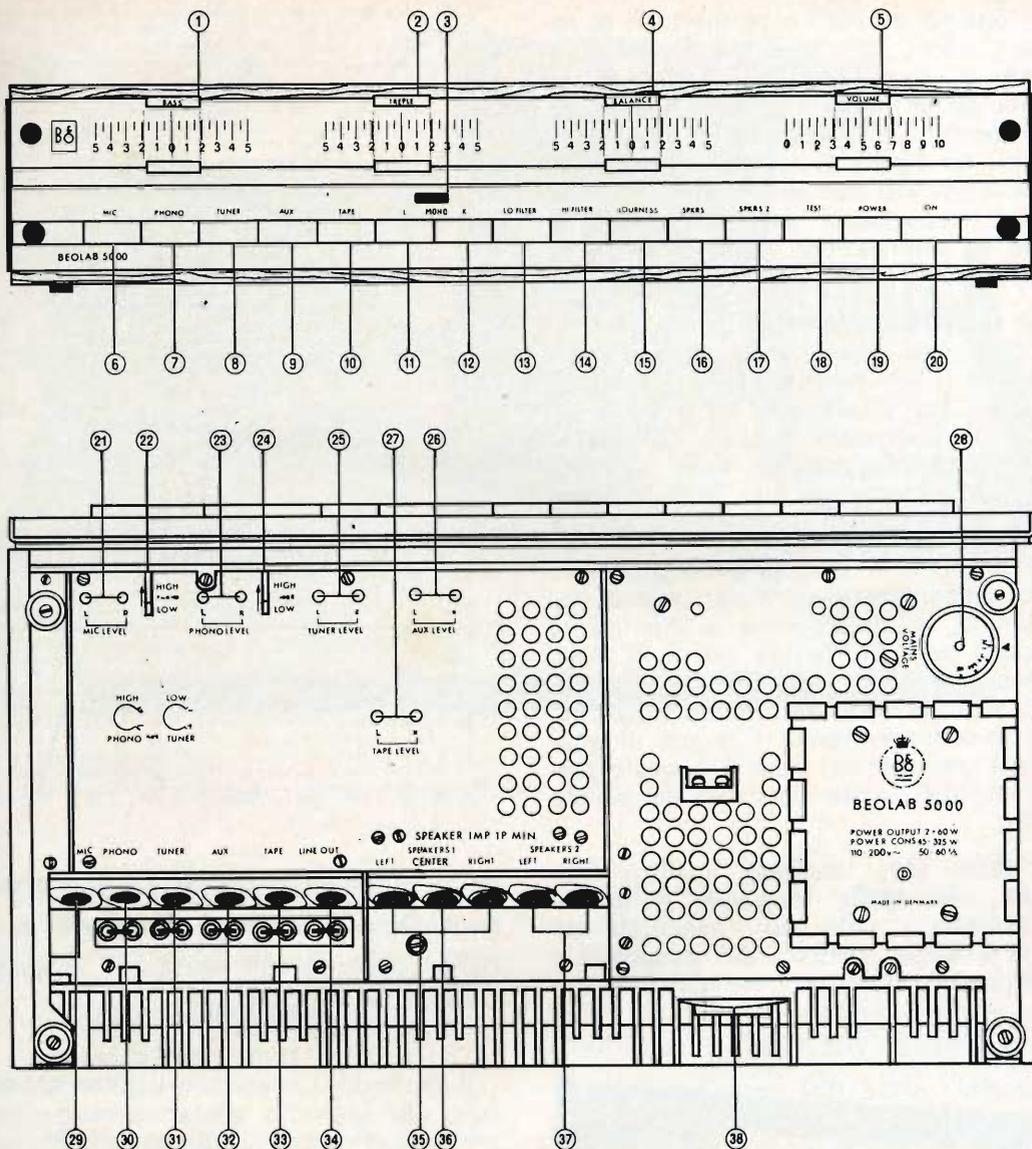
L'uso dei transistor al silicio riduce moltissimo il rumore di fondo, garantisce una ottima stabilità alle alte temperature ed allarga considerevolmente la risposta di frequenza.

La descrizione che segue mette in particolare rilievo le grandi novità tecniche introdotte nel BEOLAB 5000. N. G.B.C. Z/698.



Il BEOLAB 5000 si presenta in maniera molto elegante: la linea è estremamente piatta, secondo lo stile moderno adottato dalla B. & O. in quasi tutti i suoi apparecchi; il mobile è in legno pregiato (palissandro) con pannello frontale in alluminio satinato. Su questo pannello frontale si nota subito l'originale disposizione dei comandi, parte a cursore lineare e parte a tastiera. Una realizzazione di questo tipo, oltre a consentire la massima funzionalità d'uso, è anche basata su ragioni tecniche ben precise: la presenza dei comandi a cursore lineare, di tipo professionale, anziché degli usuali potenziometri rotativi, permette di ottenere regolazioni assai più precise.

Nella tabella di pagina seguente sono elencati tutti i dispositivi di comando, nonché i vari ingressi e uscite; nella spiegazione faremo riferimento alla numerazione adottata.



TABELLA

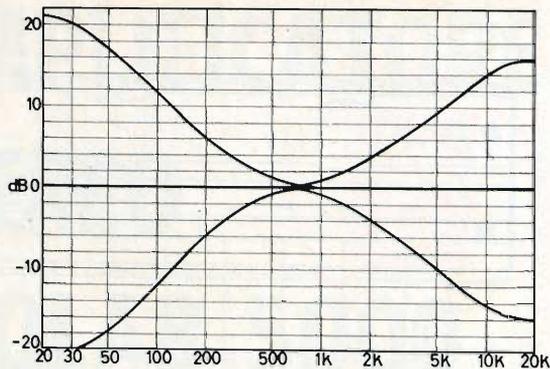
- | | | |
|-----------------------------|--|---|
| 1) Comando toni bassi | 16) Selettore altoparlanti 1 | 27) Regolazione livello registratore |
| 2) Comando toni alti | 17) Selettore altoparlanti 2 | 28) Cambio tensione |
| 3) Lampada spia stereo | 18) Tasto prova | 29) Ingresso microfono |
| 4) Comando bilanciamento | 19) Comando acceso-spento | 30) Ingresso fono |
| 5) Comando volume | 20) Lampada spia | 31) Ingresso sintonizzatore |
| 6) Selettore microfono | 21) Regolazione livello microfono | 32) Ingresso ausiliario |
| 7) Selettore fono | 22) Commutatore impedenza fono | 33) Ingresso registratore |
| 8) Selettore sintonizzatore | 23) Regolazione livello fono | 34) Uscita registratore |
| 9) Selettore ausiliario | 24) Commutatore impedenza sintonizzatore | 35) Uscite altoparlanti, canali sinistro e destro |
| 10) Selettore registratore | 25) Regolazione livello sintonizzatore | 36) Uscita altoparlante canale centrale |
| 11) Mono sinistro | 26) Regolazione livello ausiliario | 37) Uscite altoparlanti supplementari |
| 12) Mono destro | | 38) Presa alimentazione |
| 13) Filtro antirombo | | |
| 14) Filtro antifruscio | | |
| 15) Filtro fisiologico | | |

I comandi a cursore permettono di regolare i toni alti - toni bassi - bilanciamento e volume, essi agiscono naturalmente su entrambi i canali. In figura 1 è presentato un particolare di questi comandi. La figura 2 mostra le curve di regolazione dei toni alti e bassi: si nota subito l'eccezionale ampiezza di esaltazione ed attenuazione ottenuta nel BEO-LAB 5000.

La tastiera comprende ben 14 diversi comandi così suddivisi: i primi cinque tasti (6 ÷ 10) servono per selezionare l'ascolto tra le diverse sorgenti di segnale: in particolare il tasto TAPE (10) serve anche da monitor, cioè consente l'ascolto simultaneo alla registrazione, controllando così la qualità della stessa.

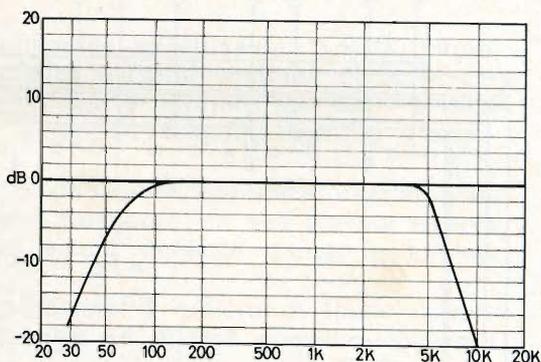
I tasti (11) e (12) in posizione di riposo consentono il normale ascolto stereofonico, in questo caso si illumina la lampada spia (3) posta sopra di essi. Invece premendo uno o l'altro dei due tasti si ottiene l'ascolto monofonico, più precisamente entrambi i gruppi di altoparlanti riproducono solo il segnale proveniente dal canale sinistro o dal canale destro.

Il tasto (13) inserisce il filtro antirombo, che taglia le basse frequenze e permette di eliminare eventuale rumore di fondo prodotto dal giradischi o dal disco.



1

2



3

Fig. 1 - Particolare dei comandi a cursore lineare.

Fig. 2 - Curve di regolazione dei toni alti e bassi.

Fig. 3 - Curve dei filtri antirombo e antifruscio.

Il tasto (14) inserisce il filtro antifruscio, che taglia le alte frequenze e permette di eliminare il fruscio prodotto particolarmente da dischi vecchi o comunque non in perfetto stato. Le curve di figura 3 mostrano il comportamento in frequenze di entrambi questi filtri.

Il tasto LOUDNESS (15) è il compensatore fisiologico: esso corregge il livello di riproduzione delle varie frequenze secondo una curva prestabilita che compensa la diversa sensibilità dell'orecchio umano alle varie frequenze.

I tasti (16) e (17) comandano il funzionamento di due distinti gruppi di altoparlanti, i quali possono essere inseriti separatamente e anche simultaneamente; ad essi corrispondono le uscite (35)

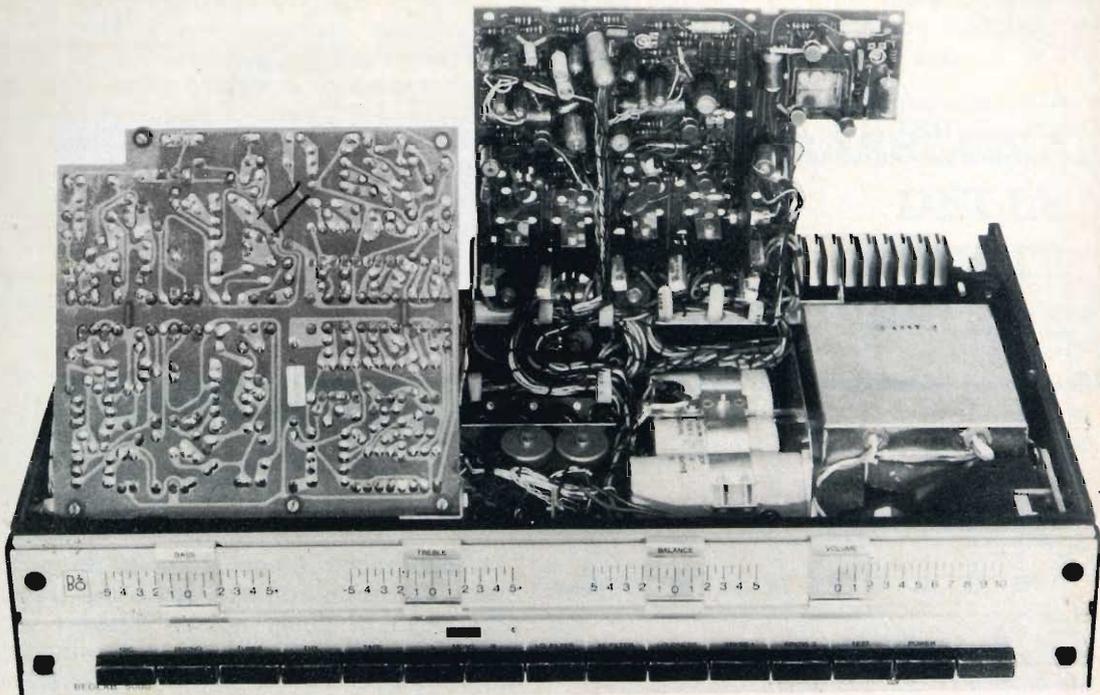


Fig. 4 - Vista aperta dell'apparecchio.

e (37) rispettivamente. Questa particolarità è una delle tante che rendono il BEOLAB 5000 unico nel suo genere; essa può risultare molto utile per sonorizzare due ambienti separati.

Il comando TEST (18) costituisce un altro particolare unico di questo amplificatore; esso viene utilizzato per controllare l'amplificazione del canale destro e del canale sinistro: vedremo in seguito come va eseguita tale operazione.

L'ultimo tasto è l'interruttore generale (19) cui è affiancata una lampada spia (20) che si illumina quando l'amplificatore è in funzione.

Il pannello inferiore dell'apparecchio porta tutte le prese per il collegamento di ingressi e uscite; ci limitiamo qui a sottolineare i particolari più salienti, mentre per le indicazioni generali rimandiamo alla tabella.

Notiamo innanzitutto che tutti gli ingressi hanno proprie regolazioni di sensibilità, separate sui due canali.

L'utilità di questi dispositivi risulta evidente: in un impianto comprendente più sorgenti si possono regolare i vari livelli d'ingresso, in modo che commutando da una sorgente all'altra non si riscontrano differenze nel volume d'uscita.

Il commutatore (22) varia l'impedenza dell'ingresso fono: alta per pick-up piezoelettrici, bassa per pick-up magnetici.

Analogamente il commutatore (24) varia l'impedenza dell'ingresso per sintonizzatore, adattandola alla maggiore o minore forza del segnale in arrivo.

Per le prese d'ingresso vengono utilizzati sia connettori a norme DIN (europee) sia a norme RCA (americane).

Unico, o quasi, tra tutti gli amplificatori per alta fedeltà in commercio, il BEOLAB 5000 è munito di due gruppi di prese per altoparlanti; il primo gruppo (35-36) comprende oltre alle normali uscite per i due canali stereo anche una

presa per canale centrale, che può essere utilizzata come uscita monofonica da 120 W (lineari - impedenza 8 Ω).

A questo punto riprendiamo in esame il pulsante TEST (18); come abbiamo detto sopra esso serve per bilanciare esat-

tamente i due canali. Usando un disco monofonico e predisponendo l'amplificatore per l'ascolto stereofonico, si porta il bilanciamento al centro (cioè sullo zero), quindi si preme il tasto in questione e contemporaneamente si regola il livello dell'ingresso fono di sinistra fino a che il suono riprodotto tende a scomparire.

Si ripete l'operazione in maniera analoga collegando il giradischi al canale destro.

In termine tecnico si può dire che, così facendo, avviene un confronto di fase dei due amplificatori, in modo da avere uno sfasamento esattamente di 180° o, in altre parole, un guadagno identico nelle due sezioni dell'amplificatore stereo.

L'apparecchio è anche munito di un circuito elettronico di protezione dei transistor finali, il quale agisce qualora vengano collegati altoparlanti con impedenza inferiore a 3 Ω. La figura 4 mostra l'interno dell'amplificatore: l'uso dei circuiti stampati su telai rovesciabili facilita enormemente tutte le operazioni di controllo.

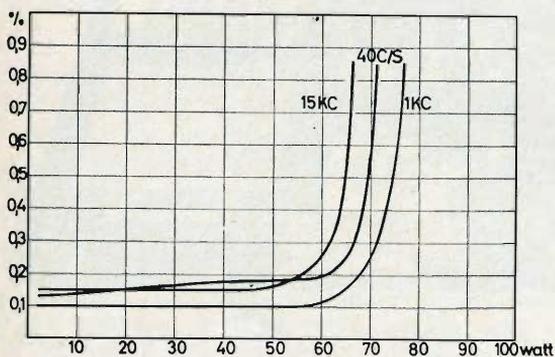


Fig. 5 - Il grafico mostra come la distorsione armonica sia contenuta entro valori bassissimi, fino alla massima potenza.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza d'uscita continua :	2 x 60 W su 4 Ω
Risposta di frequenza :	20 ÷ 20.000 Hz ± 1,5 dB
Distorsione armonica :	0,2% a 1.000 Hz 0,6% per tutte le frequenze ed alla massima potenza
Rapporto segnale-disturbo:	90 dB
Separazione tra i canali :	> 45 dB a 1.000 Hz > 30 dB tra 250 e 10.000 Hz
Controllo toni bassi :	17 dB a 50 Hz
Controllo toni alti :	14 dB a 10 kHz
Sensibilità ingressi micro:	200 μV su 200 Ω
fono magn. :	4 mV su 47 kΩ
fono piezo :	250 mV su 1 MΩ
sint. alto :	250 mV su 470 kΩ
sint. basso :	1 mV su 47 kΩ
registratore :	250 mV su 470 kΩ
ausiliario :	250 mV su 470 kΩ
Alimentazione :	110 ÷ 240 V - 50 Hz
Dimensioni :	470 x 96 x 250
Transistor impiegati :	47



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

SITUAZIONE TVC 1967

(Da « Radio Electronics »)

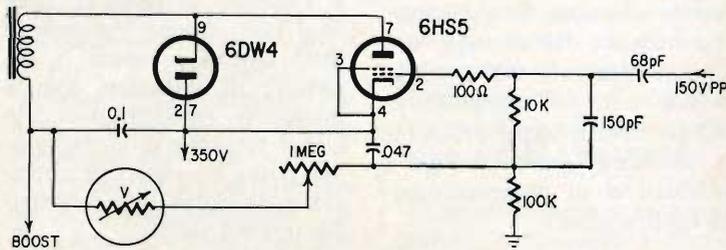
Sebbene si tratti semplicemente di previsioni che ormai possono essere espresse soltanto sotto forma di retrospettiva, in quanto l'articolo che recensiamo è apparso sul numero di gennaio del '67 della Rivista americana, è interessante rilevare che molte delle argomentazioni sviluppate dall'Autore si sono effettivamente tradotte in realtà durante l'anno testé trascorso: di conseguenza, vale la pena di fare il punto su quanto è stato fatto, allo scopo di prevedere con una certa approssimazione quelli che potranno essere gli sviluppi nell'anno nuovo.

Per quanto riguarda i circuiti propriamente detti, all'inizio del '67 è stata prevista la introduzione di nuovi metodi di controllo, e di nuovi dispositivi, atti a semplificare il

procedimento di messa a punto dei ricevitori. La RCA è stata la prima ad introdurre un commutatore detto di «pre-set» a tre posizioni, contrassegnate «normale», «servizio» e «reticolo». Le prime due posizioni sono identiche a quelle adottate in precedenza, mentre la posizione «reticolo»

punto nei confronti della scala dei grigi, in quanto fornisce un reticolo esente da effetto neve, senza che sia peraltro necessario estrarre una delle valvole amplificatrici di Media Frequenza.

L'articolo considera per sommi capi quelle che sono le innovazioni principali introdotte



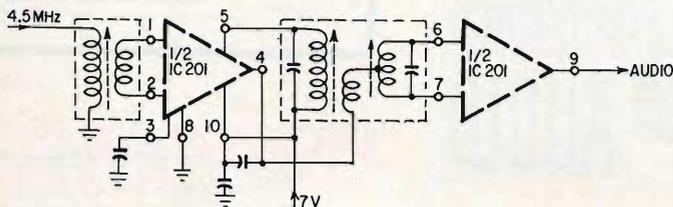
è quella che la Westinghouse ed altre fabbriche hanno definito come posizione per il controllo della «purezza». Essa è assai utile durante la messa a punto della purezza stessa, oppure per la messa a

dalle diverse fabbriche americane nei loro ricevitori di produzione commerciale, e si dilunga in particolari sui circuiti atti a stabilizzare le tensioni di alimentazione. Ad esempio, nel circuito che riporta-

mo per primo, è visibile all'ingresso l'avvolgimento per la tensione «flyback», che fornisce agli effetti della deflessione orizzontale una tensione di uscita di 150 volt da picco a picco, stabilizzata grazie alla presenza dell'elemento regolatore contrassegnato V nel circuito.

dopo il trasformatore del rivelatore a discriminatore. Di conseguenza, mediante l'impiego di questi due circuiti integrati, è possibile — con notevole semplicità realizzativa — ottenere un'uscita a frequenza acustica di ampiezza sufficiente per le normali esigenze, e col vantaggio di una

Dal momento che quanto sopra ha corrisposto effettivamente alla realtà dei fatti in tutti i campi, è assai logico prevedere che la stessa rivista pubblicherà nei prossimi mesi un elenco delle iniziative che verranno prese con ogni probabilità entro il 1968: di conseguenza, gli industriali europei, e quindi anche Italiani, come pure i commercianti del ramo, che seguono questa branca dell'elettronica di interesse indubbiamente mondiale, potranno eventualmente considerare tali argomenti agli effetti della programmazione della loro attività per l'anno iniziato.



Dopo un esame dettagliato di diverse innovazioni a carattere teorico e pratico applicate nei circuiti dei televisori a colori di tipo commerciale, l'articolo prende in esame alcuni sistemi di recente adozione per ottenere l'indicazione esatta della sintonia e per il controllo automatico della frequenza. Una nota assai interessante viene fatta per quanto riguarda i diodi a capacità variabile e la soppressione mediante diodo in serie, e la nota conclude con un accenno all'impiego dei circuiti integrati, che — come è ben noto — semplificano notevolmente tutti i problemi a carattere industriale nella produzione di apparecchiature elettroniche.

La seconda figura che qui riportiamo rappresenta nei due triangoli tratteggiati due circuiti integrati del tipo 1/2 C201, il primo dei quali è collegato alla sorgente di segnale alla frequenza di 4,5 MHz che costituisce l'ingresso, mentre il secondo viene applicato immediatamente

notevole sicurezza di funzionamento e di una grande rapidità di riparazione in caso di necessità di assistenza, prerogative che distinguono in modo assai evidente l'efficacia dei circuiti integrati, nella loro moderna concezione.

La conclusione dell'articolo è una ottimistica previsione per quanto riguarda il giro di affari per il 1967 agli effetti della televisione a colori, con un avvertimento rivolto a tutti i tecnici, in base al quale essi non devono ignorare il fatto che si presenta la necessità di imparare con la maggiore rapidità possibile nuove tecniche di assistenza, per poter operare con cognizione di causa nei confronti dei circuiti solidi.

Nell'articolo si prevedeva una imminente introduzione dei ricevitori per televisione a colori funzionanti interamente a transistori, cosa ormai tradotta in vera e propria realtà, per cui risultava evidente la necessità di aggiornarsi nel modo più completo sulle nuove tecniche relative.

OSCILLATORE A CIRCUITO INTEGRATO PER IL COLLAUDO DI TELEVISORI

(Da « Practical Television »)

In varie occasioni, in questi ultimi anni, alcune riviste di elettronica a carattere pratico hanno riportato note ed informazioni riguardanti il progresso nella miniaturizzazione dei circuiti a transistori, tra cui frequenti riferimenti a quelli che sono i progressi conseguiti nel campo degli strumenti di misura.

La prima argomentazione considerata dall'Autore è che il circuito integrato — in se stesso — non implica alcun nuovo principio, così come non lo implicò a suo tempo neppure il transistor non appena fece la sua comparsa nel mondo dell'elettronica per sostituire praticamente la valvola termoionica, e ciò almeno agli effetti del risultato ottenuto.

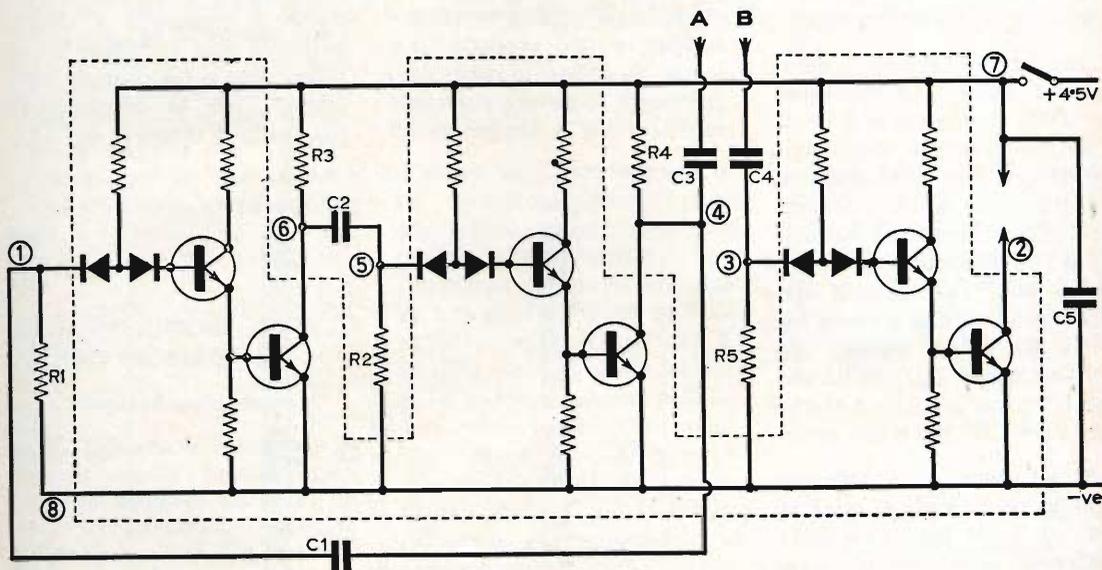
Tuttavia, con l'impiego dei transistori si è sviluppata pa-

rallealmente la tecnica della miniaturizzazione, che ha portato ad interessanti realizzazioni sia di tipo commerciale, sia di tipo sperimentale come quella alla quale ci riferiamo,

sporre di una sorgente di segnale che permetta di iniettare una debole tensione alternata nel punto del circuito che si intende sottoporre alla prova, prelevandolo poi in un

circuiti interrotti, di stadi a scarso rendimento, ecc.

L'articolo conclude con la rappresentazione grafica di un circuito stampato, sul quale è



che hanno destato da parte dei tecnici di tutto il mondo un notevole interesse.

In pratica, l'apparecchiatura descritta nell'articolo non è altro che un « signal tracer » costituito da due unità che vengono alimentate da un'unica batteria che fornisce una tensione di 4,5 volt. Le due unità, come si osserva nel circuito illustrato, consistono in un oscillatore che produce un segnale che può essere iniettato nell'apparecchiatura sotto prova tramite il terminale contrassegnato A, ed in un amplificatore avente una conformazione circuitale praticamente identica, atto ad amplificare i segnali in esso introdotti tramite il terminale di ingresso contrassegnato B.

Si tratta in sostanza di di-

altro punto, dal quale il medesimo segnale viene amplificato, rivelato, e riprodotto da un trasduttore collegato tra la linea di alimentazione positiva (punto 7) ed il collettore dell'ultimo transistor. In tal modo, disponendo di un'apparecchiatura di piccolissime dimensioni, quali possono essere appunto quelle di uno strumento realizzato con circuiti integrati, è possibile usufruire di uno strumento che consente la rapida indagine ed il rapido controllo nei confronti di un circuito assai complesso come può essere appunto quello di un televisore, al fine di verificare con cura il funzionamento di vari stadi, di vari circuiti di accoppiamento, in modo da consentire la rapida individuazione di componenti difettosi, di

possibile allestire l'intero dispositivo, consistente in una basetta che presenta una superficie di pochi centimetri quadrati, e provvista di raccordi atti all'applicazione di tutti i collegamenti esterni (cavetto schermato di uscita del segnale da iniettare, e cavetto schermato di ingresso del segnale che deve essere riprodotto dal trasduttore).

L'intera basetta presenta in pratica le dimensioni di una comune batteria del tipo al biossido di manganese, di forma rettangolare, che fornisce appunto una tensione di 4,5 V, per cui il tutto può essere realizzato in un'unica scatola avente dimensioni che non superano quelle di un comune pacchetto di sigarette « king size ».

IL TUBO « CHROMATRON »

(Da « **Electronique Professionnelle** »)

Si tratta di una brevissima nota apparsa sul numero di Luglio-Agosto '67 della rivista belga, che ne chiarisce il principio di funzionamento.

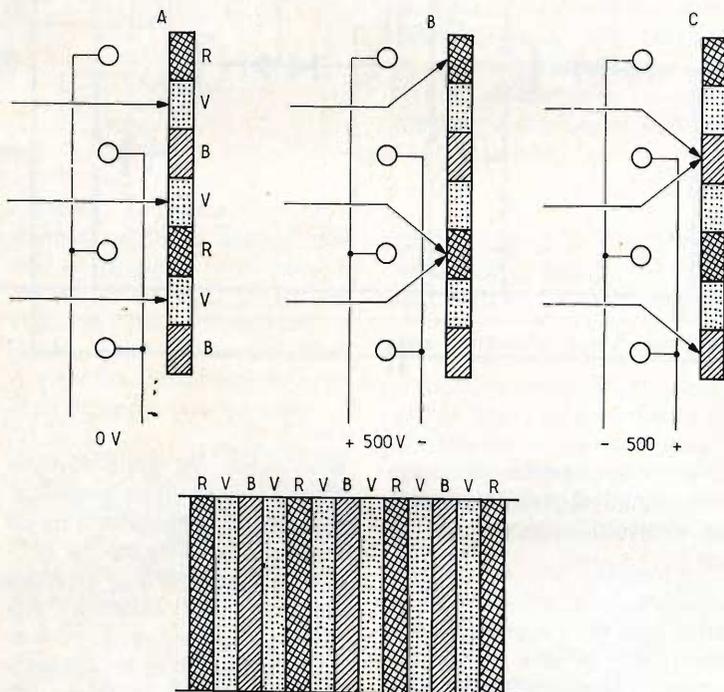
Nel tubo di Lawrence, denominato anche « Chromatron », lo strato fluorescente è costituito da strisce di fosfori che producono una luminescenza nei tre colori primari, così come si può osservare nella figura che riproduciamo. In essa si nota che tra una striscia rossa ed una striscia blu (R e B) esiste sempre una striscia verde (V): in tal modo, si hanno in totale 500 strisce verdi, 250 blu e 250 rosse.

Il « Chromatron » funziona con un solo cannone, e quindi con un unico fascio catodico. Affinché quest'ultimo possa percorrere le tre strisce di colore, una a seguito dell'altra, e quindi in progressione sequenziale, è necessario controllare la sua traiettoria. Sotto questo aspetto, il controllo viene esercitato tramite una griglia costituita da sottilissimi fili, che si trovano approssimativamente a 10 millimetri di distanza dallo strato fluorescente a strisce multiple. Tra questi, tutti i fili che si trovano direttamente davanti alle strisce di fosforo che produce luce rossa sono collegati tra loro, e fanno capo ad un unico collegamento. Altrettanto dicasi per quanto riguarda i fili che si trovano invece davanti alle strisce di fosforo che producono luce blu; i quali fanno capo invece ad una seconda connessione. Se la differenza di potenziale tra i due terminali è nulla, il raggio catodico passa in linea

retta tra le coppie di fili, e colpisce le strisce verdi, come nel caso illustrato in A. Se tra le coppie di fili è presente una differenza di potenziale ad esempio di 500 V con la polarità indicata in B, il raggio catodico viene orientato in modo da colpire le strisce di fosforo che produce luce rossa. Se infine la medesima differenza di potenziale viene applicata tra le coppie di fili

determinare una luminescenza di colore corrispondente ad una determinata polarità e ad una determinata ampiezza del segnale applicato.

Questo principio può essere sfruttato per la produzione di immagini a colori, evitando così l'impiego di un cinescopio a tre cannoni elettronici, con la conseguente necessità di disporre dei com-



con la polarità illustrata in C, il raggio catodico viene orientato in modo da colpire le strisce di fosforo che producono luce blu.

Di conseguenza, è intuitivo che — mediante la semplice applicazione di una tensione alternata tra le due reti interlacciate di fili che costituiscono la griglia di correzione della direzione del raggio, è possibile ottenere una deflessione di quest'ultimo tale da

pllessi circuiti di correzione della purezza, della convergenza, ecc., attualmente in uso nei televisori a colori impieganti un cinescopio convenzionale.

La frequenza di commutazione più favorevole è quella della sottoportante di crominanza. Il raggio oscilla in modo sinusoidale colpendo alternativamente le tre strisce luminose, ma questa commutazione di griglia esige una

seconda commutazione alla uscita dell'amplificatore di cromaticità, affinché la riproduzione dei colori venga prodotta in sincronismo tra i segnali di cromaticità e le bande luminescenti.

Come già abbiamo avuto occasione di affermare altre volte, è prevedibile che questo tipo di cinescopio a colori sostituisca col tempo il tipo attualmente in uso, basato sull'impiego di tre cannoni elettronici, con maschera forata.

SEMICONDUTTORI E LORO PROPRIETÀ

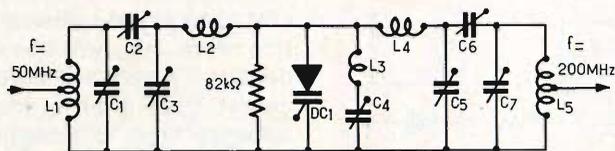
(Da « Radio Constructeur »)

Sul numero di Settembre di questa rivista Francese appare la seconda parte di un articolo nel quale vengono prese in considerazione le caratteristiche di funzionamento dei condensatori variabili a diodi, agli effetti del loro impiego nei circuiti ad Alta Frequenza. Ad esempio, essi vengono considerati nel campo della moltiplicazione di frequenza, il cui concetto non può certamente essere considerato una novità in quanto sono già alcuni anni che si parla di variazione di sintonia ottenuta con l'impiego di diodi, sfruttando la variazione della capacità interna della giunzione col variare del potenziale applicato, anziché con l'impiego di capacità variabili.

Agli effetti delle particolari applicazioni di questi diodi impiegati in sostituzione di capacità variabili, il primo circuito che qui riportiamo rappresenta la struttura di un quadruplicatore di frequenza, impiegante appunto un diodo

di questo tipo. Come si può notare, il segnale di ingresso ha una frequenza di 50 MHz,

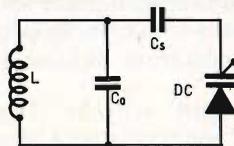
gamento in parallelo di un'induttanza e di una capacità, nel modo convenzionale: in paral-



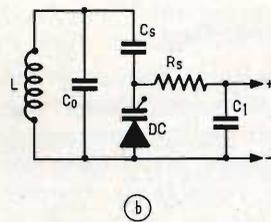
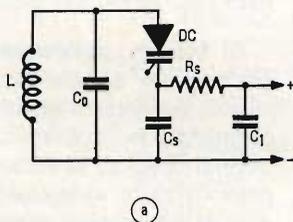
e viene applicato attraverso un conduttore facente capo alla presa centrale di L1. Un circuito a « pi greco » di tipo capacitivo precede l'induttanza L2, attraverso la quale il segnale alla frequenza di 50 MHz viene applicato al diodo a capacità variabile DC1, seguito — a sua volta — da filtri discriminatori di frequenza costituiti da componenti induttive e capacitive. All'uscita, e precisamente in corrispondenza della presa centrale di L5, è presente il segnale avente la frequenza di 200 MHz, pari cioè esattamente al quadruplo della frequenza di ingresso.

Il secondo circuito che riportiamo rappresenta lo schema di principio di un circuito accordato, la cui sintonia viene variata con l'aiuto di un diodo a capacità variabile.

lelo a quest'ultima è presente un diodo a variazione capacitiva, collegato in serie alla capacità C_s, avente il compito di normalizzare le variazioni di capacità che si producono internamente al diodo.



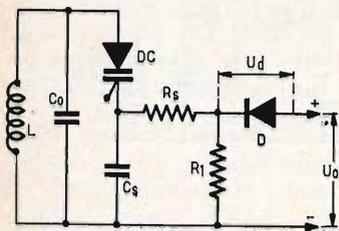
Il terzo circuito consta di due sezioni (a e b): osservandole attentamente, e seguendo le note didattiche dell'articolo, risulta chiaro che lo smorzamento dovuto alla presenza di R_s (resistenza in serie) è maggiore nel caso del circuito di figura (b) che non nel caso del circuito di figura



Come è facilmente intuibile, il circuito funziona in base ai fenomeni derivanti dal colle-

(a). In sostanza, si tratta in entrambi i casi di circuiti accordati a sintonia variabile

mediante diodo, con la sola differenza che — a seconda delle esigenze — è preferibile usare l'uno o l'altro circuito.



L'ultimo schema qui riprodotto illustra infine l'impiego di un diodo a variazione di capacità collegato in serie al circuito di comando, allo scopo di migliorare considerevolmente la stabilità termica, nonostante ampie variazioni della temperatura ambiente.

L'intero articolo, facente parte evidentemente di una serie, prende in considerazione anche i dispositivi di allineamento e di taratura, esponendo in forma assai semplice anche alcuni esempi pratici, in riferimento altresì all'impiego di diodi « tunnel » ed allo sfruttamento di alcune particolarità di questi diodi.

NUOVI CIRCUITI ELETTRONICI A TRANSISTORI

(Da « Radio-Plans »)

Sebbene la tecnica di impiego dei semiconduttori non presenti praticamente più alcun mistero per lo meno per quanto riguarda la normale amplificazione di segnali di impiego comune, questo articolo è interessante sotto molti aspetti, sia dal punto di vista teorico, sia da quello pratico; esso fornisce interes-

santi elementi agli effetti della progettazione di un circuito.

In pratica, l'autore descrive un amplificatore funzionale costituito da sei transistori di tipo misto, in quanto due sono del tipo « p-n-p » e quattro sono del tipo « n-p-n », con caratteristiche di funzionamento assai originali. Esso infatti consente, nel funzionamento con segnali di Bassa Frequenza, una potenza di uscita dell'ordine di 20 watt, con una distorsione massima inferiore allo 0,1%, ed una linearità di responso compresa tra 50 e 30.000 Hz.

Nell'articolo viene anche considerato un amplificatore con filtro selettivo di frequenza, e vengono forniti numerosi dati sia agli effetti delle caratteristiche di funzionamento, sia agli effetti delle possibilità di impiego dei circuiti descritti.

RADIOCOMANDO DI PICCOLI MODELLI

(Da « Le Haut Parleur »)

Le applicazioni di radiocomando di piccoli modelli stanno raggiungendo una diffusione sempre maggiore, grazie soprattutto alle novità recentemente introdotte sul mercato nel campo dei giocattoli.

La tecnica della miniaturizzazione dei componenti elettronici ha consentito notevoli progressi in questo campo, permettendo di realizzare apparecchiature di ricezione di dimensioni estremamente ridotte, che possono quindi essere applicate — grazie all'ingombro ed al peso minimi — anche su modellini assai piccoli.

L'articolo pubblicato sul numero del 12 Agosto 67 della rivista Francese descrive i metodi di adattamento dei filtri a Bassa Frequenza per l'impiego nei servomeccanismi, ed è quindi assai interessante per coloro che si occupano dell'applicazione di impianti di questo tipo, soprattutto del genere a circuiti stampati, funzionanti con bassa tensione di alimentazione.

L'IMPIEGO DELLE MATERIE PLASTICHE NELLA PROGETTAZIONE DI COMPONENTI ELETTRONICI

(Da « Electronic Components »)

Si tratta di un secondo articolo, pubblicato sul numero di giugno della rivista, facente parte di una serie completa sull'argomento. Questa serie è stata studiata e pubblicata per aiutare i tecnici elettronici che svolgono la loro attività nel campo della progettazione e dell'impiego di componenti elettronici. Essa infatti è di valido aiuto per evitare molti dei problemi che i diversi materiali possono provocare, sia agli effetti della produzione, sia agli effetti dell'impiego.

La medesima rivista ha pubblicato numerose informazioni relative ad un'ampia gamma di tipi di materie plastiche, principalmente sotto forma di compilazione di dati, forniti dalle varie industrie che trattano appunto tali articoli. Di conseguenza, l'argomento conclusivo, costituito appunto da questa serie di articoli, tiene conto di quanto già pubblicato a suo tempo, rapportando i dati a quelle che sono le vere e proprie esigenze dell'elettronica.

AMPLIFICATORE



3 watt c.c. - c.a.

UK 32

Questa scatola di montaggio permette di realizzare facilmente un amplificatore assai versatile, adatto sia per alimentazione a batteria sia dalla rete luce tramite un apposito trasformatore. Il circuito che comprende cinque transistor e due diodi, presenta ottime caratteristiche ed è provvisto di regolazioni di tono e volume.

È bene mettere subito in rilievo il fatto che l'apparecchio comprende una rete raddrizzatrice, costituita da due diodi e da un condensatore di filtro, la quale consente, tramite un apposito trasformatore ottenibile a richiesta, l'alimentazione direttamente dalla rete c.a., oltre che da una batteria a 9 V. È consigliabile il trasformatore tipo G.B.C. HT/3600.

Il circuito amplificatore è caratterizzato dal fatto di avere i diversi stadi accoppiati direttamente; i problemi di stabilità in corrente continua relativi ad una disposizione di questo genere sono stati brillantemente risolti con opportune partizioni e reazioni di corrente.

L'ingresso ad alta impedenza consente il collegamento con sorgenti di segnali ad alto livello, quali pick-up piezoelettrici, sintonizzatori AM e FM, registratori, demodulatori per filodiffusione.

In ingresso sono collocati due potenziometri regolatori di tono e volume; P1 agisce come controllo di volume variando il livello del segnale, mentre P2 comanda l'azione della rete RC regolatrice di tono che agisce prevalentemente sulle frequenze alte.

Il primo stadio è costituito da un transistor al silicio Tr1, che garantisce un elevato rapporto segnale-disturbo in tutto il circuito.

Seguono lo stadio intermedio, lo stadio pilota e lo stadio finale formato dalla coppia di transistor complementari Tr4 e Tr5.

La stabilità termica è assicurata montando i due transistor su un dissipatore di calore di grandi dimensioni, inserendo nel partitore di polarizzazione delle basi una resistenza a coefficiente di temperatura negativo; anche le due resistenze R14 ed R15 inserite nel circuito di emettitore hanno lo scopo di limitare il fenomeno della « fuga termica » nelle correnti di riposo. Con questo insieme di controlli il funzionamento risulta stabile fino ad oltre 55 °C.

La controeazione in c.a. viene ottenuta riportando all'ingresso una parte del segnale attraverso una opportuna rete RC.

Il potenziometro P3 va tarato per scegliere il migliore punto di lavoro; con l'amplificatore alimentato, ma senza segnale di ingresso, si deve leggere nel punto comune ad R14 ed R15 la tensione di 4,7 V

rispetto al negativo. La misura va effettuata con un voltmetro elettronico o per lo meno con un voltmetro ad elevata sensibilità (20.000 Ω/V).

Le principali caratteristiche dell'apparecchio sono: risposta di frequenza 60-15.000 Hz, potenza 3 W, alimentazione 9 V c.c. oppure universale dalla rete c.a. Per ottenere la potenza dichiarata è necessario, data la bassa tensione di lavoro del circuito, adottare come carico un altoparlante con impedenza non superiore a 3 - 4 Ω .

Montaggio dei componenti

Dopo avere individuato esattamente ciascun componente è possibile localizzare, riferendosi alla figura 2, tutti i punti di collegamento dei terminali sulla piastra a circuito stampato.

Si procede dapprima al fissaggio meccanico della piastra dissipatrice di calore su cui vanno montati i due transistor finali Tr4 e Tr5.

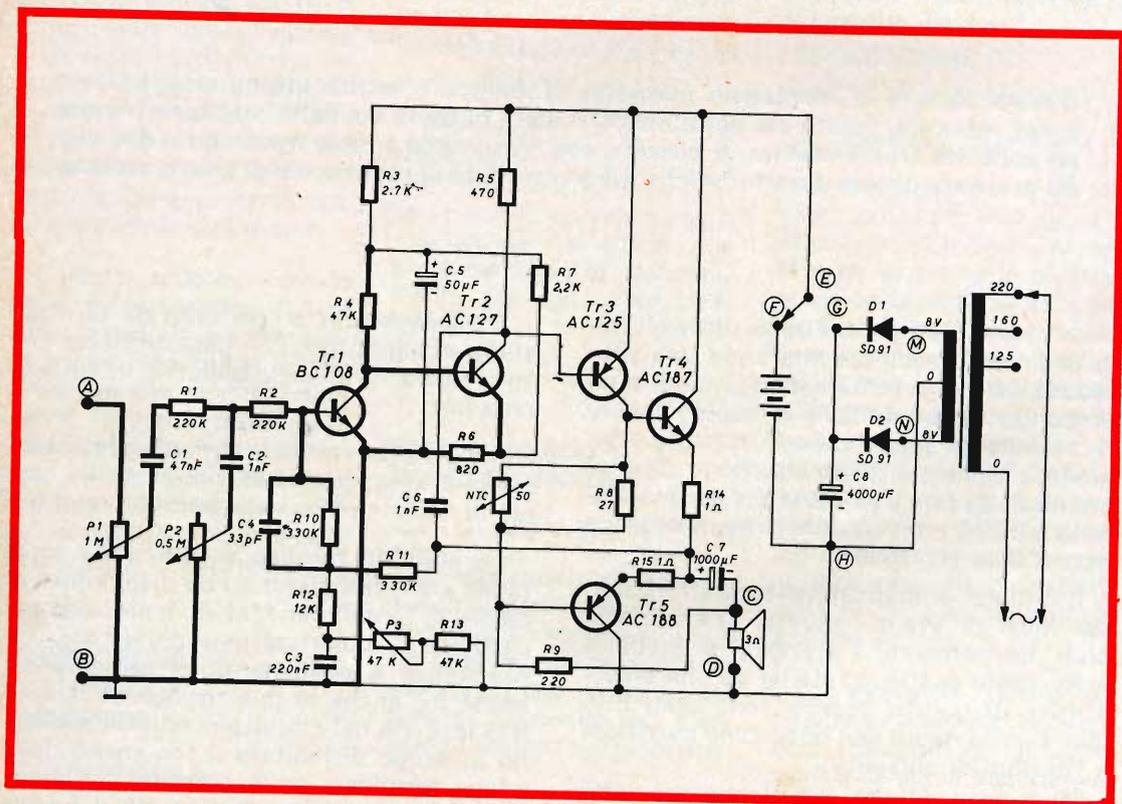


Fig. 1 - Schema del circuito elettrico dell'amplificatore.

Sullo schema elettrico rappresentato in figura 1 appaiono segnati a tratto grosso tutti i collegamenti che sul circuito stampato sono stati appositamente accorciati onde limitare il ronzio.

Su questa piastra in alluminio, piegata ad L, sono già praticati i fori per le viti di fissaggio. Il lato corto deve essere appoggiato sul circuito stampato nella posizione indicata e qui bloccato mediante due viti

3MAx6 con relativi dadi; sul lato lungo devono essere avvitati i due transistor mediante le viti 3MAx10 con dado. Questi transistor AC 187-188 hanno forma di un parallelepipedo e portano su un lato un'incisione che sta ad indicare il collettore. I terminali degli altri tipi di transistor usati sono riconoscibili mediante la figura allegata alla scatola di montaggio; tra il corpo dei transistor ed il circuito stampato è bene lasciare 4-5 mm di aria; è opportuno rivestire i terminali dei transistor con tubetti di plastica isolante. I due diodi D1 e D2 vanno montati con il corpo in posi-

ta del diodo, posta superiormente, costituisce il catodo; i relativi terminali vanno piegati ad L e fissati ai punti indicati in figura 2.

Ora si può procedere alla saldatura dei componenti, adottando le precauzioni già elencate. È importante procedere con ordine; innanzitutto si fissano le resistenze, partendo da R1 per finire con R15. Per i potenziometri P1 e P2 vi sono due possibilità: la prima prevede la saldatura dei loro tre terminali direttamente agli appositi fori praticati sulla piastra; la seconda tie-

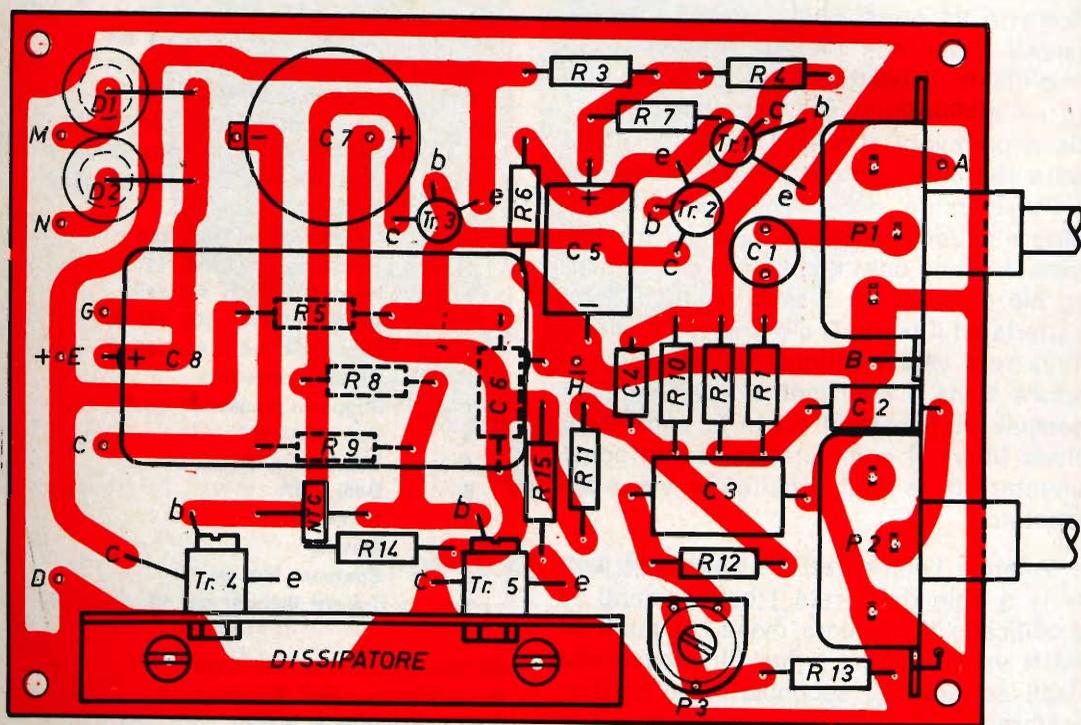


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla faccia isolata del circuito stampato.

zione verticale; la parte isolata posta inferiormente costituisce l'anodo, e i relativi terminali, che non devono essere piegati, vanno fissati ai fori presenti sulle piste che portano ai punti N ed M. La parte piat-

ne conto dell'esigenza di un montaggio a distanza, e in questo caso il collegamento tra i terminali dei potenziometri ed il circuito stampato viene effettuato mediante fili conduttori. Il potenziometro di taratura

P3 va saldato nella posizione indicata, come pure la resistenza NTC riconoscibile per la sua forma a disco piatto.

In maniera analoga si procede alla saldatura dei condensatori da C1 fino a C8; C7 va montato in senso verticale e mantenuto sul proprio basamento isolante, C8 non va installato a filo con la piastra a circuito stampato bensì piuttosto staccato in quanto va a sovrapporsi ad altri componenti. Attenzione nel rispettare le polarità indicate per i condensatori.

Dopo avere saldato i terminali dei transistor e dei diodi non rimane che fissare i collegamenti esterni. Ai punti A e B, cui corrispondono i due estremi del potenziometro P1 regolatore di volume, vanno saldati i cavi che portano il segnale da amplificare. L'uscita per il collegamento ad un altoparlante con impedenza 3-4 Ω viene prelevata ai punti C e D. Per allacciare l'alimentazione si procede nella maniera seguente: il polo negativo della batteria e lo zero del secondario del trasformatore vanno uniti e collegati con un unico filo al punto H. Il polo positivo della batteria ed il punto G cui arriva il positivo della rete vanno collegati ad un commutatore 1 via 3 posizioni, il cui terminale comune va fissato al punto E; sulla posizione libera il commutatore lavora come un interruttore ed il circuito non viene alimentato.

Volendo l'alimentazione solo dalla batteria o solo dalla rete i collegamenti si modificano in maniera ovvia. Ai punti M ed N vanno saldati i due fili provenienti dagli estremi del secondario del trasformatore.

N.	DESCRIZIONE
2	Resistenze R1, R2 220 k Ω
1	Resistenza R3 2,7 k Ω
2	Resistenze R4, R13 47 k Ω
1	Resistenza R5 470 Ω
1	Resistenza R6 820 Ω
1	Resistenza R7 2,2 k Ω
1	Resistenza R8 27 Ω
1	Resistenza R9 220 Ω
2	Resistenze R10, R11 330 k Ω
1	Resistenza R12 12 k Ω
2	Resistenze R14, R15 1 Ω
1	Termoresistenza NTC
1	Potenziometro P1 1 M Ω
1	Potenziometro P2 0,5 M Ω
1	Potenziometro P3 47 k Ω
1	Condensatore C1 47 nF
2	Condensatori C2, C6 1 nF
1	Condensatore C3 220 nF
1	Condensatore C4 33 pF
1	Condensatore C5 55 μ F/25 V
1	Condensatore C7 1.000 μ F/25 V
1	Condensatore C8 4.000 μ F/15 V
2	Diodi D1, D2 - SD91
1	Transistor Tr1 - BC 108
1	Transistor Tr2 - AC 127
1	Transistor Tr3 - AC 125
1	Transistor Tr4 - AC 187 K
1	Transistor Tr5 - AC 188 K
1	Circuito stampato
1	Supporto transistor finali
2	Viti 3MA x 6
4	Viti 3MA x 15
6	Dadi 3MA
4	Distanziatori
4	Ranelle
2	Spezzoni filo cm 50
3	Tubetti isolanti cm 10

Kit completo UK 32 - SM/1030
in confezione « Self Service ».
Prezzo di listino L. 9.200.

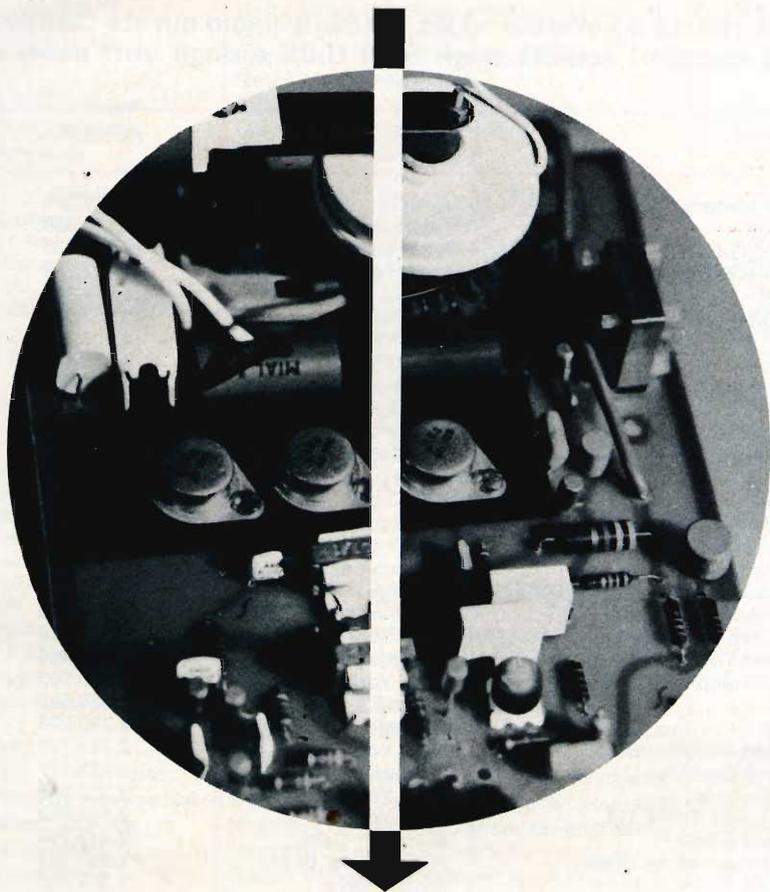
AOSTA



VIA GUEDOZ, 2

11100 - TEL. 3357

DEFLESSIONE TV CON TRANSISTORI PER DEFLESSIONE ATES



il nostro curriculum

1965 **1967**

I transistori ad alta tensione ATES per deflessione danno l'avvio alla produzione in serie dei primi ricevitori TV a stato solido

La deflessione orizzontale di oltre 300.000 ricevitori TV prodotti in Europa è a stato solido con transistori di potenza ATES TV portatili e a grande schermo 90° e 110° bianco nero e a colori, per ogni standard

Non lasciate ai vostri concorrenti questo vantaggio

ATES

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A.

Via Tempesta, 2 - 20149, Milano - Tel. 4695651 (4 linee) - Telex 31481

I GIGANTI NEL MONDO

Dall'autorevole rivista americana «LIFE» pubblichiamo queste tabelle indicanti il fatturato delle maggiori società degli Stati Uniti e degli altri paesi del mondo.

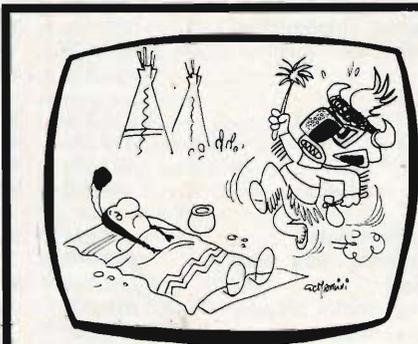
CLASS. '66 '65		SOCIETA	SEDE	FATTURATO (In migliaia di dollari)	PROFITTI
1	1	General Motors	Detroit	20,208,505	1,793,392
2	2	Ford Motor	Dearborn, Mich.	12,240,048	621,023
3	3	Standard Oil (N.J.)	New York	12,191,405	1,090,944
4	4	General Electric	New York	7,177,256	338,861
5	5	Chrysler	Detroit	5,649,505	189,223
6	6	Mobil Oil	New York	5,253,909	356,112
7	8	Texaco	New York	4,427,321	109,866
8	7	U.S. Steel	New York	4,355,412	249,239
9	5	International Business Machines	Armonk, N.Y.	4,247,706	526,130
10	10	Gulf Oil	Pittsburgh	3,781,837	504,762
11	11	Western Electric	New York	3,623,601	173,055
12	12	Du Pont (E.I.) de Nemours	Wilmington, Del.	3,185,142	389,118
13	13	Swift	Chicago	2,970,466	4,786
14	15	Shell Oil	New York	2,789,805	255,200
15	16	Standard Oil (Ind.)	Chicago	2,708,531	255,859
16	17	Standard Oil of California	San Francisco	2,698,295	424,019
17	14	Bethlehem Steel	Bethlehem, Pa.	2,669,437	170,933
18	19	International Harvester	Chicago	2,583,035	109,675
19	18	Westinghouse Electric	Pittsburgh	2,581,415	119,657
20	24	Radio Corp. of America	New York	2,548,814	132,407
21	20	Goodyear Tire & Rubber	Akron, Ohio	2,475,665	118,489
22	25	General Telephone & Electronics	New York	2,390,503	205,140
23	26	Boeing	Seattle	2,356,567	76,133
24	22	Armour	Chicago	2,280,276	2,206
25	27	National Dairy Products	New York	2,251,725	73,461
26	23	Procter & Gamble	Cincinnati	2,243,177	149,447
27	21	Union Carbide	New York	2,223,980	230,973
28	30	International Tel. & Tel.	New York	2,121,272	89,910
29	29	Lockheed Aircraft	Burbank, Calif.	2,048,759	58,883
30	28	North American Aviation	El Segundo, Calif.	2,023,782	48,598
31	31	Firestone Tire & Rubber	Akron, Ohio	1,814,592	101,766
32	33	General Dynamics	New York	1,796,991	58,407
33	37	Continental Oil	New York	1,749,120	156,916
34	35	Eastman Kodak	Rochester, N.Y.	1,741,683	318,179
35	36	Phillips Petroleum	Bartlesville, Okla.	1,686,019	151,624
36	38	United Aircraft	East Hartford, Conn.	1,663,203	46,515
37	34	Monsanto	St. Louis	1,611,881	112,306
38	32	General Foods	White Plains, N.Y.	1,554,660	93,886
39	40	Borden	New York	1,545,510	57,660
40	39	Caterpillar Tractor	Peoria, Ill.	1,524,000	150,100
41	43	International Paper	New York	1,450,062	105,222
42	44	Sinclair Oil	New York	1,377,133	94,344
43	53	Aluminum Co. of America	Pittsburg	1,372,987	106,071
44	42	Burlington Industries	Greensboro, N.C.	1,371,605	77,094
45	45	American Can	New York	1,369,683	71,591
46	47	Union Oil of California	Los Angeles	1,364,487	142,240
47	41	Republic Steel	Cleveland	1,359,758	93,710
48	48	Continental Can	New York	1,339,180	70,916
49	49	Uniroyal	New York	1,320,794	45,293
50	52	Dow Chemical	Midland, Mich.	1,309,685	121,691
51	50	Cities Service	New York	1,296,023	141,794
52	46	Sperry Rand	New York	1,279,769	31,859
53	59	Grace (W.R.)	New York	1,278,682	69,518
54	54	Allied Chemical	New York	1,245,636	89,215
55	61	Anaconda	New York	1,234,640	132,408

* Non in classifica ** Perdite

CLASS. '66 '65	SOCIETA	NAZIONE	ATTIVITA	FATTURATO (In migliaia di dollari)	PROFITTI (In migliaia di dollari)	
1	1	Royal Dutch/Shell	Netherlands	Petroleum prod., natural gas, chemicals	7,711,432	662,147
2	2	Unilever	Britain	Food, detergents, paper, chemicals	5,300,733	173,074
3	4	British Petroleum	Netherlands	Petroleum products	2,543,240	221,480
4	5	Volkswagenwerk	Britain	Automobiles	2,499,500	125,000
5	6	ICI	Germany	Chemicals	2,478,560	146,160
6	3	National Coal Board	Britain	Coal	2,338,095	(69,384) **
7	7	Philips' Gloeilampenfabrieken	Netherlands	Elec. equip., electronics, chemicals	2,228,959	95,728
8	53	Montecatini Edison	Italy	Chemicals, synthetic fibers	1,998,400	80,640
9	8	Siemens	Germany	Electrical equipment	1,957,750	40,575
10	11	Nestlé	Switzerland	Food products	1,702,950	30,112
11	9	August Thyssen-Hütte	Germany	Iron & steel	1,694,581	17,225
12	12	Fiat	Italy	Autos, tractors, aircraft, eng.	1,678,710	40,544
13	15	Daimler-Benz	Germany	Automobiles	1,475,000	43,939
14	13	British Motor	Britain	Automobiles	1,472,674	42,062
15	14	Farbwerke Hoechst	Germany	Chemicals, pharmaceuticals	1,456,750	70,206
16	18	Renault	France	Automobiles, tractors	1,427,721	5,631
17	10	Farbenfabriken Bayer	Germany	Chemicals, pharmaceuticals	1,385,075	69,995
18	17	Hitachi	Japan	Elec. equip., appliances, mach.	1,366,569	48,692
19	19	Mitsubishi	Japan	Mach., autos, shipbuilding	1,268,403	31,447
20	16	Fried. Krupp	Germany	Iron & steel, eng., mach.	1,243,750	—
21	27	British-American Tobacco	Britain	Tobacco	1,225,980	148,496
22	22	AEG-Telefunken	Germany	Electrical equipment	1,215,250	22,898
23	26	BASF	Germany	Chemicals	1,176,750	61,637
24	34	Yawata Iron & Steel	Japan	Iron & steel	1,157,190	39,727
25	35	Cie Français des Pétroles	France	Petroleum products	1,140,000	51,230
26	25	Rhône-Poulenc	France	Textiles, chemicals	1,107,081	24,839
27	33	ENI	Italy	Petroleum prod., eng. textiles	1,099,040	2,400
28	29	FINSIDER	Italy	Iron & steel	1,094,794	23,646
29	24	Gutehoffnungshütte	Germany	Mach., eng., metal products	1,078,000	4,696
30	23	Rheinische Stahlwerke	Germany	Iron & steel, mach., eng., coal	1,075,000	6,778
31	20	Hawker Siddeley	Britain	Aircraft, missiles, engines	1,074,657	23,492
32	21	Mannesmann	Germany	Tubes, machinery, iron & steel	1,018,750	11,409
33	28	Guest, Keen & Nettlefolds	Britain	Iron & steel, engineering	998,432	41,381
34	65	Hoesch	Germany	Iron & steel, coal	996,203	9,193
35	30	Courtaulds	Britain	Fibers, textiles, chemicals	978,628	53,833
36	31	Dunlop	Britain	Rubber products	974,400	25,010
37	47	Matsushita	Japan	Electrical equip., appliances	961,689	57,433
38	49	Fuji Iron & Steel	Japan	Iron & steel	953,664	31,481
39	91	Peugeot	France	Automobiles	934,507	20,563
40	42	Toyota Motor	Japan	Automobiles	929,925	47,979
41	40	Alcan Aluminum	Canada	Aluminum	923,418	71,841
42	73	Nissan Motor	Japan	Automobiles	921,400	44,800
43	32	Charbonnages de France	France	Coal, electricity, chemicals	894,459	(89,183) **
44	38	Salzgitter	Germany	Iron & steel, machinery, coal	892,875	(45,742) **
45	41	Tokyo Shibaura Electric	Japan	Electrical equipment	892,553	9,506
46	44	Citroën	France	Automobiles	887,409	4,487
47	39	Schneider	France	Iron & steel, mach.	879,876	2,263
48	48	Metallgesellschaft	Germany	Nonferrous metals, chem.	879,750	8,765
49	45	ARBED	Luxembourg	Iron & steel	862,400	2,385
50	50	Massey-Ferguson	Canada	Farm equip., engines, mach.	862,213	41,846
51	37	BHP	Australia	Iron & steel	851,984	40,330
52	86	Nippon Kokan	Japan	Iron & steel, shipbuilding	851,092	25,899
53	52	Pirelli	Italy	Rubber prod., wires, cables	847,500	23,571
54	43	Ranks Hovis McDougall	Britain	Food products	845,600	19,291
55	56	British Insulated Callender's Cables	Britain	Cables, engineering	837,200	28,602



VIDEO RISATE



TELE-WEST

« ... E se, neanche questa fa effetto, proveremo con la streptomicina ».



TELE-WEST

« Ma tu, ai visoni, non ci tiri mai?!... ».



« ... E questo è l'unico della città che non abbia trovato petrolio nel suo orticello... ».

RELE' ELETTRONICI SENZA CONTATTI ELETTRICI

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

II PARTE

DISPOSITIVO DI COMANDO PER LAMPADE

Un'altra applicazione del rettificatore controllato al silicio è un sistema di controllo per l'accensione di una o più lampade.

Con questo sistema — infatti — è possibile determinare l'accensione di lampade di grande dissipazione (ossia ad elevato wattaggio), ricorrendo semplicemente ad una debole corrente di eccitazione, ed evitando così la chiusura e l'apertura di un circuito percorso da una corrente di forte intensità, con tutti gli inconvenienti che ne derivano.

Ad esempio, un rettificatore controllato del tipo 2N688 è in grado di inserire o di disinserire una corrente avente un'intensità in valore efficace di 35 ampère, con una tensione di picco fino ad un massimo di 400 volt, con un'eccitazione dell'elettrodo di controllo pari a 3 volt con soli 40 milliampère.

La **figura 7** illustra un esempio di circuito di questo tipo. In esso, le due lampade che costituiscono il carico (L1 ed L2), collegate in parallelo tra

loro, sono a loro volta in serie al rettificatore controllato; l'intero circuito è alimentato dalla tensione di alimentazione, applicata tra A e B.

Dal momento che il rettificatore controllato, una volta entrato in stato di conduzione, agisce solo in una direzione (trattandosi appunto di un rettificatore), è necessario in primo luogo che la tensione di alimentazione sia stata precedentemente rettificata in entrambe le semionde, senza livellamento, ed abbia quindi un andamento come quello illustrato.

In ogni semiperiodo, durante il quale sia presente la tensione di eccitazione dell'elettrodo di controllo, il rettificatore conduce corrente, per cui le lampade si accendono. Per contro, non appena la tensione di eccitazione viene tolta, la conduzione continua fino al termine del semiperiodo della tensione di alimentazione, durante il quale l'eccitazione è stata tolta. Infatti, trattandosi di una tensione **pulsante** (e non continua, come si può osservare nella forma d'onda riportata tra A e B), durante ogni suo semiperiodo essa varia tra 0 ed il valore massimo. Esiste

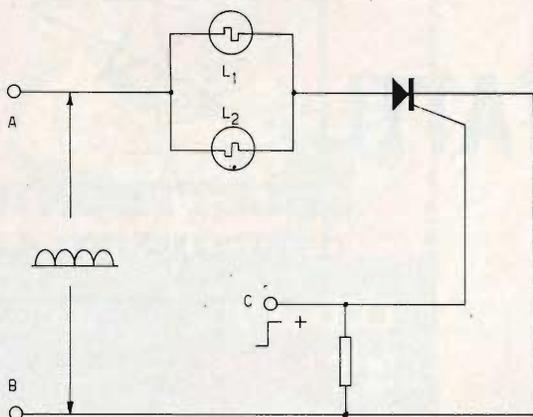


Fig. 7 - Con questo semplice circuito, un solo rettificatore controllato è in grado di accendere o spegnere due o più lampade a forte assorbimento di corrente, usufruendo di una minima corrente di eccitazione, applicata al circuito dell'elettrodo di controllo.

quindi certamente un suo valore critico, in corrispondenza del quale la conduzione cessa.

Se la tensione di eccitazione dell'elettrodo di controllo non viene nuovamente applicata, il diodo controllato resta in interdizione, e le lampade non si riaccendono. Se in sostituzione di una tensione pulsante si usasse una tensione continua, il diodo continuerebbe a condurre — una volta eccitato — anche dopo la rimozione della tensione di eccitazione.

Osservando il circuito illustrato alla figura 8, si può notare che sussiste la possibilità di ottenere dal rettificatore controllato sia la funzione di rettificazione, sia quella di commutazione. In questo dispositivo, entrambi i rettificatori vengono alimentati mediante un trasformatore il cui secondario è provvisto di una presa centrale. La tensione positiva di eccitazione viene fornita ai due elettrodi di controllo attraverso le due resistenze R3 ed R4.

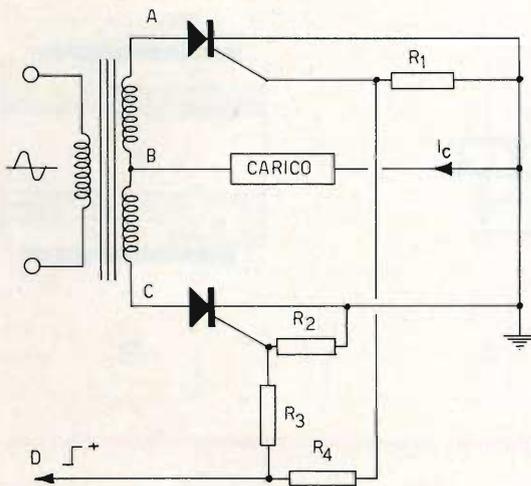
La teoria di funzionamento è la seguente: quando il punto A (terminale superiore del secondario del trasforma-

tore di alimentazione) è **positivo** rispetto al punto B, il rettificatore superiore conduce, ed alimenta pertanto il carico. In tali condizioni, il punto C è invece **negativo** rispetto al centro (B), per cui il rettificatore inferiore non può condurre corrente.

Durante il semiperiodo successivo della tensione alternata di rete, le condizioni si invertono a causa dell'inversione di polarità, per cui il rettificatore inferiore conduce corrente, mentre quello superiore si blocca.

Ovviamente, trattandosi di un'alimentazione a tensione alternata da parte del secondario del trasformatore, le due tensioni applicate ai rettificatori variano durante ogni semiperiodo da 0 al valore massimo, per cui — come nel caso precedente — entrambi possono condurre corrente solo a patto che ai relativi elettrodi di controllo risulti costantemente applicata la tensione di eccitazione. Non appena questa viene tolta, entrambi i diodi passano in stato di interdizione, e vi rimangono, finché non viene nuovamente applicata la tensione di innesco.

Fig. 8 - Circuito lievemente più complesso dei precedenti, nel quale i due rettificatori controllati svolgono — oltre alla funzione principale di rettificazione — anche la funzione particolare di commutazione.



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

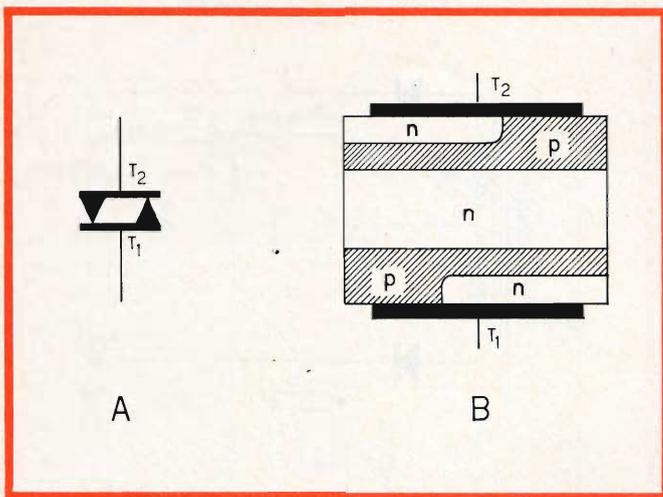


Fig. 9 - In A, rappresentazione schematica di un rettificatore bi-direzionale. In B, rappresentazione schematica della struttura interna, con differenziazione grafica delle zone del cristallo.

THYRISTORI PER CORRENTE ALTERNATA

Uno dei più recenti perfezionamenti conseguiti nel campo di realizzazione pratica e di applicazione dei thyristori è il rettificatore controllato bi-direzionale. I dispositivi semiconduttori di questo tipo sono disponibili in commercio con caratteristiche di funzionamento che si prestano all'impiego con tensioni fino a 400 volt, con una corrente avente l'intensità limite di 20 ampère. La struttura interna ed il simbolo schematico sono illustrati alla **figura 9**.

Questi dispositivi differiscono dal comune rettificatore controllato uni-direzionale, in quanto sono in grado di consentire o di interdire il passaggio di una corrente elettrica in entrambe le direzioni, anziché in una sola, per cui si prestano all'impiego per chiudere o aprire — a seconda delle esigenze — un circuito elettrico funzionante direttamente a corrente alternata, anziché alimentato da una tensione continua o rettificata.

Gran parte dei semiconduttori appartenenti a questa categoria presentano

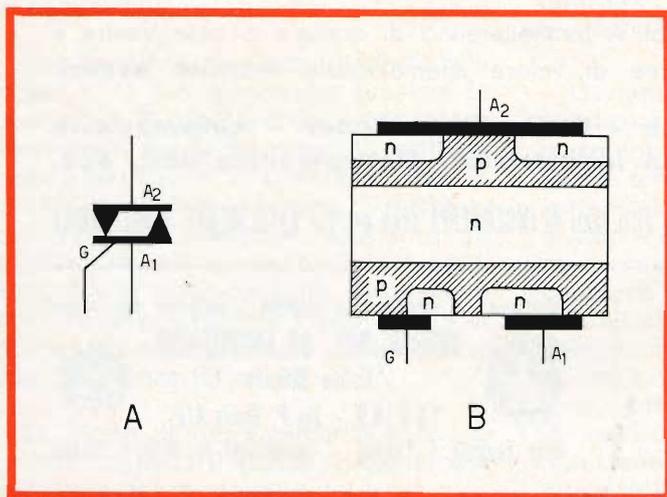
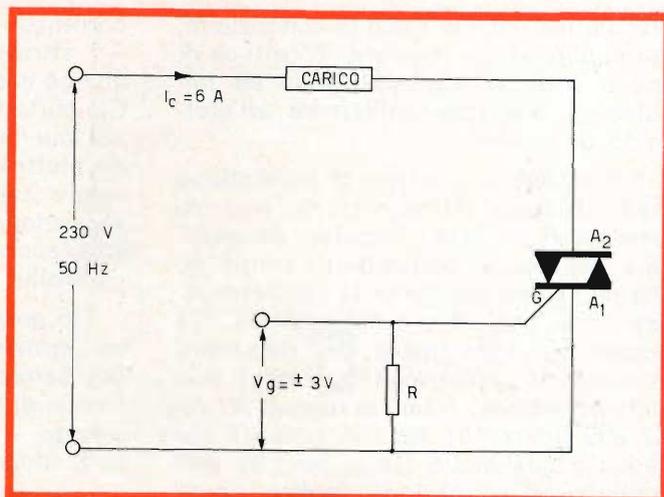


Fig. 10 - In A, rappresentazione schematica di un rettificatore bi-direzionale del tipo controllato, ossia con elettrodo di controllo. In B, rappresentazione della sua struttura interna.

Fig. 11 - Esempio di circuito di controllo con rettificatore bi-direzionale, nel quale la tensione di controllo applicata all'apposito elettrodo è continua, e può essere sia positiva, sia negativa.



un valore particolare della tensione nominale, in corrispondenza della quale non entrano in stato di conduzione. Quando questo valore di tensione viene superato, raggiungendo così il valore denominato **tensione di rottura**, e rappresentato solitamente dal simbolo T_r , ha inizio la conduzione tra i due elettrodi T1 e T2 (vedi la citata figura 9), per la parte restante del semiperiodo in atto; successivamente, il dispositivo viene eccitato una seconda volta, e conduce corrente per il semiperiodo che segue.

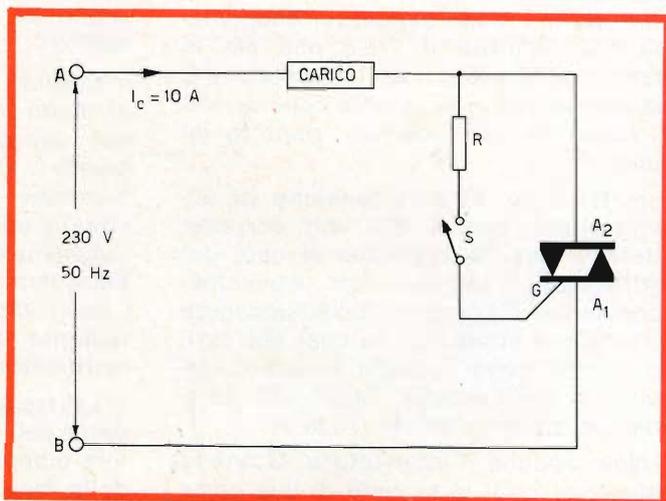
Ovviamente, lo stato di conduzione

permane finché sono presenti e vengono applicati gli impulsi di eccitazione.

Una versione assai più flessibile agli effetti dell'impiego, di questa particolare applicazione dei semiconduttori al silicio, è quella denominata **Triac**, la cui struttura interna ed il cui simbolo schematico sono illustrati alla **figura 10**.

Il Triac è sostanzialmente simile al rettificatore bidirezionale testé descritto, ad eccezione del fatto che — come il rettificatore controllato — è provvisto di un elettrodo di controllo. È possibile fare in modo che un siffatto

Fig. 12 - Esempio di circuito, del tipo analogo al precedente, nel quale però la tensione applicata all'elettrodo di controllo è alternata, e viene prelevata attraverso una resistenza da quella di alimentazione.



dispositivo entri in stato di conduzione, sia superando la tensione di rottura di cui si è detto, sia applicando un impulso di ampiezza sufficiente all'elettrodo di controllo.

Per ottenere lo stato di conduzione mediante quest'ultimo sistema, occorre disporre di un breve impulso, da applicare appunto all'elettrodo di controllo, che può avere una polarità indifferente, ossia che può essere sia positivo, sia negativo. In altre parole, un Triac entra in stato di conduzione quando i due elettrodi esterni (contrassegnati A1 ed A2 alla figura 10) sono di polarità opposta, e qualunque sia la polarità dell'impulso di eccitazione. Inoltre, come nel caso del rettificatore controllato, lo stato di conduzione permane finché permane l'impulso di eccitazione, e finché dura il semiperiodo durante il quale esso viene interrotto.

La **figura 11** illustra un esempio tipico di applicazione del Triac. In questo circuito, alimentato in corrente alternata, il dispositivo semiconduttore viene portato in stato di interdizione o di conduzione, a seconda che manchi o sia presente un potenziale continuo di ± 3 volt sull'elettrodo di controllo.

Per determinare lo stato di conduzione o quello di interdizione, è tuttavia possibile utilizzare anche la tensione di rete, così come si può osservare alla **figura 12**. In questo caso, il circuito funziona nel modo seguente: supponiamo che all'inizio il Triac non sia in stato di conduzione, che l'interruttore S sia aperto, e che all'istante considerato il punto A sia positivo rispetto al punto B.

In tal caso, l'intera tensione di alimentazione, pari a 230 volt corrente alternata, risulta applicata ai capi del rettificatore. Infatti, non essendovi conduzione di corrente, nessuna caduta di tensione si verifica ai capi del carico, che si trova in serie all'intero circuito. In quell'istante, l'elettrodo A2 è positivo rispetto all'elettrodo A1.

Non appena l'interruttore S viene chiuso, si ha il passaggio di una certa

corrente — per quanto debole essa sia — attraverso R, la quale corrente giunge così all'elettrodo di controllo G. Ciò porta il Triac in stato di conduzione, per cui la differenza di potenziale tra gli elettrodi A1 ed A2 si riduce ad un valore assai ridotto; ciò determina la cessazione automatica della corrente che scorre attraverso l'elettrodo di controllo.

Ciò nonostante, lo stato di conduzione permane durante la parte restante del semiperiodo, per ricominciare all'inizio di ogni semiperiodo successivo, a patto — beninteso — che l'interruttore S rimanga chiuso.

In molti casi, è necessario isolare il circuito di controllo da quello di cui fa parte il carico, che spesso viene a presentare ad una estremità il potenziale della tensione di rete. Per questo motivo, in alcuni casi è utile controllare lo stato di conduzione del Triac ad opera di un circuito a transistor, avente un capo collegato direttamente a massa. La **figura 13** illustra uno dei metodi con cui è possibile tradurre in pratica questo particolare accorgimento.

In esso, l'elettrodo di controllo G, ed il termile A1, risultano collegati al secondario di un piccolo trasformatore, tra i cui avvolgimenti esiste un isolamento adeguato, in rapporto al valore della tensione di rete. R1, C, T, R2 ed il primario del trasformatore costituiscono un oscillatore tipico a rilassamento.

Quando il punto X è positivo rispetto al punto Y, gli impulsi di corrente dovuti alle scariche successive della capacità C attraverso la giunzione emettitore-base del transistor a giunzione singola ed il primario del trasformatore inducono degli impulsi di tensione nel secondario dello stesso trasformatore, i quali impulsi vengono applicati direttamente all'elettrodo di controllo del rettificatore bi-direzionale.

La frequenza delle oscillazioni prodotte dall'oscillatore deve avere un valore compreso tra 10 e 100 volte quello della frequenza della tensione di rete.

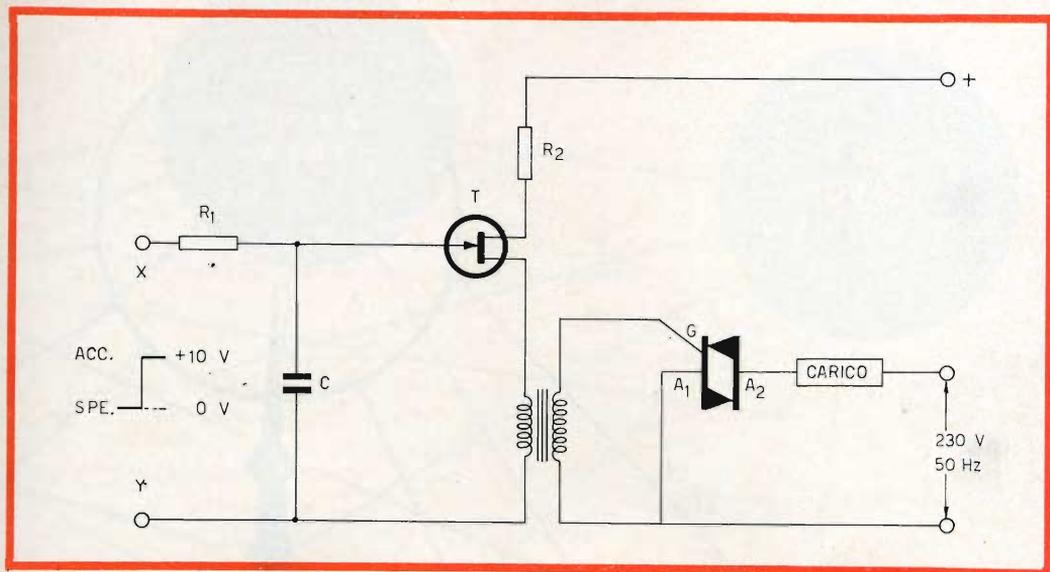


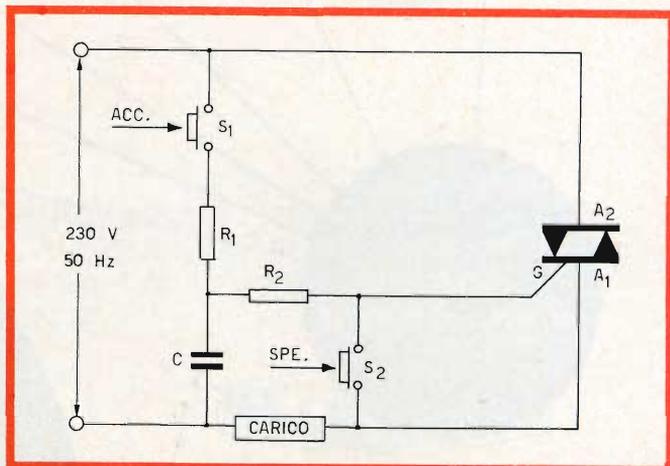
Fig. 13 - Circuito di impiego di un rettificatore bi-direzionale del tipo controllato, nel quale il circuito dell'elettrodo di controllo risulta isolato completamente da quello del carico.

Durante ciascun semiperiodo di quest'ultima, esistono pertanto numerosi impulsi di eccitazione che portano il rettificatore in stato di conduzione. Il Triac entra in stato di conduzione in corrispondenza del primo impulso che si verifica durante ogni semiperiodo, ignorando completamente gli impulsi successivi, e resta pertanto in stato di

conduzione durante l'intero semiperiodo. Ne deriva che il carico viene alimentato in continuità, finchè al terminale X viene applicato un potenziale positivo.

La **figura 14** illustra infine come sia possibile usufruire di un rettificatore del tipo Triac, in un circuito del tipo a

Fig. 14 - Altro esempio di circuito di impiego di un rettificatore controllato bi-direzionale. In questo caso, i due interruttori a pressione, S1 ed S2, servono rispettivamente per accendere o spegnere il carico.

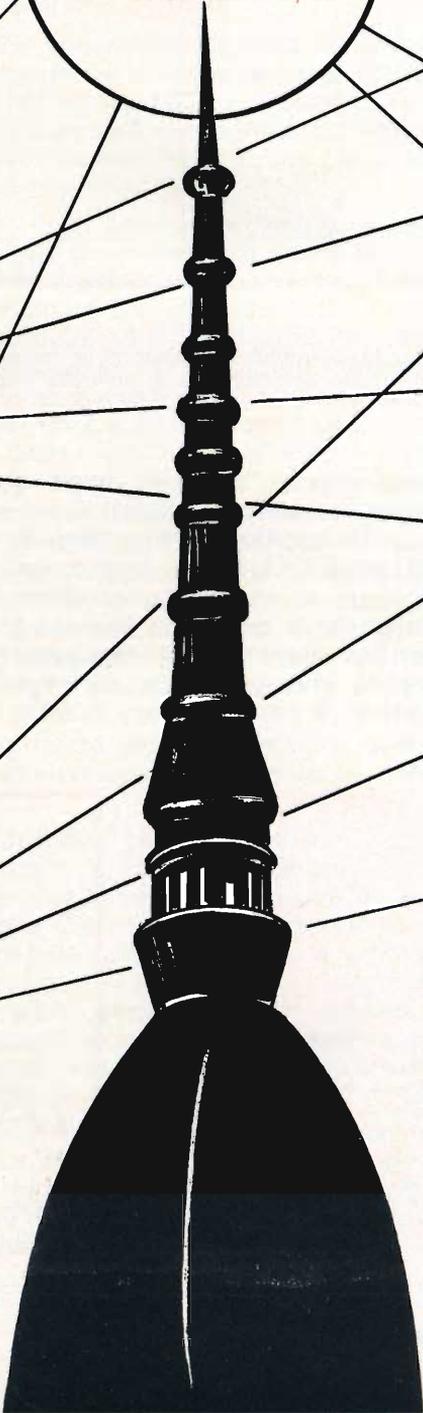


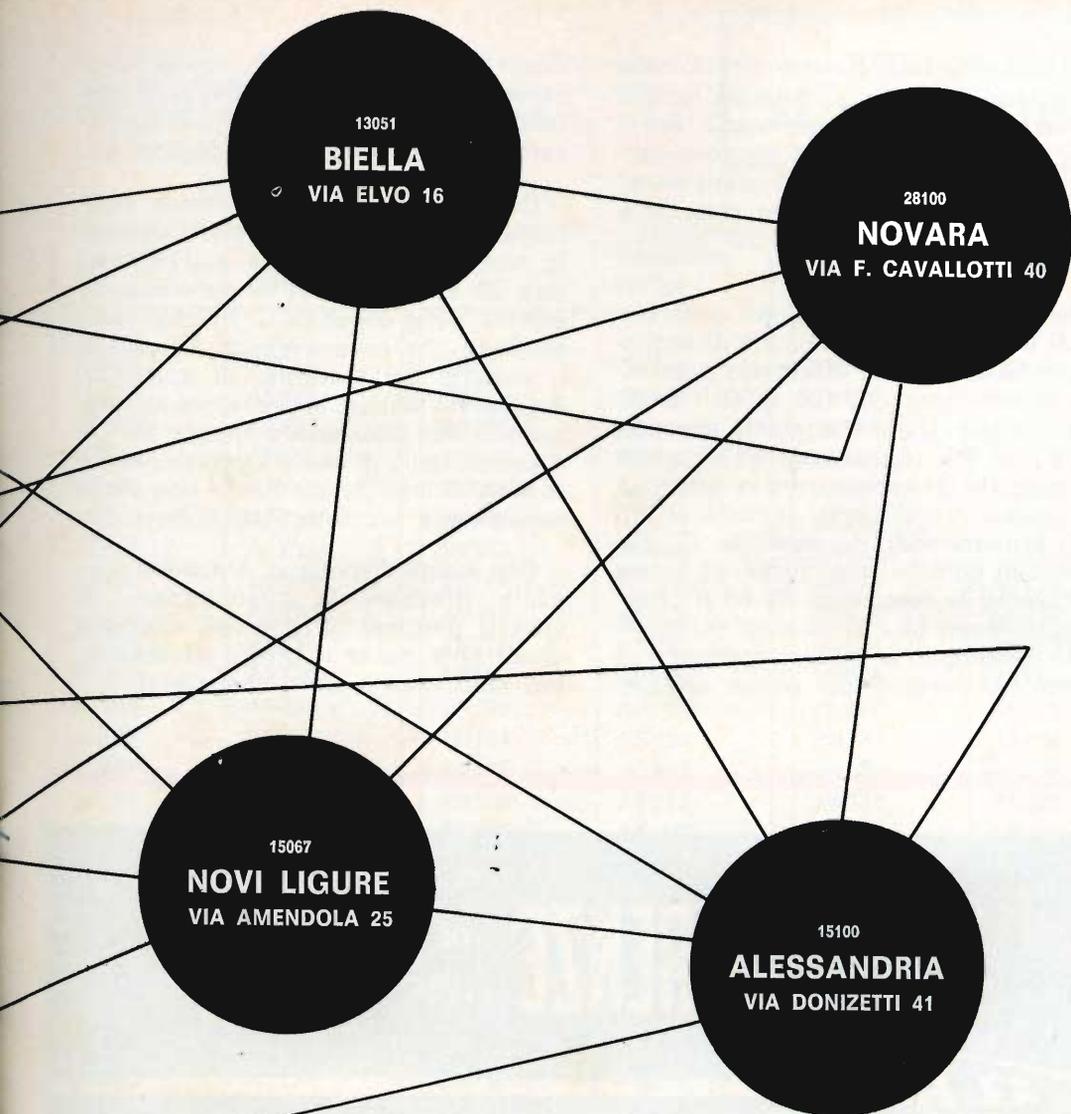
10125
TORINO
VIA NIZZA 34

10152
TORINO
VIA CHIVASSO 8/10

11100
AOSTA
VIA GUEDOZ 2

12100
CUNEO
VIA VITT. EMANUELE 22





RADIOTECNICI · RADIORIPARATORI · RADIOAMATORI
QUESTA È LA RETE ORGANIZZATIVA DI VENDITA CHE
LA G.B.C. ITALIANA METTE A VOSTRA COMPLETA
DISPOSIZIONE IN **PIEMONTE**



G.B.C. QUALITÀ ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO

« chiavistello ». In questo circuito, due interruttori del tipo a chiusura temporanea — vale a dire senza scatto, bensì che chiudono solo finché vengono premuti — controllano il funzionamento dell'intero dispositivo. Essi sono contraddistinti nello schema dai simboli S1 ed S2.

Supponiamo che il circuito sia in stato di interdizione. Il comando di accensione (ACC.) viene effettuato premendo l'interruttore S1. Ciò infatti determina un passaggio di corrente attraverso R1 ed R2, che applica all'elettrodo di controllo un impulso che lo commuta in stato di conduzione. Durante il primo semiperiodo, la capacità C, del valore di qualche microfarad, si carica attraverso la resistenza R2 ed il Triac, raggiungendo una differenza di potenziale prossima a quella applicata al carico. Al termine del primo semipe-

riodo — tuttavia — C si scarica attraverso l'elettrodo di controllo G, determinando così l'eccitazione del rettificatore per il semiperiodo successivo.

Questo procedimento continua indefinitamente, finché non viene esercitata la pressione di chiusura sull'interruttore S2. Ciò — infatti — determina la scarica della capacità C direttamente, evitando che essa avvenga attraverso il circuito dell'elettrodo di controllo. Per questo motivo, la pressione su questo secondo interruttore spegne (SPE.) il carico, dopo di che il circuito rimane in stato di interdizione finché non viene nuovamente premuto l'interruttore S1.

Con questi dispositivi, è dunque possibile effettuare la commutazione di circuiti percorsi da notevoli intensità di corrente, senza ricorrere ad interruttori meccanici o elettromeccanici.

FIRENZE

VIA G. MILANESI, 28/30

50134 - TELEF. 486.303



GBC
electronica

LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48

57100 - TELEF. 31.017



GBC
electronica

AREZZO

VIA M. DA CARAVAGGIO, 10/12/14

52100 - TELEF. 30.258

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di equivalenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di semiconduttori.

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
1W8417	BFY44	2N94	OC140	2N183	OC140
2G108	ASY26	2N94A	OC140	2N184	OC140
2G109	ASY27	2N107	AF114P	2N187A	ASY80
2G138	AFY19	2N109	ASY26	2N188A	ASY80
2G139	AFY19	2N110	ASY26	2N193	ASY29
2G140	AFY19	2N112A	ASY27	2N194	ASY29
2G141	AFY19	2N113	AF116P	2N194A	ASY75
2G270	ASY26	2N114	AF116P	2N212	ASY28
2G271	ASY27	2N115	ASZ16	2N214	ASY29
2G295	ASY26	2N123	ASY27	2N216	ASY29
2G303	ASZ20	2N128	AF115P	2N218	ASZ20
2G309	ASZ23	2N129	AF115P	2N219	ASZ20
2G319	ASY26	2N131	ASY26	2N226	ASY80
2G320	ASY26	2N135	ASY27	2N230	ASZ16
2G321	ASY27	2N136	ASY27	2N231	ASZ21
2G322	ASY27	2N137	AF115P	2N232	ASZ21
2G323	ASY26	2N138	AFY19	2N233	ASY29
2G324	ASY27	2N139	ASZ20	2N234	ASZ16
2G395	ASY26	2N140	ASY27	2N234A	ASZ16
2G396	ASY26	2N145	ASY29	2N235	ASZ16
2G397	ASY27	2N146	ASY29	2N235A	ASZ16
2G398	ASY77	2N147	ASY29	2N235B	ASZ16
2G508	ASY27	2N148	ASY27	2N236	ASZ16
2G509	ASY26	2N155	ASZ16	2N236A	ASZ16
2G524	ASY77	2N156	ASZ16	2N236B	ASZ16
2G525	ASY76	2N158	ASZ17	2N247	ASZ21
2G526	ASY76	2N166	AF116P	2N242	ASZ15
2G527	ASY77	2N167	AF116P	2N248	ASZ21
2G577	ASY80	2N168	ASY29	2N250	ASZ16
2G1024	ASY77	2N168A	ASY75	2N251	ASZ18
2G1025	ASY77	2N169	ASY29	2N252	ASZ20
2G1026	ASY77	2N169A	ASY75	2N253	ASY28
2G1027	ASY77	2N170	ASY29	2N254	ASY28
2N35	ASY29	2N172	ASY29	2N255	ASZ16
2N43	OC123	2N173	ASZ16	2N256	ASZ16
2N43A	OC123	2N174	ADZ12	2N257	ASZ16
2N44	OC123	2N174A	ADZ12	2N267	ASZ21
2N47	ASY26	2N176	ADZ12	2N268	ASZ18
2N78	ASY29	2N182	OC140	2N268A	ASZ15

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
2N269	ASY27	2N351	ASZ16	2N443	ADZ11
2N270	AFY19	2N352	ASZ16	2N444	ASY28
2N271	ASY26	2N353	ASZ16	2N444A	ASY28
2N271A	ASY26	2N354	BCZ11	2N456A	ADZ12
2N274	ASZ20	2N356	OC140	2N458	ADZ12
2N277	ADZ11	2N357	OC140	2N461	ASY77
2N278	ADZ11	2N358	OC141	2N466	ASY26
2N284	OC76	2N360	ASY27	2N475	BFY51
2N284A	ASY77	2N361	ASY27	2N478	BFY51
2N285	ASZ15	2N362	ASY26	2N482	ASY27
2N285A	ASZ15	2N363	ASY76	2N483	ASY27
2N291	AFY19	2N370	ASZ23	2N484	ASY27
2N292	ASY28	2N371	ASZ23	2N485	ASY27
2N293	OC140	2N372	ASZ23	2N486	ASZ20
2N296	ASZ17	2N376	ASZ16	2N495	ASY27
2N297	ASZ16	2N376A	ADZ12	2N496	ASY27
2N297A	ASZ16	2N378	ADZ11	2N497	BFY50
2N300	AF116P	2N380	ADZ11	2N498	BFY50
2N301	ASZ16	2N383	ASY27	2N499	AFY89
2N301A	ASZ16	2N384	ASZ20	2N502	AFZ12
2N302	ASY27	2N386	ASZ15	2N502A	AFZ12
2N303	ASZ20	2N387	ASZ16	2N511A	ADY26
2N306	ASZ23	2N393	AFZ12	2N524	ASY77
2N307	ASZ16	2N394	ASY27	2N525	ASY77
2N307A	ASZ16	2N395	ASY26	2N526	ASY77
2N308	ASZ23	2N396	2N396	2N527	ASY77
2N309	ASZ23	2N397	ASY27	2N538	ASZ18
2N310	AFY19	2N399	ASZ16	2N539	ASZ18
2N311	ASZ21	2N401	ASZ16	2N544	ASZ20
2N312	ASY80	2N404	ASY26	2N551	BFY50
2N313	ASY28	2N409	ASY27	2N553	ASZ16
2N314	ASY28	2N410	ASY27	2N561	ASZ15
2N315	ASY27	2N411	ASZ20	2N574	ADY26
2N316	AFY19	2N412	ASZ20	2N574A	ADY26
2N317	AFY19	2N413A	ASY26	2N575	ADY26
2N318	OCP70	2N414	ASY26	2N575A	ADY26
2N321	ASY76	2N415	ASZ21	2N577	OCP71
2N325	ASZ16	2N415A	ASY26	2N580	ASZ21
2N327A	ASY77	2N416	ASY27	2N582	AFY19
2N328	ASY76	2N417	ASY27	2N583	AFZ12
2N328A	ASY77	2N425	ASY80	2N585	OC139
2N332	BFY51	2N427	ASY80	2N599	AUY10
2N335	BFY11	2N428	ASY80	2N618	ADZ12
2N336A	OC141	2N438	ASY28	2N627	ADZ12
2N348	AFY19	2N441	ADZ11	2N629	ADZ12
2N350	ASZ16	2N442	ADZ12	2N632	ASY26

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
2N633	ASY26	2N1046	ADY26	2N1397	AFZ12
2N643	ASZ21	2N1047	BDY11	2N1398	AFZ12
2N644	ASZ21	2N1056	OC123	2N1399	AFZ12
2N645	ASZ21	2N1066	AFY19	2N1401A	AFY19
2N647	ASY29	2N1091	OC141	2N1411	ASZ21
2N650	OC123	2N1122A	ASZ21	2N1417	BFY11
2N656	BFY50	2N1124	ASY80	2N1420	2N1420
2N657	BDY11	2N1125	ASY80	2N1425	ASZ20
2N658	OC76	2N1129	ASY27	2N1426	ASZ20
2N659	OC76	2N1131	BCY39	2N1427	ASZ20
2N660	OC76	2N1132	BFY52	2N1429	BFY52
2N661	OC76	2N1142	AFY19	2N1479	BFY55
2N662	OC76	2N1143	AFY19	2N1480	BFY55
2N695	ASZ21	2N1146	2N1100	2N1484	BDY11
2N696	2N696	2N1147C	2N1100	2N1499A	ASZ23
2N697	2N697	2N1175	ASY26	2N1507	BFY55
2N698	BFY50	2N1177	AFZ12	2N1515	ASZ20
2N699	BFY50	2N1178	AFZ12	2N1516	ASZ20
2N700	ASZ12	2N1179	AFZ12	2N1517	ASZ20
2N702	BFY70	2N1180	AFZ12	2N1540	ADY26
2N705	AFY19	2N1183	ASZ17	2N1553	ADZ12
2N706	2N706	2N1183B	ASZ17	2N1557	ADY26
2N706A	2N706A	2N1195	AFY19	2N1564	BSX21
2N707	BSY39	2N1222	ASY26	2N1564A	BFY50
2N708	2N708	2N1224	ASZ20	2N1565	BFY50
2N709	BSX44	2N1225	AFY19	2N1566	BFY50
2N710	ASZ21	2N1300	ASZ20	2N1572	BSX21
2N711	ASZ21	2N1301	ASZ20	2N1592	BSY39
2N734	BFY50	2N1302	2N1302	2N1605	ASY29
2N735	BFY51	2N1303	2N1303	2N1613	2N1613
2N736	BFY50	2N1304	2N1304	2N1614	ASY77
2N741	AFY19	2N1305	2N1305	2N1631	ASZ20
2N743	2N743	2N1306	2N1306	2N1666	ASZ15
2N744	2N744	2N1307	2N1307	2N1667	ASZ16
2N753	2N753	2N1308	2N1308	2N1668	ASZ17
2N914	2N914	2N1309	2N1309	2N1669	ASZ18
2N918	2N918	2N1310	ASY28	2N1683	ASZ23
2N929	2N929	2N1314	ASZ16	2N1700	BFY55
2N930	2N930	2N1319	OC140	2N1711	2N1711
2N966	AFY19	2N1358	ADZ12	2N1719	BFY44
2N1014	ASZ18	2N1370	ASY26	2N1742	ASY26
2N1023	AFZ12	2N1377	ASY27	2N1254	ASZ23
2N1039	ASZ16	2N1381	ASY27	2N1890	BFY44
2N1039-1	ASZ16	2N1384	ASZ21	2N1899	BDY11
2N1041	ASZ15	2N1385	ASZ21	2N1905	ASZ16
2N1043	ASZ15	2N1396	AFY19	2N1907	ADY26

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
2N1924	ASY77	2N3137	BFY51	ACY30	ASY80
2N1925	ASY77	2N3229	BLY21	ADY26	ADY26
2N1926	ASY77	2N3232	BDY10	ADZ11	ADZ11
2N1983	2N697	2N3233	BDY11	ADZ12	ADZ12
2N1984	2N696	2N3235	BDY11	AF114P	AF114P
2N1985	BFY51	2N3337	BFX44	AF115P	AF115P
2N1986	2N696	2N3238	BDY11	AF116P	AF116P
2N1987	BFY51	2N3252	2N3252	AF117P	AF117P
2N1990	BSX21	2N3375	162BLY/C	AFY30	AFY19
2N1991	BFY52	2N3394	BFY70	AFY11	AFY19
2N2049	BFY50	2N3478	BFY90	AFY12	AFY19
2N2060	BFY50	2N3553	161BLY/B	AFY14	AFY19
2N2107	BFY50	2N3570	2N3570	AFY18	AFY19
2N2108	BFY50	2N3571	2N3571	AFY19	AFY19
2N2151	ADY26	2N3572	2N3572	AFY37	AFY19
2N2154	ADY26	2N3600	2N918	AFY38	AFY19
2N2195	BFY44	2N3632	162BLY/D	AFZ11	AFZ11
2N2196	BFY51	2N3767	BLY17	AFZ12	AFZ12
2N2218	2N2218	2N3866	BFY90	ASY57	ASY26
2N2219	2N2219	2S103	BFY50	ASY58	ASY27
2N2221	2N2221	2S302	BCY10	ASY26	ASY26
2N2222	2N2222	2SA17	AFZ12	ASY27	ASY27
2N2223	BFY55	2SA70	AFZ12	ASY28	ASY28
2N2297	2N2297	2SA86	ASZ20	ASY29	ASY29
2N2368	2N2368	2SA104	AFZ12	ASY48	ASY77
2N2369	2N2369	2SB32	AFY19	ASY70	ASY76
2N2410	2N2410	2SB100	ASY76	ASY73	ASY73
2N2411	2N2411	2SB101	ASY76	ASY74	ASY74
2N2412	2N2412	2SB172	ASY27	ASY75	ASY75
2N2475	2N2475	2SB178	ASY27	ASY76	ASY76
2N2483	2N2483	2SB205	ADY26	ASY77	ASY77
2N2484	2N2484	2SB214	2N1100	ASY80	ASY80
2N2488	AFY39	2SB225	OC123	ASZ15	ASZ15
2N2527	ADZ12	2SB243A	ASZ15	ASZ16	ASZ16
2N2786	AFY19	2SD77	ASY29	ASZ17	ASZ17
2N2857	2N2857	2SD178	ASY28	ASZ18	ASZ18
2N2904	2N2904	40280	161BLY/A	ASZ20	ASZ20
2N2904A	2N2904A	40281	162BLY/A	ASZ21	ASZ21
2N2905	2N2905	40282	162BLY/B	ASZ23	ASZ23
2N2905A	2N2905A	ACY17	ASY77	ATZ10	ATZ10
2N2924	BSY38	ACY18	ASY77	AUY10	AUY10
2N2926	BSY38	ACY19	ASY77	AUY18	ASZ15
2N3075	BDY11	ACY20	ASY77	AUY19	ASZ18
2N3055	2N3055	ACY21	ASY77	AUY20	ASZ18
2N3108	BFY51	ACY22	ASY76	AUY21	ASZ15
2N3110	BFY50	ACY27	ASY26	AUY22	ASZ15

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
AUY29	ASZ16	BFY67	BFY67	MFT108	ASZ20
AUY34	ASZ15	BFY68	BFY68	MFT123	OC123
BCY10	BCY10	BFY70	BFY70	OC16	ASZ16
BCY11	BCY11	BFY90	BFY90	OC20	ASZ18
BCY12	BCY12	BFY99	BFY44	OC22	OC22
BCY30	BCY30	BLY14	BLY14	OC23	OC23
BCY31	BCY31	BLY16	BLY14	OC24	OC24
BCY32	BCY32	BLY17	BLY17	OC25	ASZ17
BCY33	BCY33	BLY19	BLY19	OC26	ASZ16
BCY34	BCY34	BLY20	BLY20	OC27	ASZ16
BCY38	BCY38	BLY21	BLY21	OC28	ASZ15
BCY39	BCY39	BLY22	BLY21	OC29	ASZ16
BCY40	BCY40	BSX19	BSX19	OC30	OC30
BCY54	BCY54	BSX20	BSX20	OC35	ASZ17
BCY55	BCY55	BSX21	BSX21	OC36	ASZ18
BCY56	BCY56	BSX44	BSX44	OC41	ASY26
BCY57	BCY57	BSX59	BSX59	OC42	ASY26
BCY58	BFY52	BSX60	BSX60	OC43	ASY27
BCY59	BFY51	BSX61	BSX61	OC44	AFZ12
BCZ10	BCZ10	BSY10	BSY10	OC45	AFZ12
BCZ11	BCZ11	BSY11	BSY11	OC46	ASY26
BCZ12	BCZ12	BSY17	BSY38	OC47	ASY27
BCZ13	BCZ13	BSY18	BSY39	OC76	OC76
BDY10	BDY10	BSY25	BFY70	OC77	ASY77
BDY11	BDY11	BSY27	BSY38	OC80	OC80
BDY17	BDY17	BSY34	BFY44	OC83	ASY80
BDY18	BDY18	BSY38	BSY38	OC84	ASY80
BDY19	BDY19	BSY39	BSY39	OC114P	OC114P
BDY20	BDY20	BSY40	BSY40	OC115P	OC115P
BFX21	2N918	BSY41	BSY41	OC116P	OC116P
BFX43	BFX43	BSY58	BFY70	OC117P	OC117P
BFZ10	BCZ11	BSY62	2N706A	OC122	OC122
BFX47	BFX47	BSY63	2N708	OC123	OC123
BFY10	BFY10	BSY73	BSY39	OC139	OC139
BFY11	BFY11	BSY74	BSY39	OC140	OC140
BFY12	BFY70	BSY76	BSX20	OC141	OC141
BFY13	BFY44	BSY82	BFY70	OC169P	AF117P
BFY14	BFY44	BSY86	BFY44	OC170P	AF116P
BFY33	BFY55	BUY10	BDY10	OC171P	AF115P
BFY34	BFY67	BUY11	BDY10	OC200	BCZ10
BFY44	BFY44	BUY14	BDY11	OC201	BCZ11
BFY46	BFY68	CK790	BCZ10	OC202	BCZ11
BFY50	BFY50	CK791	BCZ11	OC203	BCZ12
BFY51	BFY51	DT1612	BFY44	OC204	BCY38
BFY52	BFY52	GET113	OC122	OC205	BCY39
BFY55	BFY55	GET880	ASY26	OC206	BCY40

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
OC303	ASY27	SE5001	BFY52	T1040	ASZ16
OC304/3	ASY27	SFT124	ASY80	T1041	ASZ16
OC307	OC76	SFT125	OC123	TF66/30	ASY26
OC318	ASY76	SFT125P	OC123	TF66/60	ASY27
OC430	BCZ10	SFT131	ASY77	TF70	OC139
OC440	BCY10	SFT212	ASZ16	TF71	OC140
OC445	BCY11	SFT227	ASY27	TF72	OC140
OC450	BCY11	SFT240	ASZ15	TF77/60	ASZ15
OC460	BCY11	SFT315	ASZ20	TF78/60	ASZ15
OC468	BCZ12	SFT316	ASZ20	TF80	ASZ16
OC470	BCY12	SFT317	ASZ20	TF80/30	ASZ16
OC602	OC76	SFT319	ASZ20	TF85	ASZ16
OC602SP	ASZ20	SFT320	ASZ20	TF90	ASZ16
OC603	OC22	SFT323	ASY27	TF90/30	ASZ16
OC604	OC22	SFT337	ASY26	TF90/60	ASZ16
OC604SP	ASZ20	SFT351	ASY76	TI484	BFY10
OC614	AFZ12	SFT352	ASY76	TR-C76	OC76
OC615	ASZ20	SFT353	ASY27	V208	ASZ16
OCP70	OCP70	SFT357	ASZ21	V308	ASZ16
OCP71	OCP70	SFT358	ASZ21	W1150	2N914
SE1001	BSY38				

JERMYN

MOUNTING PADS

- protect traces on metal leads
- simplify assembly
- provide uniform pad-to-lead height and spacing
- protect semiconductor junctions during soldering
- provide cooling for spreading heat
- insulate under semiconductor
- prevent moisture build-up under leads
- protect semiconductor against shock and vibration
- provide accessibility of leads for test and replacement
- available in TO5, TO8, TO18, TO18B and TO18C configurations
- available in GWS22 polypropylene, acrylic high temperature resin AT50, MPX202 C.

MICROLOGIC PADS

- All the advantages of transpore leads for microlog TO8 components
- Available in high temperature resin AT50 (MPX200 C)
- Available with lead extension for 0.1" pitch or fine leadboard assembly
- Also available for 6, 8, 10 and 12 lead 0.2" P.C.G.

PLASTIC CLIPS

(Patent applied for 3441055)

- Simple fitting by popping into a spare hole
- Suitable for fine wire-wrap
- MPX200 C (resin AT50)
- Type AT107 for TO18 leads
- Dimensions 1.189" to 0.230"
- Registered design No. 224263
- Size AT120 for TO5 leads
- Dimensions 1.322" to 0.335"
- Also suitable as capacitor clip (size AT50)

PANEL WASHERS

- protect the paintwork from solvents
- greatly enhance component appearance
- available in grey or black polypropylene
- Type AT102 for 0, 8A, 8 and 1 UNF (Registered design No. 200722)
- Also available without lead extension (type AT106) for 1 BA and AT107 for 2 BA

PLASTIC COMPONENTS CHART

This card has been prepared with a special compound so that components may be removed, examined and then replaced as required.

All'I.N.E.L. di Basilea, mostra specializzata nel settore dell'elettronica, la nota casa inglese JERMYN ha esposto un'ampia gamma di supporti e dissipatori di calore per transistor. Buona parte di questi componenti, specie quelli adatti per contenitori TO5 e TO18 ha la funzione di supporto, comprendente i contatti elettrici, e contemporaneamente di dissipatore di calore per i transistor in questione. Di estrema attualità risulta la nuova serie di zoccoli in plastica adatti per circuiti integrati in contenitori di vario tipo a 6, 8, 10, e 12 piedini. La gamma dei componenti in plastica è completata da numerosi tipi di supporti e rondelle di fissaggio per transistor e diodi, di uso molto pratico e rapido.

MOTORINI PASSO PASSO



**ELETRONICA
INDUSTRIALE**

Il perfezionamento dei motori passo-passo e dei sistemi ad impulsi ad essi associati desta oggigiorno notevole interesse nei laboratori di ricerca. In mancanza di una bibliografia tecnica, teorica e pratica, adeguata sull'argomento, la SFMI ha sintetizzato in questo articolo le informazioni più pratiche e utili.

DEFINIZIONI

1) **Risposta massima** - numero massimo di impulsi al secondo applicabili ad un motore passo-passo in modo casuale (senso diretto o inverso) che si traducono in altrettanti passi sincronizzati.

2) **Survelocità** - campo d'impiego ad alta velocità in cui il motore passo-passo resta sincronizzato al comando, sia in senso diretto che inverso, mai unidirezionalmente. Il motore non può arretrare, partire o variare senso di rotazione per frequenze d'impulsi comprese in questa zona. Per raggiungere la zona di survelocità, la frequenza degli impulsi deve essere aumentata progressivamente in un tempo assai breve a partire da un valore inferiore alla risposta massima. Nel caso di perdita di sincronismo in questa zona (p. es.: a causa di una eccessiva frena-

tura) il motore passo-passo si fermerà per riavviarsi solamente quando la frequenza di ripetizione degli impulsi sarà diminuita al di sotto del valore di risposta massima.

3) **Angolo di potenza**. È l'angolo di ritardo del rotore caricato, rispetto all'asse del campo magnetico.

4) **Coppia massima dinamica**. Coppia massima presente sull'albero quando i passi si succedono ininterrottamente. Tale coppia massima si sviluppa a frequenze dell'ordine di 5 impulsi/s.

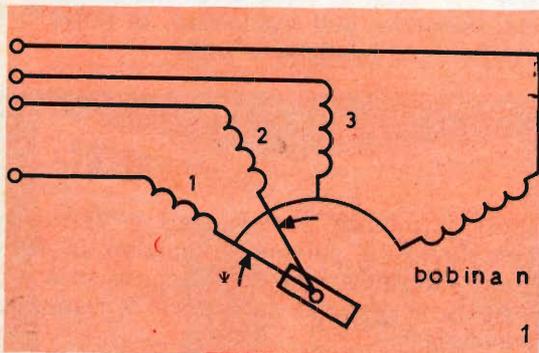
5) **Coppia all'arresto**. È la coppia massima sviluppabile da un motore quando la eccitazione viene mantenuta in modo permanente. Questa coppia è ottenuta per uno sfasamento angolare di 90° rispetto alla posizione di coppia nulla. La coppia massima non può mai essere ottenuta in funzionamento dinamico.

GENERALITÀ

Un motore passo-passo è un apparecchio che, alimentato da una tensione continua in modo programmato, ruota di un angolo prefissato. Lo spostamento angolare in senso diretto o inverso dipende dalle caratteristiche di eccitazione.

Abbiamo due tipi fondamentali di motori passo-passo. Il primo funziona per reazione tra un campo elettromagnetico e un magnete permanente. Esso è quindi denominato **motore passo-passo a magnete permanente**. Il secondo funziona per reazione tra un campo elettromagnetico e un rotore in ferro dolce ed è denominato **motore passo-passo a riluttanza variabile**.

Un motore passo-passo può essere paragonato ad una serie di avvolgimenti radiali su di un cerchio i quali, alimentati in successione e reagendo col nucleo di ferro dolce fanno spostare il rotore dell'angolo φ (Fig. 1).



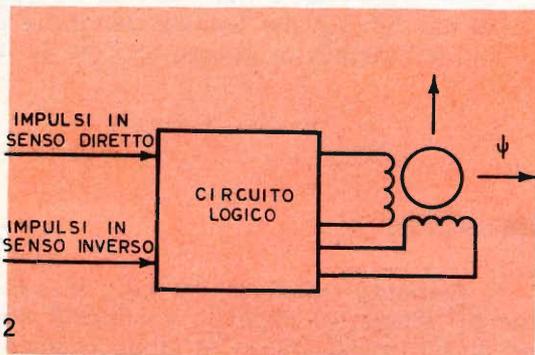
La coppia, o reazione, non è costante lungo tutto lo spostamento φ e il suo andamento si ripeterà passando tra i punti 1-2, 2-3 e successivi.

L'angolo di avanzamento è fissato dalle caratteristiche costruttive e non può mai essere superiore a $\frac{2\pi}{n}$ se si vogliono conservare caratteristiche di direzionalità e un moto uniforme. Se le dimensioni del motore lo consentono ci si può approssimare al valore teorico $\frac{2\pi}{n}$ per $n \gg 3$.

Nondimeno, l'impiego di numerose bobine presenta certi svantaggi perché ognuna sfrutta una parte più piccola della curva il che comporta l'impiego di motori più grandi a parità di coppia. Esiste però la possibilità di ridurre l'angolo di avanzamento senza che questo inconveniente si presenti. Vedremo in seguito come.

Ogni volta che il rotore si sposta da una bobina all'altra: 1, 2, 3, n, ..., si verifica un movimento non lineare di $\frac{2\pi}{n}$ radianti che si ripete ad ogni scatto. L'albero ruoterà alla velocità di $Nm = 60 \frac{f}{n}$ (f = frequenza di ripetizione degli impulsi, n = fasi, Nm = velocità media in giri/minuto).

La velocità media sarà sincronizzata con la frequenza di ripetizione degli impulsi. Lo spostamento angolare sarà di x radianti ad ogni scatto.



Ecco quindi un esempio di conversioni di dati numerici in informazioni analogiche. La correlazione assoluta tra impulsi e movimento angolare è la caratteristica più importante dei motori passo-passo.

La tecnica della commutazione ad alta velocità con circuiti a semiconduttori ha accelerato il perfezionamento dei motori passo-passo.

Oggi è possibile convertire la corrente continua in posizioni angolari precise in sincronismo con gli ordini dati. Ciò è qui rappresentato. Ogni impulso si traduce in

una rotazione φ° in senso diretto o inverso. I motori passo-passo presentano molti vantaggi sui sistemi lineari. Essi assicurano:

1 - una risposta assai rapida (tempo di risposta di 1 ms).

2 - insensibilità alle vibrazioni lineari ed agli urti

3 - lunga durata senza guasti (fino a 1 miliardo di scatti)

4 - posizionamento preciso

5 - insensibilità alle variazioni di tensione e di ampiezza degli impulsi.

Notevole è il grado di versatilità di questi motori che possono essere usati come:

1 - motori a frequenza variabile (eliminando la variazione di velocità)

2 - motori a corrente continua senza spazzole

3 - servomotori a circuito aperto non controreazionato

4 - motori a pilotaggio numerico

5 - motori sincroni

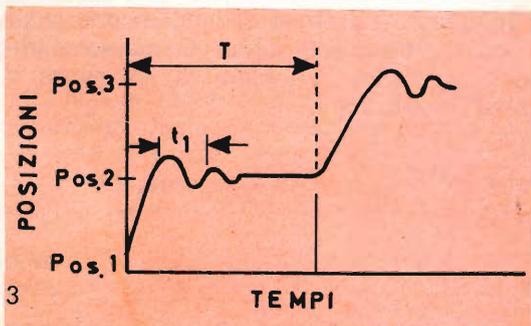
6 - contatori di impulsi (integratori).

Il motore passo-passo quando è impiegato al massimo grado delle sue possibilità è considerato un motore sincrono.

Il motore passo-passo presenta una caratteristica supplementare oltre al suo stato sincrono o reversibile e cioè la possibilità di funzionare nella zona di survelocità. In questa condizione è ancora possibile un sincronismo unidirezionale. Il rotore seguirà i campi impulsivi esattamente come un motore sincrono. Questa caratteristica è utilizzata per estendere la zona di funzionamento del motore passo-passo quando si preferisca ottenere un funzionamento ad alta velocità piuttosto che un sincronismo reversibile. Nella zona di survelocità il motore resta in sincronismo (unidirezionalmente) senza potersi fermare, partire o cambiare senso di marcia. Quando si desidera fermare il motore occorre ridurre la cadenza degli impulsi ad un valore inferiore alla risposta massima.

FUNZIONAMENTO

Esaminiamo qui il caso di un motore passo-passo alimentato con 1 impulso al secondo e non caricato. Il rotore si sposta dalla posizione 1 alla 2 come in fig. 3.



La velocità di rotazione del rotore è data da:

$$C = I \Gamma$$

dove C = coppia massima $\cdot \sin \psi$

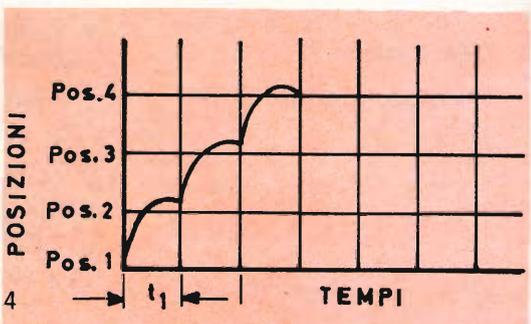
I = inerzia parti mobili

Γ = accelerazione angolare.

Questo movimento comporta una serie di oscillazioni smorzate sia dal magnete permanente sia dalle correnti indotte nel rotore. Aumentando la cadenza degli impulsi si riduce il periodo τ .

Quando il periodo diventa dell'ordine di grandezza di t_1 si dice che si è raggiunta la risposta massima.

Un aumento supplementare della cadenza degli impulsi comporta un regime di survelocità come indicato in fig. 4.



Una riduzione del traferro tende ad aumentare la coppia di arresto ma ciò comporta anche una riduzione della cadenza massima di impulsi. Ciò è prodotto a causa dello smorzamento eccessivo del rotore.

La coppia di attrito segue naturalmente lo stesso effetto: Le cariche inerziali che aumentano il periodo di oscillazione riducono d'altronde il tasso massimo d'impulsi e creano fenomeni di risonanza a diverse velocità.

ALIMENTAZIONE DEI MOTORI PASSO-PASSO

Consideriamo un motore passo-passo a 2 poli a magnete permanente.

L'angolo d'avanzamento base di questo motore bifase è di 90° ma si possono ottenere anche spostamenti di 45°, 180°, 360° giocando sulla commutazione e sull'impiego di moltiplicatori di impulsi: per esempio un impulso che darebbe luogo ad uno spostamento di 90° può essere multi-

	Bobina eccitata	Posizione	Spostamento
Eccitazione A commutazione dei soli terminali t	V1-2 e V4-5	b	—
	V3-2 e V4-5	d	90° diretto
	V3-3 e V6-5	f	90° diretto
	V1-2 e V6-5	h	90° diretto
Eccitazione B commutazione dei terminali + e —	V1-3	a	—
	V4-6	c	90° diretto
	V3-1	e	90° diretto
	V6-4	g	90° diretto
Eccitazione C eccitazione di 1 bobina più 2 in parallelo	V1-2	a	—
	V1-2 e V4-5	b	45° diretto
	V4-5	c	45° diretto
	V4-5 e V3-2	d	45° diretto
	V3-2	e	45° diretto
Eccitazione D bobine in serie	V (1-4) (3,6 collegati)	h	—
	V (1-6) (3,4 collegati)	b	90° diretto
	V (4-1) (3,6 collegati)	d	90° diretto
	V (6-1) (3,4 collegati)	f	90° diretto

plicato per 4 e fornire così uno spostamento di 360°. Il motore tuttavia resta del tipo con spostamento base di 90°. Per questo motore si sono previsti i seguenti quattro tipi di eccitazione differenti.

Ciò conduce a differenti tecniche di eccitazione che possono produrre angoli di rotazione differenti e che possono apparire equivalenti.

In realtà, il rendimento può variare in rapporti da 1 a 4.

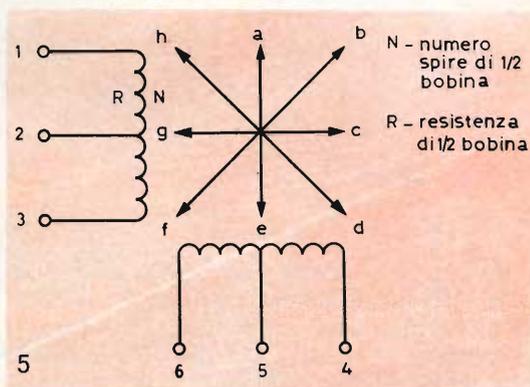
RENDIMENTO DELLA TRASFORMAZIONE DELLA CORRENTE IN CAMPO ELETTROMAGNETICO

Esaminiamo il motore bifase illustrato in **fig. 5** e supponiamo di alimentarlo dapprima con la tecnica A e quindi con la tecnica B. Calcoliamo nei due casi la forza elettromagnetica, la potenza assorbita e il rendimento di trasformazione. Effettuiamo gli stessi calcoli anche per la tecnica D.

La tecnica d'eccitazione D è relativamente complessa. La scelta del tipo di

commutazione è suggerita da considerazioni di costo, dalle dimensioni del commutatore... non è sempre possibile scegliere il circuito di commutazione che assicura il massimo rendimento del motore passo-passo. Tuttavia il circuito di commutazione va scelto con cura tenendo conto da una parte l'entità della potenza disponibile e, dall'altra, la durata di funzionamento e le dimensioni.

Di norma, le perdite di potenza per commutazione sono piccole confrontate al prodotto $I^2 R$ del motore. Si consiglia quindi di usare una tecnica di alimenta-



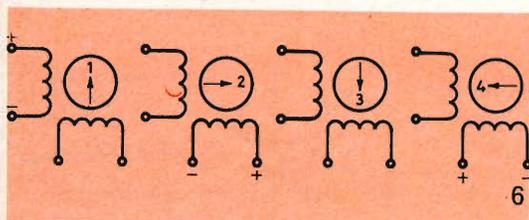
	Tecnica A	Tecnica B	Tecnica D
Intensità I	V/R	$V/2R$	$V/4R$
Amperspire	NV/R	$2NV/2R$	$2NV/4R$
Campo totale	$\frac{kNV}{R} \sqrt{2}$	$\frac{kNV}{R}$	$\frac{kNV}{2R} \sqrt{2}$
Potenza assorbita W	$2V^2/R$	$V^2/2R$	$V^2/4R$
Rendimento di trasformazione $\frac{\text{Campo totale}}{\text{Potenza ass.}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2} k \frac{NV/R}{V^2/R}$	$2k \frac{NV/R}{V^2/R}$	$2k \sqrt{2} \frac{NV/R}{V^2/R}$
	$\frac{\sqrt{2}}{2} k \frac{N}{V}$	$2k \frac{N}{V}$	$2k \sqrt{2} \frac{N}{V}$
Miglioramento	—	$\frac{2}{\sqrt{2}/2} = 286 \%$	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{2}/2} = 400 \%$

zione in cui il rendimento è più piccolo se si vuole migliorare il rendimento del motore.

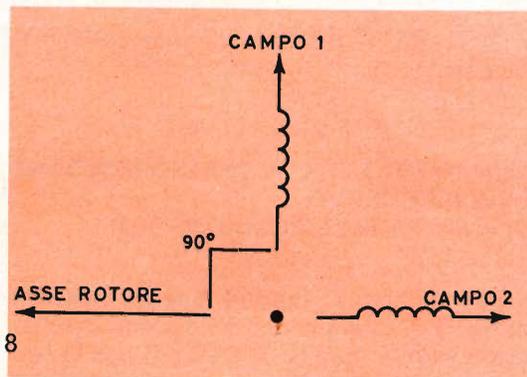
MOTORI A MAGNETE PERMANENTE

Caratteristiche dinamiche

Ci rimangono da esaminare le condizioni di funzionamento in regime impulsivo. Per necessità di studio si suppone che le bobine vengano eccitate nell'ordine illustrato in Fig. 6

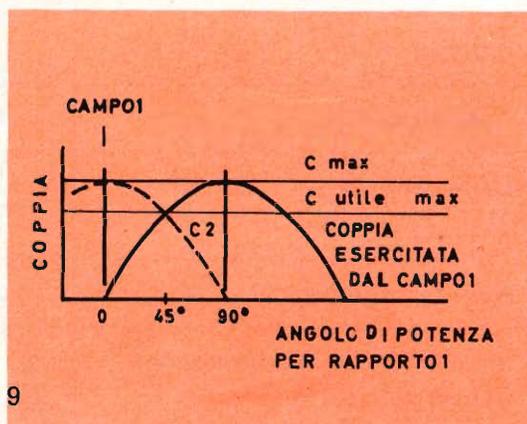
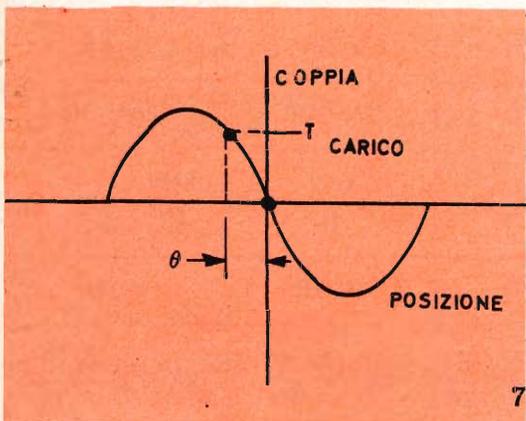


citiamo adesso la seconda bobina, esiste ora uno sfasamento di 18° tra il rotore ed il nuovo campo. Il rotore non riceve in tal caso alcuna coppia motrice e ciò dimostra come la coppia statica non possa essere utilizzata per un funzionamento dinamico normale.



All'atto dell'eccitazione della prima bobina il magnete permanente si allinea nella direzione del campo. La coppia fornita in questa posizione è nulla. Se si esercita una coppia resistente il rotore si sferà di un angolo θ° tale che la coppia fornita sia eguale alla coppia imposta.

La coppia massima che può essere usata in funzionamento dinamico è quella che corrisponde ad uno sfasamento $\theta = 45^\circ$. In pratica, allorché θ aumenta da 0° a 45° , la coppia motrice del campo I cresce in maniera sinusoidale fino ad un valore $C_m \sqrt{2}/2$. Quando viene alimentata la bo-



La coppia è massima allorché $\theta^\circ = 90^\circ$. Questa è denominata coppia statica: se noi esercitiamo sul rotore una coppia resistente sufficiente a che $\theta = 90^\circ$ ed ec-

gina 2 la coppia diminuisce da C_m a $C_m \sqrt{2}/2$. Un ritardo di 45° corrisponde dunque alla coppia massima che si è in grado di ottenere dalle bobine 1 e 2.

NEW

Giradischi Studio Hi-Fi MIRACORD 50 H

ELAC



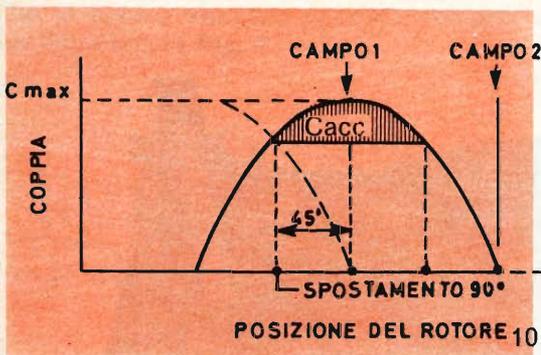
n. G.B.C. RA/610
senza cartuccia

Cambiadischi automatico a 4 velocità - motore sincrono che ruota ad alta velocità costante, legata alla frequenza di rete - piatto in metallo antimagnetico da 2,3 kg e di 300 mm di diametro - braccio metallico bilanciato in tutti i piani con pressione di appoggio regolabile da 0 a 6 g - dispositivo di compensazione « anti-skating » - dispositivo per la discesa frenata del braccio mediante ammortizzatore oleo-pneumatico - è possibile montare qualsiasi cartuccia magnetica con sistema di fissaggio standard americano - comandi a pulsanti - dimensioni: 368 x 317 mm.

ELAC

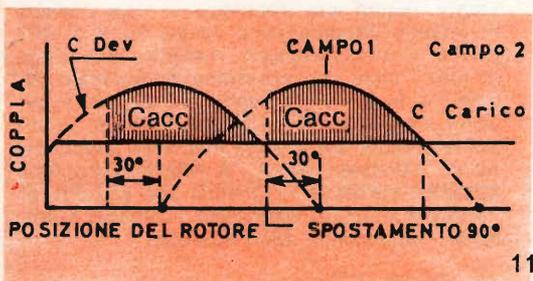
ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany

Quando si eccita la bobina 2, il rotore la cui posizione era $\Theta = 135^\circ$, passa per la posizione $\Theta = 90^\circ$ ove la coppia è massima e si arresta nella posizione $\Theta = 45^\circ$. L'accelerazione in ciascun istante è proporzionale alla differenza tra la coppia motrice e la coppia resistente: l'accelerazione totale a fine corsa è quindi proporzionale all'area tratteggiata (Fig. 10).



In pratica, l'angolo di sfasamento non deve superare in media i 30° .

Questo funzionamento è illustrato in Fig. 11 ove si nota che la coppia di avviamento non è più nulla come nel caso di uno sfasamento di 45° , ciò che contribuisce ad eliminare qualsiasi instabilità.



L'accelerazione del rotore è dovuta alla coppia Cacc.

L'equazione differenziale del moto diventa:

$$I \frac{d^2 \Theta}{dt^2} + K_A \frac{d \Theta}{dt} + C_m \sin \Theta = C_R$$

dove:

- I = inerzia
- Θ = sfasamento angolare
- K_A = coefficiente di smorzamento
- C_m = coppia massima
- C_R = coppia resistente

L'angolo Θ varia in modo assai ampio (da 0 a 135°) e ciò non consente di introdurre ipotesi semplificatrici. La soluzione di questa equazione conduce ad un integrale ellittico. Piuttosto che eseguire il calcolo analitico assai laborioso conviene analizzare al vero il comportamento di funzionamento del rotore del motore passo-passo. Il movimento può essere controllato tramite la corrente che circola nel motore: le oscillazioni del rotore dovranno produrre, per induzione, analoghe variazioni di corrente. Queste variazioni sono osservate sull'oscilloscopio.

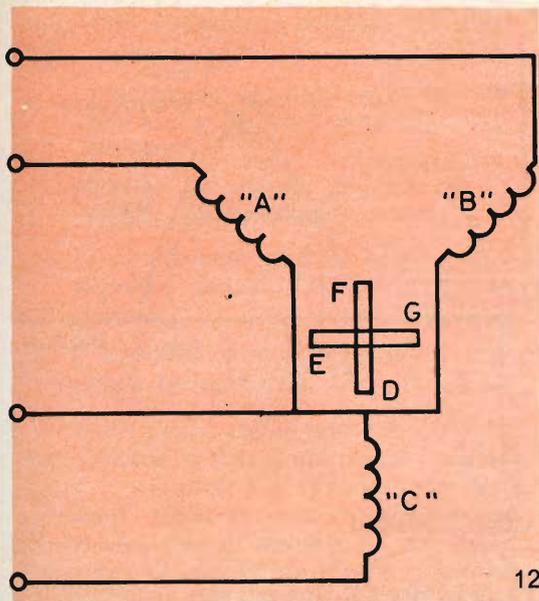
Come ci saremmo aspettati queste oscillazioni hanno un andamento smorzato. È utile comunque analizzare come influiscono i carichi inerziali e resistenti: l'inerzia aumenta il periodo dell'oscillazione, ciò può condurre a volte a frequenze di risonanza per le quali può essere utile l'introduzione artificiale d'uno smorzamento supplementare. I carichi resistenti aumentano lo smorzamento e riducono il tasso di risposta massimo.

MOTORI A RILUTTANZA VARIABILE

Caratteristiche dinamiche

Questo tipo di motori si va diffondendo poiché con essi è facile ottenere piccoli spostamenti angolari con alta cadenza di ripetizione degli impulsi (fino a 1.200/s bidirezionalmente). Il funzionamento di un motore a riluttanza variabile è descritto schematicamente in figura 12.

Quando la bobina è alimentata in corrente continua, il rotore si allinea sul polo risultante D. Quando si alimenta la bobina B, il polo più vicino (G) si sposta di 30° ed il rotore si allinea sulla nuova posizione. Quando si alimenta A il polo F si sposta di 30° per allinearsi con A e così via.



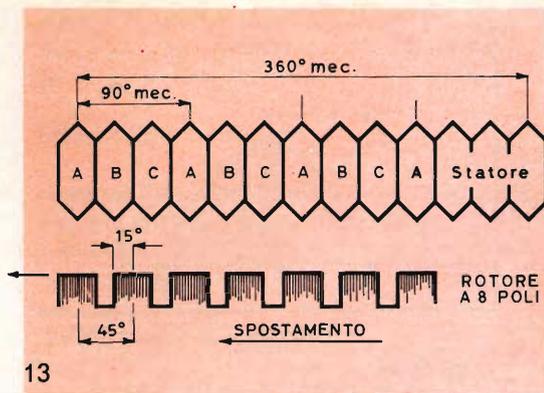
12

Si ottiene quindi ogni volta uno scatto di 30°. La polarità della corrente che attraversa il motore non ha importanza perchè il rotore si allinea nella posizione di minima riluttanza. Ciò conduce a delle proprietà che consentono d'ottenere facilmente angoli di rotazione differenti. Le Fig. 13 & 14 illustrano due metodi differenti per ottenere angoli di spostamento di 15°.

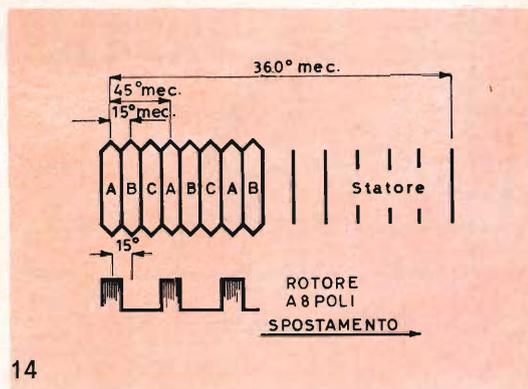
In una macchina elettrica, la correlazione che esiste tra i gradi elettrici ed i gradi meccanici è il risultato dell'accoppiamento magnetico. L'impiego di un rotore e di uno statore a 8 poli consente angoli di rotazione di 15° analogamente a quanto possibile per un motore con rotore a 8 poli e statore a 4 poli ma del tipo a rotazione inversa.

La scelta tra le due possibili soluzioni dipende da considerazioni circa le dimensioni, la facilità di costruzione e le prestazioni ultime che si desiderano ottenere. Per motori molto piccoli si consiglia la prima soluzione che richiede un minor numero di poli e quindi un minor numero di bobine e di spazzole.

Le curve coppia-frequenza sono simili per i due motori a magnete permanente e a riluttanza variabile. La differenza essen-



13



14

ziale consiste negli angoli di rotazione e nell'intensità delle coppie.

Si è visto che la coppia dinamica massima che si può sfruttare su un motore a magnete permanente da 90° è:

$$C = 0,707 C_{statica}$$

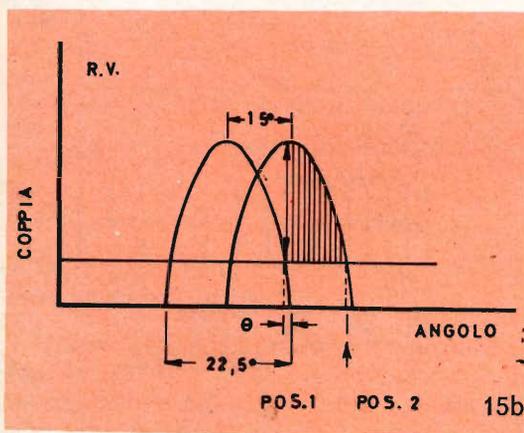
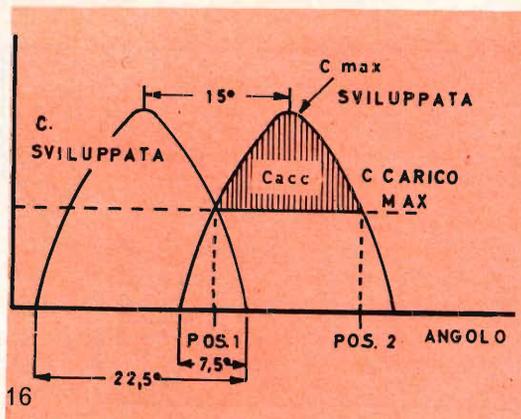
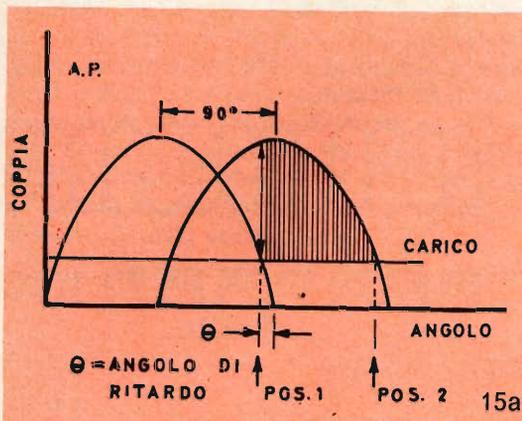
Per il motore a riluttanza variabile che stiamo studiando avremo:

$$C_{max} = s_{in} \frac{3,75}{11,25} \left(\frac{\pi}{2} \right) C_{statica}$$

$$= s_{in} 30^\circ C_{statica}$$

$$C_{max} = 0,5 C_{statica}$$

Le curve di un motore passo-passo forniscono la relazione tra la coppia media e la frequenza di ripetizione degli impulsi.



CONCLUSIONI

1° - la scelta del tipo più appropriato di motore passo-passo è determinata dal tipo di carico imposto e dalle prestazioni desiderate.

A si deve preferire il motore a magnete permanente quando:

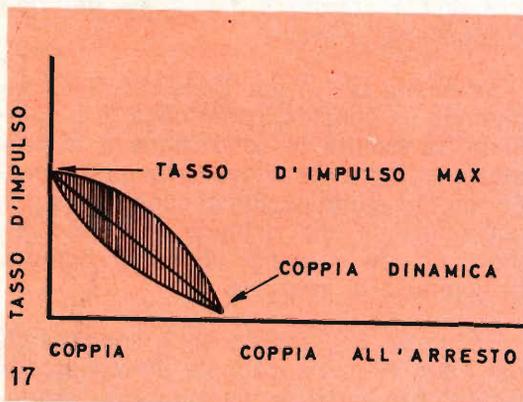
1. si voglia eliminare qualsiasi incertezza nella scelta della posizione
2. si desiderano grandi spostamenti angolari
3. la frequenza di ripetizione degli impulsi è bassa (300/s max bidirezionalmente).

La scelta del tipo più adatto di motore a magnete permanente dipende dall'entità del carico, dalla frequenza di ripetizione degli impulsi e dalla potenza disponibile.

In genere di queste curve si conoscono tre punti:

- 1 - frequenza max
- 2 - coppia statica
- 3 - coppia dinamica max

In base a questi dati forniti dal costruttore è possibile tracciare per approssimazione queste curve. È evidente che la coppia massima è in genere inutilizzabile. Come dianzi spiegato, la coppia massima utilizzabile con un motore a magnete permanente da 9° è circa eguale alla metà della coppia statica massima. Se si tiene conto dei giochi e oscillazioni e dell'inerzia... si ottiene una deformazione della curva caratteristica con riduzione della frequenza massima di ripetizione degli impulsi.



B Il motore a riluttanza variabile deve essere usato quando:

1. La frequenza di ripetizione degli impulsi è alta (1.200/s max, bidirezionalmente).
2. Non ha importanza una piccola incertezza di posizione.
3. Si desiderano piccoli spostamenti angolari senza ricorrere a dei riduttori.
4. È proibita la presenza di un magnete permanente.

II° - I motori passo-passo non vanno confusi con i motori a induzione o con i motori sincroni. I risultati consentiti dalle loro prestazioni debbono essere giudicati in funzione del tipo di impiego: i parametri interessanti la coppia statica dei motori a induzione e sincroni non hanno qui alcuna importanza.

I motori passo-passo ed i circuiti associati costituiscono la base di moderni sistemi di servomeccanismi. Questi sistemi presentano numerosi vantaggi:

1. risposta più rapida di qualsiasi altro sistema elettromeccanico oggi esistente (fino a 1 ms min)
2. alto potere risolutivo
3. insensibilità alle condizioni di funzionamento, quindi maggiore sicurezza e minor necessità di sorveglianza periodica dei sistemi attuali.
4. senza oscillazioni
5. allorchè siano direttamente disponibili impulsi di comando, come all'uscita di un calcolatore numerico, non è necessario eseguire la conversione tra tensioni numeriche e analogiche.
6. Nei sistemi a circuito aperto **soppressione di costose contoreazioni.**
7. L'esperienza dimostra che i circuiti asserviti ai motori passo-passo occupano uno spazio pari ad 1/4 dei circuiti associati agli altri tipi di servomotori usuali. La stessa cosa vale per il peso.

I prodotti della S.F.M.I., costruttrice d'un'ampia gamma di motori passo-passo per ogni impiego, sono distribuiti in Italia dalla G.B.C. Italiana.

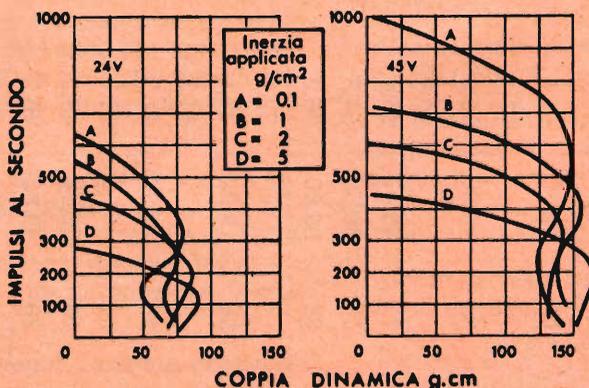


Fig. 18 - Curve caratteristiche del motore N. 015-001.

I TIPI E LE CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEI MOTORINI PASSO-PASSO CHE SI POSSONO AVERE SU RICHIESTA DALLA G.B.C. ITALIANA SONO:

CARATTERISTICHE A 28 V C.C.									
N.° S.F.M.I.	Taglia	Diam. mm.	Lung. mm.	Inerzia g · cm ²	Frequenza max impulsi/s	Coppia dinamica max g · cm	Coppia statica g · cm	Fase	Tipo
005 - 801	05	12,70	31,4	0,15	280	7	10	60	
008 - 841			31,1	0,30	220	8	32	100	
008 - 840 - 1	08	19,05	28,9	0,70	180	22	43	100	M.
011 - 801 - 1			46,0	1,20	220	60	110	60	P.
011 - 804 - 7	11	26,97	36,4	2,50	160	70	140	40	
015 - 815	15	36,50	54,3	5,00	165	280	500	20	
020 - 800 - 625	20	50,80	76,2	75,00	100	700	1.000	20	
008 - 002			32,1	0,10	1.050 (40 V)	30 (40 V)	60 (40 V)	160	
008 - 008	08	19,05	32,1	0,10	800	28	50	75	
001 - 005			41,3	0,63	900	60	250	30	R.
011 - 006 - 3	11	26,97	41,3	1,00	600	120	210	80	
015 - 001			39,9	0,63	730	85	320	55	V.
015 - 009	15	36,50	45,5	1,00	380	140	280	90	
020 - 004	20	50,80	76,2	8,50	350	550	1.800	20	
008 - 838	8	19,05	28,9	0,70	190	35	75	60	M.
011 - 809	11	26,97	46,0	1,20	230	90	120	60	P.
020 - 875	20	50,80	115,6	1,50	80	1.500	2.450	10	

— MP = magnete permanente - RV = riluttanza variabile.

— Le caratteristiche variano al variare della tensione di alimentazione e al variare dell'inerzia del carico trascinato come si può vedere dalle curve del motore N. 015-001 riportate in fig. 18.

ACCOPIAMENTO DEGLI ALTOPARLANTI AGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTOR

**BASSA
FREQUENZA**

Gli amplificatori a transistor sono molto sensibili alle variazioni del carico, specie verso valori inferiori a quello nominale. Pertanto è necessario porre molta attenzione all'impedenza del carico usato entro l'intera gamma delle frequenze audio.

L'articolo affronta e risolve i vari aspetti tecnici di questo problema.

Gli amplificatori a transistor, a differenza di quelli a valvole, non possono essere fatti funzionare al massimo della curva della potenza d'uscita, rilevata in funzione dell'impedenza del carico, poiché i transistor non sono capaci di dissipare il calore che verrebbe generato in queste condizioni.

In fig. 1 è mostrata appunto la variazione della potenza d'uscita, per un valore dato di distorsione, in funzione della resistenza del carico, in un amplificatore a transistor.

Di conseguenza, se la resistenza del carico viene diminuita fin sotto il valore minimo per il quale l'amplificatore è stato progettato, c'è pericolo di far saltare i transistor finali od i loro dispositivi di protezione (fusibili).

Vediamo un esempio, tenendo presente che i transistor di potenza al silicio di uso corrente possono dissipare fino a 100 W continui con una temperatura del contenitore di 50°C.

In un amplificatore con tensione di alimentazione di 70 V, progettato per una

potenza d'uscita continua di poco superiore a 75 W su di un carico di 8 Ω, la dissipazione massima, con segnale ad onda sinusoidale, è pari al 40,6% della potenza d'uscita, ovvero circa 15 W per transistor finale (questo nel caso ideale, con un alimentatore stabilizzato alla perfezione e senza perdite, eccettuata quella del transistor).

Con segnale ad onda quadra, questo valore sale fino a circa 20 W per transistor.

A frequenze molto basse, alle quali la dissipazione deve essere calcolata come nel caso di un amplificatore in corrente continua, esso sale a 38 W per transistor, in regime sinusoidale.

Come si vede, siamo ancora entro i limiti di sicurezza.

Questo amplificatore dovrebbe essere dotato di un fusibile di protezione da 2 A in serie all'altoparlante, in modo da permettere il funzionamento alla massima potenza d'uscita senza pericolo; infatti questo fusibile è adatto a sopportare quasi 3 A per brevi periodi, corrispondenti ai più forti passaggi di transistori.

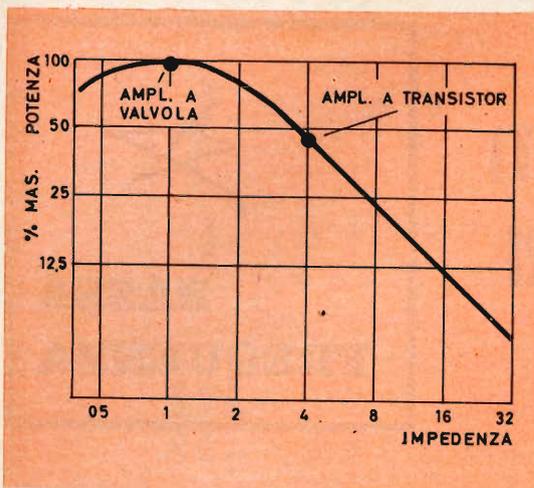


Fig. 1 - Mentre con amplificatori a valvole è possibile usare un determinato valore del carico, corrispondente alla massima potenza d'uscita, con gli amplificatori a transistor è necessario adottare un valore del carico sensibilmente superiore.

Naturalmente, con carichi resistivi da 4Ω , è necessario sostituire il fusibile con un altro di maggiore potenza.

Ma che cosa avviene con un carico inferiore, per esempio con un carico di 1Ω ?

Con un picco istantaneo nel segnale di entrata, essendo metà della tensione di alimentazione collegata attraverso il carico, in serie alla resistenza interna del transistor finale più la sua resistenza di emettitore, che supponiamo pari ad 1Ω , avremo:

$$\begin{aligned} \text{Corrente istantanea} &= \\ &= \frac{\text{tensione di alimentazione}}{\text{resistenza}} \\ &= \frac{70/2 \text{ volt}}{1 + 1 \Omega} = 17,5 \text{ A.} \end{aligned}$$

Questo valore è superiore al massimo di corrente sopportabile dal transistor, ovvero 15 A ; inoltre il fusibile salterà, ma molto probabilmente non in tempo per proteggere il transistor.

Se il carico è di valore corretto, ma reattivo, invece che resistivo, tutta la potenza prelevata dall'alimentatore viene ad essere dissipata dal transistor e dalla sua resistenza di emettitore.

La massima dissipazione di picco, per i due transistor finali, si verifica quando attraverso ciascun transistor la tensione è pari a $0,75$ volte la tensione di alimentazione, e la corrente è $0,866$ volte I_{\max} , quindi

$$P_{\max} = 0,75 E_{bb} \times 0,866 I_{\max} = 0,65 E_{bb} I_{\max}.$$

Ma I_{\max} è uguale al suo valore per piena potenza d'uscita su di un carico resistivo nominale

$$I_{\max} = E_{bb}/2 R_1 = 70/(2 \times 8) = 4,37 \text{ A};$$

quindi

$$P_{\max} = 0,65 \times 70 \times 4,37 = 199 \text{ W.}$$

Anche questo valore va oltre le prestazioni massime del transistor.

La situazione, però, non è del tutto sfavorevole come indicano i calcoli precedenti, poiché al crescere della potenza di uscita la tensione di alimentazione diminuisce, inoltre nel calcolare la dissipazione abbiamo trascurato la resistenza di emettitore; occorre ricordare, infine, che i carichi, di solito, non sono puramente reattivi.

Tuttavia appare evidente che, per il funzionamento regolare degli amplificatori a transistor, è necessario porre molta attenzione alle caratteristiche dell'impedenza del carico usato.

IMPEDEZZA DI UN ALTOPARLANTE

Il circuito attraverso i terminali di un altoparlante può considerarsi come una resistenza (R_{vc}), un'induttanza (L_{vc}), entrambe caratteristiche della bobina mobile, ed un generatore in serie (si veda la fig. 2 A).

Il generatore rappresenta la contro-f.e.m. generata dal movimento della bobina mobile nel campo magnetico.

Questa f.e.m. dipende dalla intensità del flusso, dalla lunghezza della parte utile della bobina, e dalla velocità della bobina stessa.

A frequenze ben sopra quella di risonanza, il movimento del cono è a massa controllata (« mass controlled »), cioè l'altoparlante si comporta come se la rigidità della sua sospensione fosse quasi nulla,

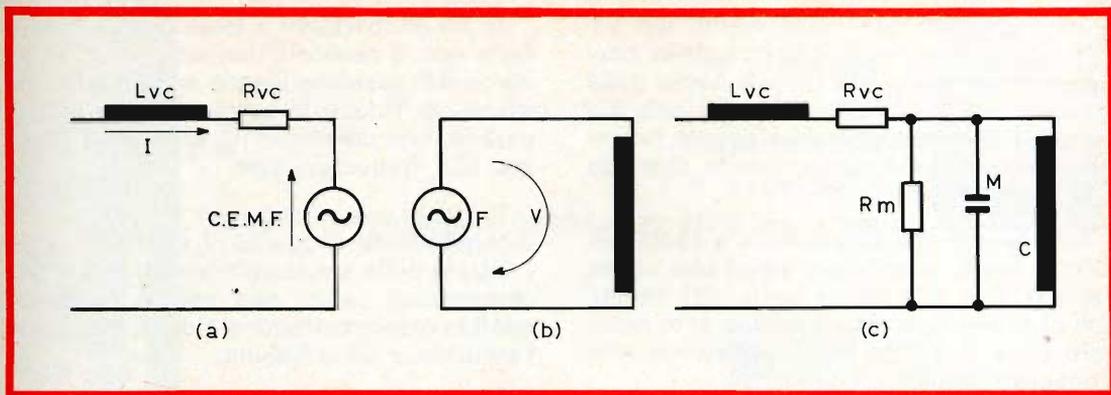


Fig. 2 - Circuiti equivalenti elettrici e meccanici dell'altoparlante.

e la resistenza meccanica dovuta alla frizione, come pure la resistenza acustica dell'aria, fossero ugualmente trascurabili (il circuito analogo semplificato è in fig. 2 B).

Per analogia con un circuito elettrico, la velocità, V (corrente), è in ritardo rispetto alla forza F (tensione), perché il circuito è « induttivo ».

Inoltre la forza è in fase con la corrente di pilotaggio, essendo ad essa direttamente proporzionale.

Quindi la velocità è in ritardo rispetto alla corrente di pilotaggio, il che significa che anche la tensione generata lo è.

Di conseguenza il generatore, in fig. 2 A, vede un circuito in cui la corrente anticipa la tensione.

Ciò significa che l'impedenza meccanica (un'impedenza elettrica sostituita al generatore) è capacitiva, e viene rappresentata con M (per massa) nel circuito equivalente completo di fig. 2 C.

Al di sotto della frequenza di risonanza, invece, la rigidità della sospensione opera un controllo, e ciò appare nel circuito elettrico come un'induttanza, rappresentata con C (per compliance).

L'elemento resistivo corrisponde ad una tensione in fase, ed è una resistenza elettrica (R_m in fig. 2 C).

Ora, ci chiediamo, questi elementi sono in serie od in parallelo?

Ebbene, noi sappiamo che alla frequenza di risonanza l'impedenza cresce, quindi essi debbono essere in parallelo, come del resto è indicato in figura.

La curva completa dell'impedenza di un altoparlante tipico, in funzione della frequenza, è mostrata in fig. 3.

Con woofer a radiatore diretto ed altoparlanti a larga banda, il calo nella curva si verifica verso i 400 Hz, con impedenza di valore lievemente superiore alla resistenza della bobina mobile.

Il valore della differenza misura il rendimento elettromeccanico dell'altoparlante.

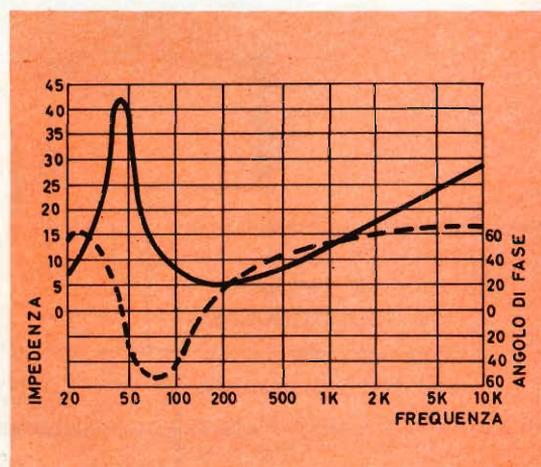


Fig. 3 - Curve tipiche dell'impedenza e dell'angolo di fase di un altoparlante.

Dal momento che l'incremento nel valore dell'impedenza è causato dalla contro-f.e.m. generata per il movimento della bobina mobile, risulta evidente che un notevole aumento dovrebbe essere provocato dall'alta velocità, e questo significa alto rendimento.

Ma, poiché gli altoparlanti a radiatore diretto hanno rendimenti tipici che vanno dall'1% fino a qualche unità per cento, non ci si deve aspettare un aumento notevole oltre il valore della resistenza alle frequenze medie.

Così, in pratica, il valore minimo dell'impedenza di un altoparlante è determinato in primo luogo dalla resistenza della bobina mobile.

Alle alte frequenze, come risulta dalla fig. 3, la curva dell'impedenza sale: ciò è dovuto all'induttanza della bobina mobile.

In un altoparlante a larga banda questo fatto non è desiderabile, poiché, con una sorgente essenzialmente a tensione costante, si riduce la corrente nella bobina mobile, con conseguente calo nella risposta alle frequenze alte.

Il mezzo più efficace per ridurre questo inconveniente è quello di coprire il polo centrale della struttura magnetica con una coppetta di rame, che agisce come un anello cortocircuitante e riduce al minimo l'induttanza della bobina.

Naturalmente questa coppetta occupa un po' dello spazio che potrebbe altrimenti essere occupato dalla struttura del magnete, quindi l'intensità del flusso è un poco ridotta, con qualche diminuzione nel rendimento totale.

Alla frequenza di risonanza, il picco nella curva è determinato in primo luogo dal-

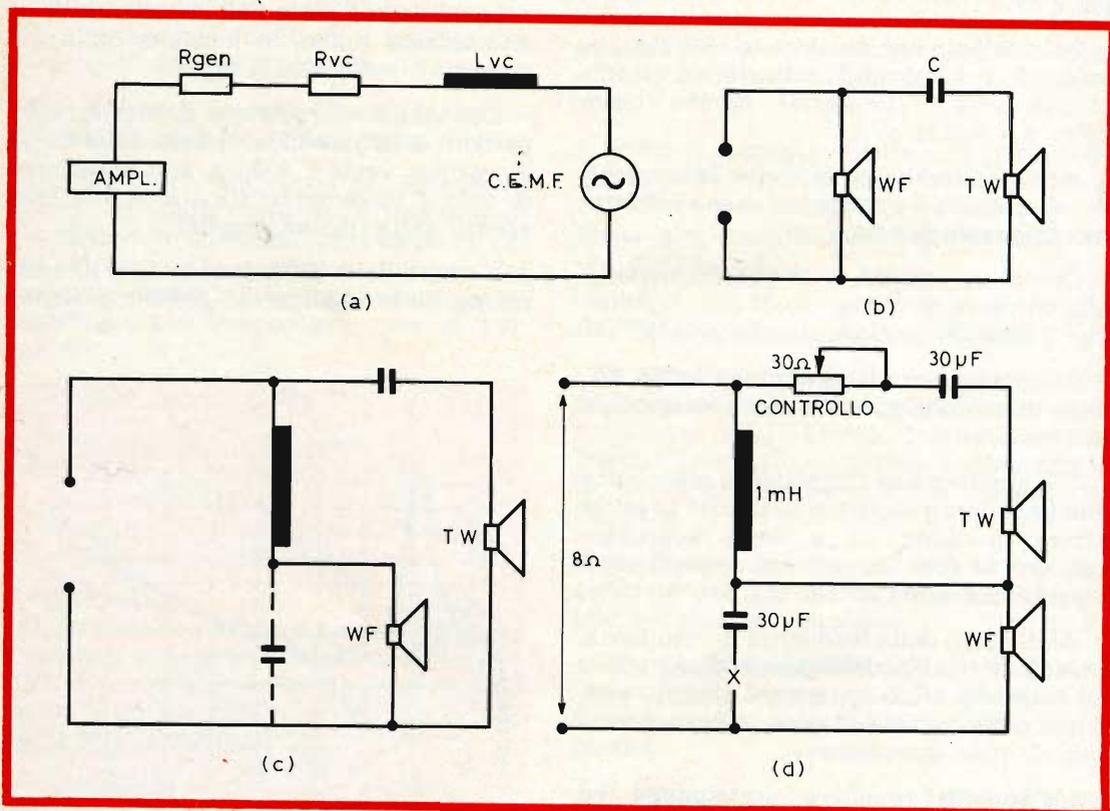


Fig. 4 - a) Circuito equivalente di un altoparlante collegato all'amplificatore; b), c), d) sistemi e reti a due vie.

CHINAGLIA S.A.S.

elettrocostruzioni

MIGNONTESTER 365

- tascabile
- con dispositivo di protezione
- portate 36
- sensibilità 20.000-10.000-5.000 Ω/V cc e ca

20000
 ΩV

CARATTERISTICHE -

SCATOLA in materiale anti-urto, calotta stampata in metacrilato trasparente che conferisce al quadrante grande luminosità. **STRUMENTO** tipo a bobina mobile e magnete permanente (sensibilità 20.000, 10.000, 5.000 ΩV) quadrante ampio con scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la regolazione dello zero. **POTENZIOMETRO**: per la regolazione dello zero dell'indice nelle portate ohmmetriche - **COMMUTATORE** di tipo speciale rotante per il raddoppio delle portate - **BOCCOLE** per tutte le portate - **PUNTALI** con manicotti ad alto isolamento - **ALIMENTAZIONE**: l'ohmmetro va alimentato da due pile a cartuccia da 1,5 V che vengono alloggiare nell'interno della scatola.

Dimensioni: mm. 90 x 87 x 37



Vcc	20 k ΩV - 100 mV - 2,5-25-250-1000 V
Vcc e CA	5-10 k ΩV - 5-10-50-100-500-1000 V
mA CC	50-100-200 μA - 500 mA - 1 A
dB	- 10 + 62 in 6 portate
V BF	5-10-50-100-500-1000 V
Ω	10 K (cs. 50 Ω) - 10 M Ω (cs. 50 K Ω)

Prezzo per Radiotecnici
franco ns/ Stabilimento

MIGNONTESTER 365

L. 8200

MIGNONTESTER 300

uguale formato 29 portate
sensibilità 2000-1000 ΩV

L. 7000

Richiedeteli presso i Rivenditori R.T.V.

● sede:

32100 BELLUNO
Via T. Vecellio,
32, Tel. 25102

● filiale:

20122 MILANO
Via C. del Fante,
14, Tel. 833371

● filiale:

(München) 8192
GARTEMBERG
Edelweissweg 28

l'intensità del flusso e dalle perdite per resistenza (damping) dell'altoparlante.

Il sistema meccanico in questo caso si comporta come una resistenza; se non ci fossero perdite ed il carico dell'aria, la velocità del cono sarebbe infinita.

Per un valore assegnato di perdita resistiva, la velocità è proporzionale al flusso utile, così come la contro-f.e.m. e la resistenza meccanica. Pertanto, quanto più potente è il magnete, tanto maggiore è il picco nella curva di impedenza alla frequenza di risonanza.

Ciò sembra essere in contrasto con l'affermazione che un altoparlante con un magnete potente è ben smorzato: in realtà, però, non lo è.

Infatti, quando l'altoparlante è collegato ad un amplificatore, che è una sorgente a bassa impedenza (alto fattore di smorzamento), viene a presentarsi un elemento di smorzamento addizionale - lo smorzamento elettrico fornito dall'amplificatore.

Adesso la contro-f.e.m. generata dal movimento della bobina mobile opera in un circuito chiuso (fig. 4 A): essa si oppone alla tensione fornita dall'amplificatore, con conseguente diminuzione della tensione effettiva che fa circolare corrente nella bobina mobile. Questo fatto, a sua volta, fa diminuire la corrente, il che riduce la velocità.

Pertanto la contro-f.e.m. si comporta in modo tale da opporsi alla propria azione, con il risultato che lo smorzamento del sistema viene aumentato.

IMPIANTI A PIU' ALTOPARLANTI

Con impianti a più altoparlanti, il problema dell'impedenza si fa considerevolmente più complesso.

Si consideri il sistema a due vie più semplice possibile (fig. 4 B). La rete di divisione consiste solo in un condensatore in serie al tweeter.

Il responso del woofer, come si sa, cade a frequenze medie e alte, ma, per ragioni di economia, non vengono usati sistemi elettrici per tenere queste frequenze fuori dall'altoparlante (filtri).

In fig. 5 si vedono le curve di impedenza del woofer solo, e quella totale del sistema, quando si aggiunge il tweeter.

Come risulta, sopra una banda considerevole di frequenza il valore dell'impedenza è ben lontano da quello nominale.

Ciò è causato dal fatto che si è usato un tweeter da 4Ω in un impianto da 8Ω .

Questo genere di cose accade quando il progettista cerca di ottenere un responso piatto con un tweeter che non ha il rendimento del woofer.

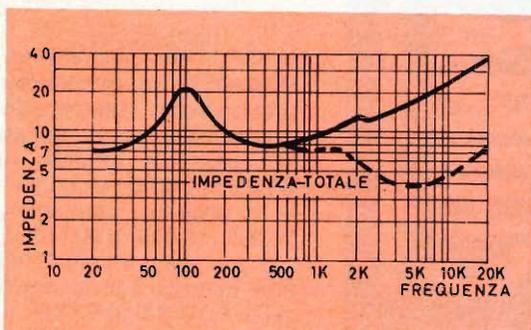


Fig. 5 - Impedenza di un sistema a due vie: a linea continua l'impedenza del woofer, a linea tratteggiata l'impedenza del sistema woofer più tweeter.

Al rendimento inferiore si rimedia facendo passare più corrente attraverso il tweeter di impedenza inferiore.

L'altra soluzione sarebbe quella di costruire un tweeter più efficiente, ma in questo caso occorrerebbe una struttura del magnete più pesante, il che ne fa aumentare il costo.

Con gli amplificatori a valvola, in questo caso si riduce semplicemente la potenza d'uscita, ottenibile su parte della gamma di frequenza, ma, come s'è detto, le conseguenze sono più gravi con amplificatori a transistor.

Un altro esempio di configurazione in cui può verificarsi un valore di impedenza troppo basso è illustrato in fig. 4 C.

Questo sistema a due vie può presentare una gobba nella curva di risposta, poiché il responso del woofer non è « tagliato » abbastanza nettamente.

La situazione può essere ovviata shuntando il woofer con un grosso condensatore (disegnato a linea tratteggiata).

Ora la gobba è sparita, però l'impedenza, intorno ai 2.000 Hz, è ben sotto al valore nominale.

Per risolvere definitivamente il problema, occorre una rete di divisione progettata correttamente, con un valore di induttanza maggiore e un condensatore più piccolo: così il responso è reso piatto, e l'impedenza è mantenuta ad un valore vicino a quello corretto.

Vediamo ora un caso in cui inaspettatamente può presentarsi un valore troppo basso di impedenza: consideriamo la rete di tipo serie di fig. 4 D.

In fig. 6 abbiamo la curva dell'impedenza (linea continua), che presenta un minimo di 6,5 Ω , valore accettabile per un sistema da 8 Ω nominali: in questo caso il controllo di attenuazione da 30 Ω (vedasi la fig. 4 D) era al minimo.

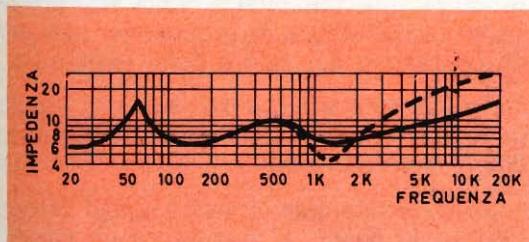


Fig. 6 - Curve dell'impedenza con il controllo del tweeter al massimo (linea piena), o al minimo (linea tratteggiata).

Si è portati a trascurare l'effetto prodotto portando al massimo di resistenza il controllo, poiché così si inseriscono ben 30 Ω nel circuito: tuttavia la linea tratteggiata di fig. 6 fa vedere che il valore minimo di impedenza è sceso a meno di 5 Ω .

La spiegazione è questa.

Con il tweeter al massimo (controllo in posizione di minima resistenza), la bobina da 1 mH, il condensatore da 30 μ F in alto, ed il tweeter, formano un circuito a risonanza parallelo, con un Q abbastanza alto da mantenere l'impedenza ad un valore alto nei pressi della frequenza di

incrocio. Invece con il tweeter al minimo (cioè con il controllo in posizione di massimo), in pratica nel circuito restano solo l'induttanza, il condensatore in basso, ed il woofer, con una impedenza inferiore.

La soluzione è semplice: basta inserire una resistenza da 1,8 Ω nel punto X (fig. 4 D).

Si ha così un effetto trascurabile sulla curva del woofer alla frequenza di taglio, ma l'impedenza è mantenuta ad un valore accettabile, come si può vedere in fig. 7.

Negli impianti a più altoparlanti è talvolta necessario usare due o più altoparlanti in parallelo su una data banda di frequenze (ad es. per le note basse) per ottenere una migliore distribuzione od una maggiore capacità di potenza.

Questi altoparlanti dovrebbero avere un'impedenza maggiore di quella degli altri altoparlanti, in modo che la loro impedenza, quando non collegati in parallelo, sia uguale all'impedenza nominale.

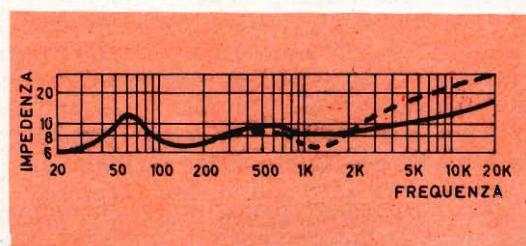


Fig. 7 - Lo stesso sistema esaminato in fig. 6, con l'aggiunta di una resistenza da 1,8 Ω .

Talvolta, però, non è possibile ottenere unità con impedenza di valore conveniente o può essere antieconomico fabbricarne.

La conseguenza è che l'impedenza, sopra parte della gamma di frequenze, è troppo bassa, non potendosi usare unità con impedenze convenienti.

Abbiamo eseguito misure sopra un buon numero di sistemi di altoparlanti commerciali ed abbiamo tracciato le curve della loro impedenza sopra lo spettro di frequenze audio.

Abbiamo indicato i punti nei quali l'impedenza ha valori inaccettabilmente bassi.

Con questi sistemi ad alta fedeltà, per ottenere un funzionamento sicuro agli alti livelli di potenza con amplificatori a transistor, occorre usare una resistenza da $2\ \Omega$ in serie ad essi.

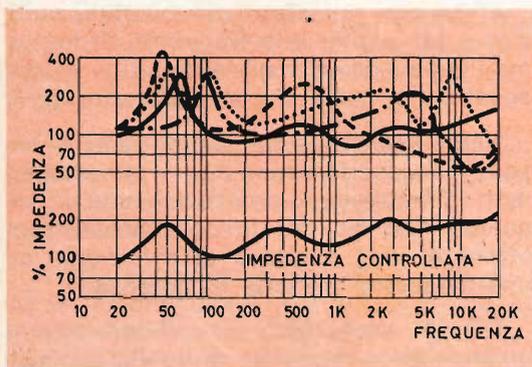


Fig. 8 - Variazione dell'impedenza rispetto al valore nominale in alcuni altoparlanti in commercio. La curva inferiore è relativa ad un sistema ad impedenza controllata.

Una delle curve appartiene ad un sistema di altoparlanti con impedenza controllata lungo la gamma delle audiofrequenze; la differenza è chiaramente visibile.

Un trasformatore-adattatore di impedenza potrebbe risolvere il problema, ma deve essere di alta qualità, con un valore alto di induttanza nel primario: neanche questa soluzione sarebbe dunque economica.

COME MISURARE L'IMPEDENZA DI UN ALTOPARLANTE

L'impedenza di un altoparlante può essere misurata assai facilmente usando solo un generatore audio ed un voltmetro elettronico.

Sono necessari solo altri due componenti: una resistenza ad alta potenza, da 5 o 10 W (resistenza in serie R_s ; si veda la fig. 9), di valore pari ad almeno venti volte quello della impedenza da misurare, e una resistenza di precisione R_p , che preferibilmente deve avere un valore uguale all'impedenza nominale dell'altoparlante, ma può anche avere ogni altro valore, dalla metà al doppio.

Il dispositivo va sistemato come in fig. 9.

Il primo passo da fare è la calibrazione.

Con il deviatore in posizione « A », la resistenza di precisione è collegata ai terminali del voltmetro.

L'uscita del generatore va regolata per produrre una tensione a 1.000 Hz, attraverso la resistenza di precisione, pari ad un centesimo del valore della resistenza.

Ad esempio, se R_p è pari a $8\ \Omega$, si regoli la tensione d'uscita in modo da leggere 80 mV sul voltmetro.

Se la portata del voltmetro non si estende così in basso, si può usare un valore superiore, ma occorre ricordare che il generatore sta producendo una tensione di uscita molto maggiore di quella letta, e si può quindi produrre distorsione.

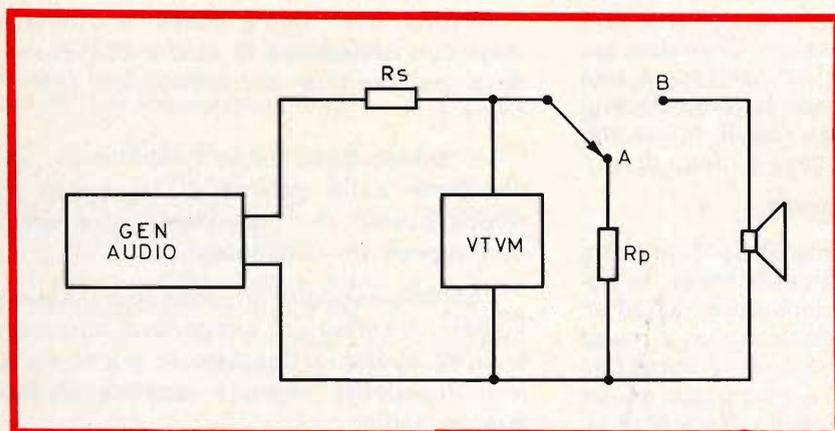


Fig. 9 - Disposizione circuitale adottata per misurare la impedenza di un altoparlante.

La calibrazione effettuata permette la lettura della scala in ohm: basta infatti moltiplicare il valore letto in volt per cento (se viene usata una tensione di valore superiore, il rapporto corrispondente è usato per leggere il voltmetro in ohm).

Si passi alla posizione « B »: ora è possibile misurare l'impedenza dell'altoparlante.

Si fa una serie di letture di impedenza sopra l'intera gamma di frequenze audio e i risultati permettono di tracciare una curva dell'impedenza in funzione della frequenza.

Il valore minimo di impedenza è osservabile facilmente. Esso deve trovarsi entro il 10% dell'impedenza nominale.

Se il sistema sottoposto a misurazione è dotato di controlli di livello per differenti canali, come il tweeter ed il mid-range, occorre tracciare curve con diverse combinazioni di posizione dei controlli: infatti questi regolatori possono influenzare notevolmente l'impedenza del sistema.

È necessario porre in rilievo il fatto che l'impedenza alla frequenza di risonanza, e nei pressi di essa, varia con il livello di potenza usato, e quindi i risultati ottenuti con questo metodo possono non essere esattamente gli stessi ricavati effettuando la misura con una potenza di entrata sull'altoparlante pari ad un decimo della sua potenza nominale.

Tuttavia non siamo interessati particolarmente alla accuratezza di misurazione in questa parte della curva, in quanto qui l'impedenza di solito va ben oltre il suo valore nominale.

Specificazioni dei fabbricanti

Spesso non è cosa comoda misurare l'impedenza di un sistema di altoparlanti, specie prima dell'acquisto.

Come, quindi, può l'audiofilo determinare la convenienza di un sistema prima dell'acquisto?

La risposta è: richiedere che il fabbricante specifichi non solo l'impedenza no-

minale ma anche il valore minimo d'impedenza entro la gamma audio o, preferibilmente, la curva dell'impedenza rispetto alla frequenza.

La definizione di **impedenza nominale** non è così largamente nota come dovrebbe. Secondo la definizione data dagli standard IEEE ed EIA, essa è « il valore di una resistenza pura, specificata dal fabbricante, in cui si misura la potenza elettrica disponibile sull'altoparlante ».

Si intende di indicare a quale presa del trasformatore d'uscita dell'amplificatore l'altoparlante dovrebbe essere collegato.

Essa non è l'impedenza dell'altoparlante ad una frequenza designata di riferimento, ma è, **idealmente**, l'impedenza media sopra la banda di frequenze trasmessa dall'altoparlante, calcolata dallo spettro del segnale con cui l'altoparlante verrà usato.

Per altoparlanti a radiatore diretto può essere misurata aggiungendo il 10% al valore minimo della grandezza dell'impedenza, misurata nella banda di frequenze sopra alla frequenza di risonanza del cono, oppure aggiungendo il 20% al valore della resistenza in C.C. della bobina mobile.

Lo standard EIA stabilisce anche che l'impedenza dell'altoparlante (non l'impedenza nominale) debba essere presentata nei termini di grandezza ed angolo di fase in funzione della frequenza.

Questa è esattamente l'informazione che è richiesta per determinare quando può aversi un funzionamento sicuro o meno con un amplificatore a transistor.

Naturalmente, a lungo andare, sarà difficilmente necessario per l'audiofilo esaminare minuziosamente tutte queste informazioni.

I fabbricanti d'altoparlanti sono consapevoli del problema e si pensa che nel loro interesse, come in quello dei loro clienti e dei fabbricanti di amplificatori a transistor, essi vorranno rivedere i loro progetti quando è necessario, cosicché tutti i sistemi sul mercato siano perfettamente sicuri per l'uso con amplificatori a transistor.

L'INSTALLAZIONE DI ALTOPARLANTI ADDIZIONALI IN PARALLELO

Dal momento che un amplificatore a transistor richiede che l'impedenza del carico sia mantenuta sopra un certo valore minimo, ne deriva che, quando è necessario far funzionare diversi altoparlanti contemporaneamente, bisogna fare in modo di rispettare questa condizione.

La faccenda invero sarebbe semplice se si potessero reperire altoparlanti con ogni valore desiderato di impedenza.

Sfortunatamente gli altoparlanti vengono costruiti con impedenze nominali di 4,8 e 16 Ω : non esiste un tipo con la possibilità di scegliere i valori desiderati di impedenza.

I mezzi per collegare altoparlanti in parallelo possono essere divisi in due classi: quelli interni e quelli esterni all'amplificatore.

Alcuni amplificatori hanno la possibilità di mettere in parallelo l'impianto principale ed altri secondari.

Per risolvere il caso in cui gli altoparlanti, in parallelo, hanno un'impedenza di carico troppo bassa, si provvede ad inserire una resistenza in serie nell'amplificatore.

Si supponga, ad esempio, che il valore minimo di impedenza per un amplificatore sia 3 Ω , e di voler usare due altoparlanti da 4 Ω in parallelo, con 2 Ω di impedenza totale: basta semplicemente inserire una resistenza da 1 Ω per assicurare la protezione richiesta.

Purtroppo questa resistenza farà diminuire il valore del fattore di smorzamento e causerà un piccolo picco nella curva di risposta alla frequenza di risonanza in un altoparlante progettato per responso lineare, con un amplificatore ad alto fattore di smorzamento (con un altoparlante sovra-smorzato, invece, ciò dovrebbe migliorare il responso ai bassi).

Per evitare quest'inconveniente, in alcuni amplificatori si usano controreazioni negative attraverso la resistenza in serie per mantenere alto il fattore di smorzamento.

ALTOPARLANTI IN SERIE

Perché non far funzionare gli altoparlanti in serie?

Se essi sono identici, non c'è niente da dire, ma se non lo sono, possono sorgere tutti i generi di interazioni indesiderate tra di loro, con conseguenze facili ad immaginarsi.

Il caso più semplice è quello in cui essi hanno differenti impedenze nominali.

Se, ad esempio, un altoparlante da 4 Ω ed uno da 8 Ω sono collegati in serie, la stessa corrente passerà attraverso entrambi, e l'altoparlante da 8 Ω riceverà due volte la potenza di quello da 4 Ω .

Questa, tuttavia, è una semplificazione grossolana di ciò che avviene in realtà, poiché invero le impedenze dei due altoparlanti variano sopra la gamma delle frequenze.

Per illustrare questo effetto, si consideri il caso estremo di un altoparlante economico in serie ad un sistema ad alta fedeltà, entrambi con 8 Ω di impedenza nominale.

Il secondo probabilmente risuona intorno ai 45 Hz ed ha un'impedenza minima di 6 Ω nella regione che va da 100 a 400 Hz.

L'altoparlante economico può risuonare a 90 Hz nel suo box e presentare un'impedenza minima di 30 Ω alla frequenza di risonanza.

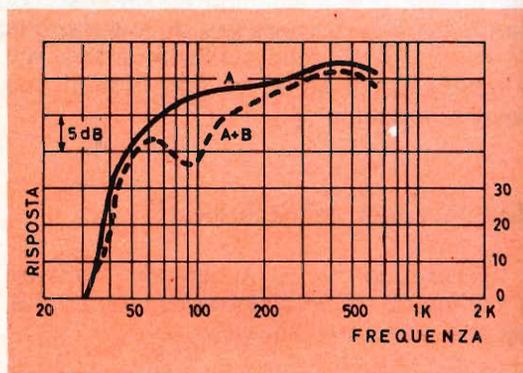
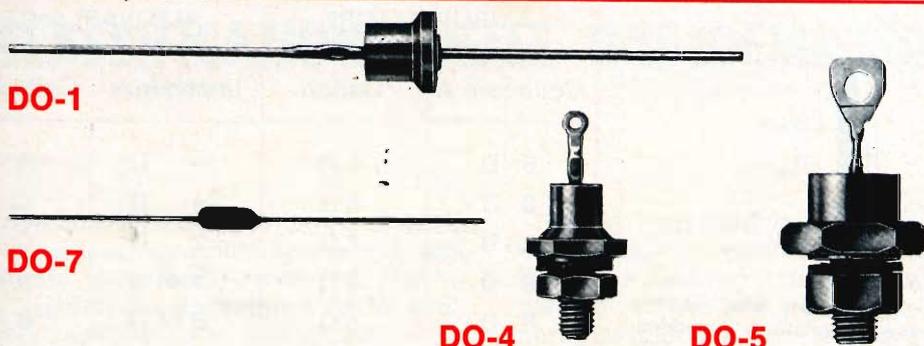


Fig. 10 - La curva A è relativa ad un sistema ad alta fedeltà; la curva A + B è ottenuta aggiungendo in serie al primo un altoparlante di tipo economico.

DIODI ZENER PHILIPS

una gamma completa
per tutte le
applicazioni industriali



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



fino a 75V al 5%

BZY 78 | fattore di stabilità = $\pm 1\%$ con $I_z = 11,5 \text{ mA} \pm 10\%$, $T_{\text{amb}} = -50 \div +100^\circ\text{C}$



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

A 90 Hz l'impedenza dei due altoparlanti in serie è pari a 36Ω .

Il sistema ad alta fedeltà ha $1/6$ della tensione d'uscita attraverso di sé.

Alle frequenze medie le impedenze sono uguali e l'altoparlante ad alta fedeltà riceve $1/2$ della tensione d'uscita.

La tensione d'entrata relativa, a 90 Hz, è pari a circa $1/3$, con un calo di almeno 10 dB nel responso.

La fig. 10 mostra le misure effettuate con tale combinazione circuitale.

Oltre a ciò, dal momento che il sistema ad alta fedeltà guarda su una impedenza di sorgente consistente nell'altro altoparlante in serie con l'amplificatore, l'effetto sul fattore di smorzamento può facilmente immaginarsi.

Nel circuito equivalente di un trasformatore l'induttanza del primario è un elemento shunt.

Un valore troppo basso significa un corto circuito virtuale a frequenze molto basse, ed un carico prevalentemente reattivo alle frequenze immediatamente superiori: ovvero accade proprio quanto stiamo cercando di evitare nel caricare un amplificatore.

È quindi necessario usare un trasformatore di alta qualità.

È interessante notare che non occorre un gran numero di prese onde avere una grande varietà di combinazioni di trasformazione: infatti un trasformatore da $16-8-4 \Omega$ può venire usato per carichi di $4,2, 1,44, 0,64$ e $0,32 \Omega$ se l'amplificatore accetta con sicurezza carichi da 8Ω (vedi fig. 11).

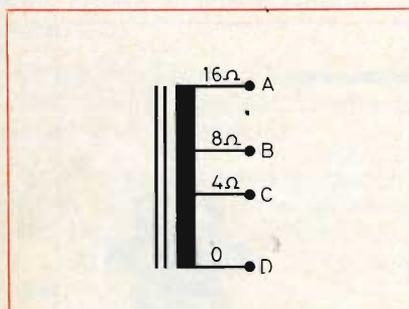


Fig. 11 - Uso di un trasformatore a più prese per adattare l'impedenza d'uscita.

AMPLIFICATORE		ALTOPARLANTE/I	
Collegare A	Carico	Impedenza	Collegare A
B - D	8Ω	16Ω	A - D
B - D	8Ω	4Ω	C - D
A - D	8Ω	2Ω	C - D
B - D	8Ω	$1,44 \Omega$	A - B
B - D	8Ω	$0,64 \Omega$	B - C
A - D	8Ω	$0,32 \Omega$	B - C

USO DI UN TRASFORMATORE-ADATTATORE

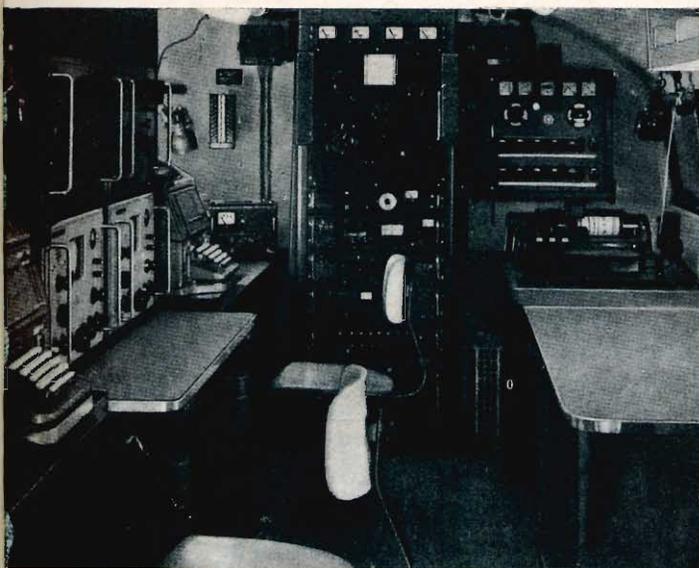
C'è un dispositivo ben conosciuto per cambiare l'impedenza, anche se è un po' in discredito nei circoli di audiofili: è il trasformatore.

Operando con basse impedenze, con rapporti di trasformazione abbastanza piccoli e senza C.C. nel primario (diversamente, quindi, da un trasformatore di uscita di un amplificatore), questo è un dispositivo molto efficace e non troppo costoso, e può essere progettato per una banda di frequenza molto ampia, senza scivolamento di fase.

Non sono desiderabili potenze ineguali a differenti altoparlanti: in taluni casi tuttavia può essere utile far funzionare gli altoparlanti secondari a volume ridotto.

In questo caso si dovrebbe usare un altoparlante secondario con impedenza maggiore di quella del sistema principale, oppure si può usare un attenuatore fisso o variabile, o ancora un semplice potenziometro.

Quest'ultimo dovrebbe avere una resistenza pari ad almeno 5 volte quella dell'altoparlante: esso ridurrà il carico dell'amplificatore, con la sua resistenza in serie all'altoparlante, e permetterà il funzionamento a basso volume.



RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

CLASSIFICAZIONE DELLE RADIOEMISSIONI

I radioamatori, come i professionisti, per regolamento devono conoscere la classificazione delle radio-emissioni, che riveste particolare importanza nello svolgimento regolare della loro attività.

Tutte le radioemissioni sono distinte da uno o più simboli che consentono di definire le loro caratteristiche sia nelle nomenclature sia durante le comunicazioni. Esse, in linea di massima, sono classificate secondo le seguenti caratteristiche:

- 1°) **Tipo della modulazione dell'onda portante principale;**
- 2°) **Tipo della trasmissione;**
- 3°) **Caratteristiche supplementari.**

Nelle seguenti tabelle, a fianco della caratteristica dell'emissione, indichiamo il **simbolo codificato** che contraddistingue l'emissione e che dovrebbe essere ricordato a memoria.

Per le emissioni telegrafiche i sistemi maggiormente in uso sono il tipo **A1** e **F1**. Il primo è noto con il nome di **tutto/niente**, dall'inglese **ON/OFF**, per il fatto che l'onda portante ogni qualvolta il tasto interrompe il circuito si interrompe a sua volta. Il sistema modulazione di frequenza **F1** noto con il nome di **FSK** (frequency shift keying) consiste nel far deviare la frequenza emessa fra due valori vicinissimi fra loro dei quali, uno rappresenta il segnale utile e l'altro l'intervallo. Queste due frequenze si ottengono tramite due distinti oscillatori dimodoche l'emissione può essere paragonabile a quella di due distinte emissioni complementari in **ON/OFF**.

Occorre tenere presente che detto tipo di trasmissione non ha nulla in comune con quella usata anticamente per le emissioni effettuate con l'arco Poulsen. In quest'ultima l'arco non poteva essere interrotto e di conseguenza si aveva un'onda di lavoro ed un'onda di riposo. Quest'ultima si otteneva cortocircuitando parte della bobina del circuito oscillante.

TIPI DI MODULAZIONE DELL'ONDA PORTANTE PRINCIPALE

caratteristica	simbolo
a) Ampiezza	A
b) Frequenza (o fase)	F
c) Impulso	P
d) Emissioni ad onde smorzate (usate attualmente soltanto in alcuni tipi di apparati di soccorso)	B

TIPI DI TRASMISSIONE

a) Assenza di modulazione, cioè emissione di un'onda continua	0
b) Telegrafia senza modulazione di frequenza udibile	1
c) Telegrafia per manipolazione tutto o niente (ON/OFF) di una o più emissioni modulate (caso particolare emissione continua di una nota modulata)	2
d) Telefonia, compresa la radiodiffusione	3
e) Fac-simile (con modulazione dell'onda portante principale sia direttamente, sia mediante una sottoportante modulata in frequenza)	4
f) Televisione (solo il video)	5
g) Telegrafia in duplex a 4 frequenze	6
h) Telegrafia armonica a più canali	7
i) Altri casi non previsti	9

CARATTERISTICHE SUPPLEMENTARI

a) Banda laterale doppia	nessuno
b) Banda laterale unica:	
— onda portante ridotta	A
— onda portante completa	H
— onda portante soppressa	J
c) Due bande laterali indipendenti	B
d) Banda laterale residua	C
e) Impulsi:	
— ampiezza modulata	D
— larghezza modulata	E
— fase (o posizione) modulata	F
— modulazione tramite impulsi codificati	G

Qui di seguito riportiamo la classificazione dettagliata di alcune emissioni facendo uso dei suddetti simboli in modo che sia possibile comprenderne con maggiore facilità il loro uso.

Tipo di modulaz.	Tipo di trasmissione	simbolo
Ampiezza	<p>Assenza di qualsiasi modulazione</p> <p>Telegrafia senza modulazione tramite frequenza udibile (tutto/niente)</p> <p>Telegrafia per manipolazione tutto o niente di una o più frequenze udibili (caso particolare emissione modulata con una nota non manipolata)</p> <p>Telefonia:</p> <p>a) doppia banda laterale</p> <p>b) banda laterale unica con onda portante ridotta</p> <p>c) banda laterale unica onda portante soppressa</p> <p>d) due bande laterali indipendenti</p> <p>Fac-simile con modulazione dell'onda portante principale sia direttamente che tramite sotto portante modulata in frequenza</p> <p>Fac-simile con banda laterale unica portante ridotta</p> <p>Televisione</p> <p>Televisione con banda laterale residua</p> <p>Telegrafia armonica a più canali</p> <p>Telegrafia armonica a più canali con banda laterale unica con onda portante ridotta</p> <p>Come caso non previsto si può considerare, per esempio, quello di due bande laterali indipendenti, una in telefonia l'altra in telegrafia</p>	<p>A0</p> <p>A1</p> <p>A2</p> <p>A3</p> <p>A3A</p> <p>A3J</p> <p>A3B</p> <p>A4</p> <p>A4A</p> <p>A5</p> <p>A5C</p> <p>A7</p> <p>A7A</p> <p>A9B</p>
Frequenza (o fase)	<p>Telegrafia (manipolazione per spostamento di frequenza) senza modulazione</p> <p>Telegrafia per manipolazione, tutto o niente, di una frequenza udibile di modulazione di frequenza o per manipolazione, tutto o niente, di una emissione modulata in frequenza (caso particolare emissione modulata in frequenza non manipolata)</p> <p>Fac-simile per modulazione diretta in frequenza dell'onda portante</p> <p>Telefonia</p> <p>Televisione</p> <p>Telegrafia duplex a 4 frequenze</p>	<p>F1</p> <p>F2</p> <p>F4</p> <p>F3</p> <p>F5</p> <p>F6</p>
Impulsi	<p>Onda portante trasmessa per impulsi senza modulazione</p> <p>Telegrafia per manipolazione tutto/niente di una portante trasmessa per impulsi senza modulazione</p> <p>Telegrafia per manipolazione, tutto/niente, di una o più frequenze udibili come segue:</p> <p>a) frequenza udibile, o frequenze udibili, che modulano l'ampiezza degli impulsi</p> <p>b) frequenza udibile, o frequenze udibili, che modulano la larghezza degli impulsi</p> <p>c) frequenza udibile, o frequenze udibili, che modulano la fase, o la posizione, degli impulsi</p> <p>Telefonia:</p> <p>a) impulsi modulati in ampiezza</p> <p>b) impulsi modulati in larghezza</p> <p>c) impulsi modulati di fase (o posizione)</p> <p>d) modulazione tramite impulsi codificati</p>	<p>P0</p> <p>P1D</p> <p>P2D</p> <p>P2E</p> <p>P2F</p> <p>P3D</p> <p>P3E</p> <p>P3F</p> <p>P3G</p>

Il sistema **FSK** per quanto richiede, in ricezione ed in trasmissione, dei circuiti supplementari, ha ottenuto un grandissimo successo dato che con esso è possibile ottenere gli stessi risultati del sistema ON/OFF con una potenza inferiore di circa 10 dB rispetto a quella che è necessaria in detto sistema.

Circa la teoria e la tecnica in uso per tali tipi di emissioni rimandiamo i lettori alle apposite pubblicazioni che si trovano anche in Italia.

SCHEMI UTILI AI RADIOAMATORI

Pubblichiamo un'altra serie di schemi di oscillatori a quarzo, che completa quella pubblicata nel numero scorso, che possono essere della massima utilità ai radioamatori per provare cristalli, realizzare oscillatori di bassa, alta e altissima frequenza ed altri usi.

In questi apparecchi sono stati adoperati dei quarzi della Betron, facilmente reperibili in Italia dei quali, per ogni singolo schema, indichiamo il tipo consigliabile.

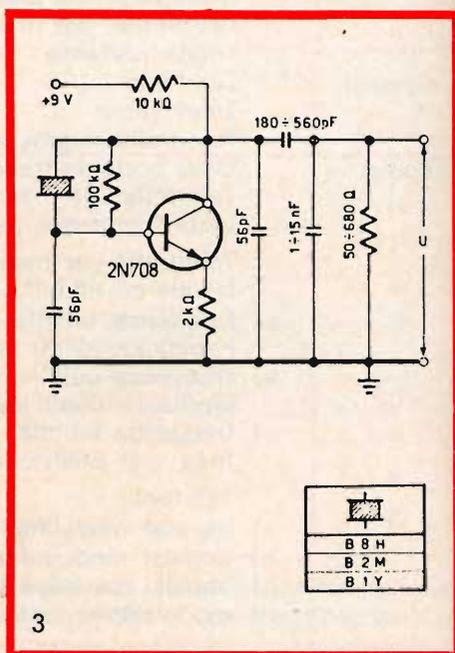
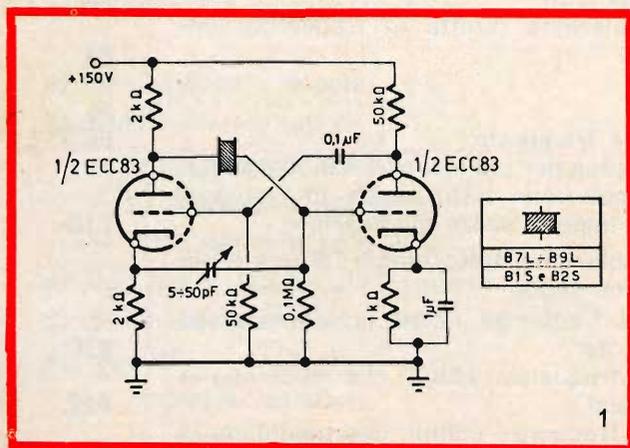
In figura 1 è illustrato un oscillatore a quarzo per frequenze comprese fra 700 e 5.000 Hz nel quale si fa uso di triodo

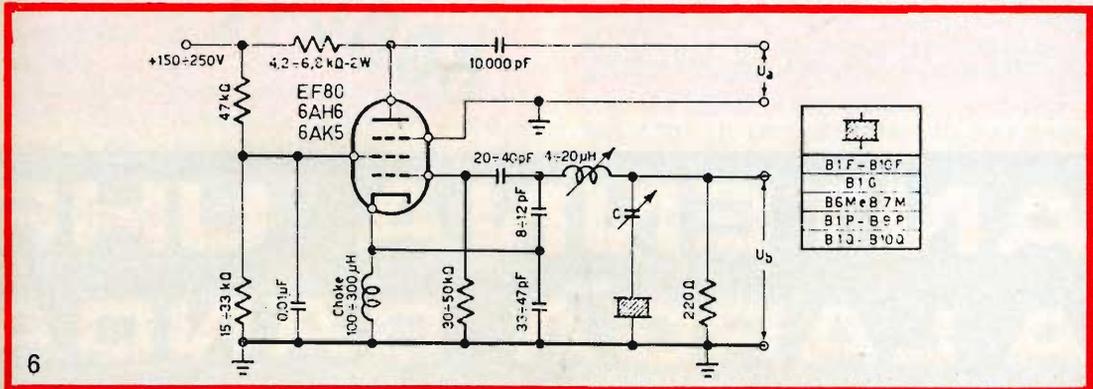
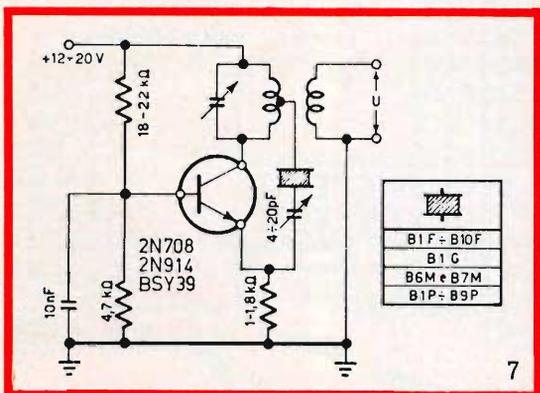
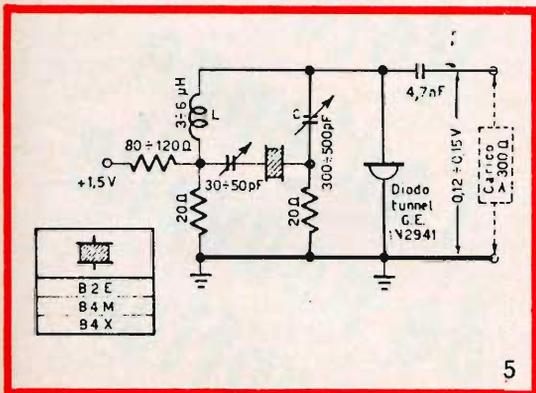
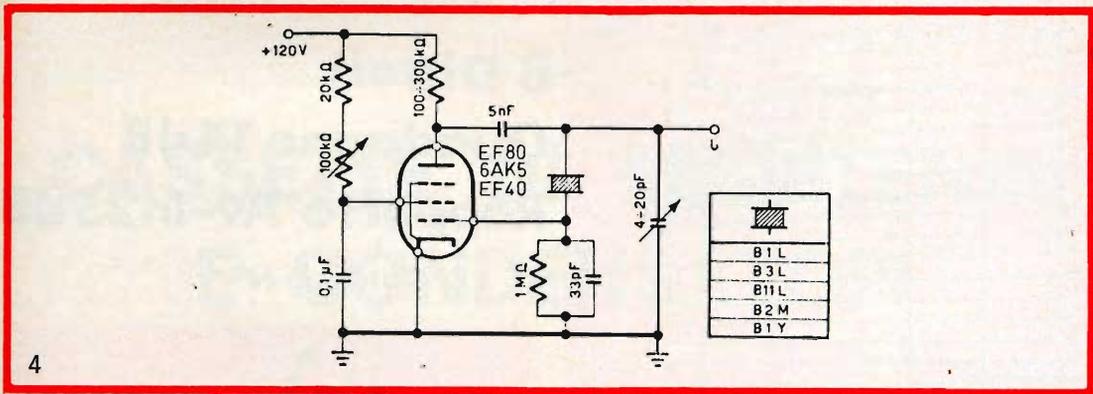
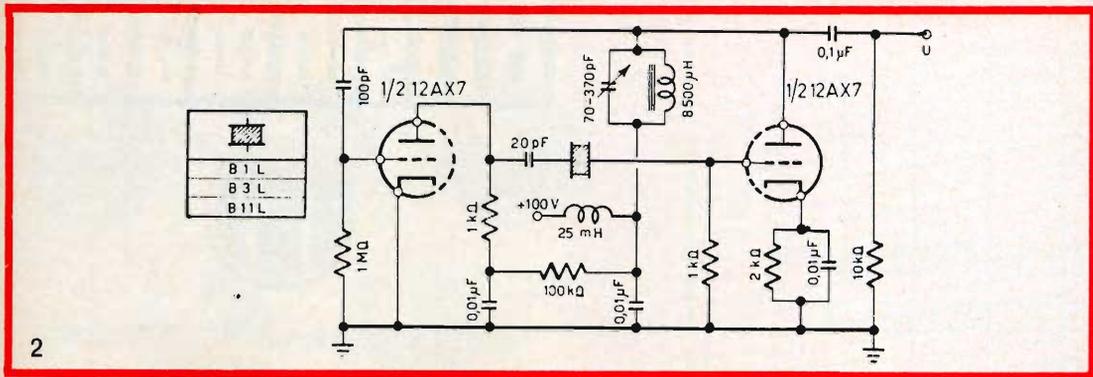
ECC83. Per l'alimentazione occorrono 150 V più la tensione di filamento. La figura 2 si riferisce invece ad un oscillatore ad una valvola 12AX7 il quale, mediante l'impiego di quarzi adatti, può coprire la gamma compresa fra 90 e 250 kHz.

Le figure 3 e 4 si riferiscono a due oscillatori che possono coprire la gamma compresa fra 100 e 500 kHz. Il secondo fa uso di una valvola EF80 (o 6AK5 oppure EF40) il primo è del tipo transistorizzato mediante il Tr 2N708.

La figura 5 concerne un interessante oscillatore per quarzi da 3 a 9 kHz nel quale si fa uso di un diodo tunnel tipo GE 1N2941. Naturalmente tanto l'induttanza **L** quanto il condensatore **C** dovranno essere sintonizzati sulla frequenza del quarzo.

Un oscillatore a valvola (EF80, 6AH6 o 6AK5) adatto a coprire la gamma fra i 10 ed i 60 MHz è mostrato in figura 6, mentre, infine, in figura 7 è visibile lo schema di un oscillatore a transistori adatto a coprire la gamma compresa fra i 10 ed i 120 MHz. Il circuito naturalmente dovrà essere sintonizzato sulla frequenza del quarzo. Il transistor dovrà essere scelto fra i tipi 2N708, 2N914 o BSY39.





Hirschmann



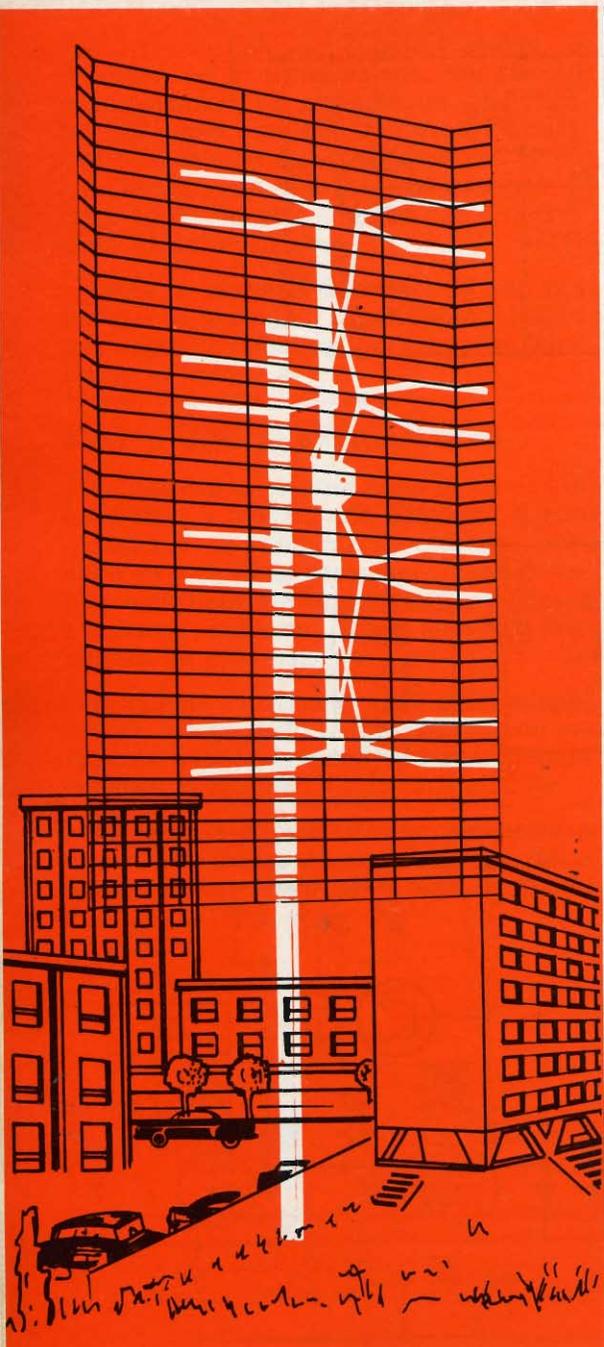
Richard Hirschmann, 73 Esslingen, P.O.B. 110, West-Germany

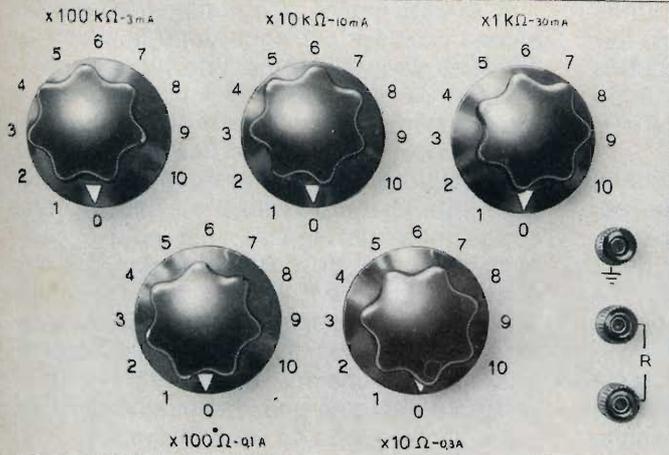
8 Dipoli
Guadagno 14dB
Rapporto Av-In 25dB

Catalogo N°

**Voici
l'antenne
de nouvelle
conception**

**ANTENNA UHF
A LARGA BANDA
CON RIFLETTORI A GRIGLIA**





STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

CASSETTE DI RESISTENZE E CONDENSATORI

Accessori di grande utilità per il laboratorio radioelettronico sono le cassette di resistenze e di capacità, con le quali è possibile ottenere una estesa gamma di valori di resistenze e di capacità, con una notevole risoluzione.

È facilmente intuibile l'esteso campo di applicazione di tali accessori, sia nel campo del progetto e degli esperimenti, sia nel campo delle riparazioni: infatti è possibile con essi determinare con esattezza il valore ottimale di un componente di un circuito, come ad esempio il valore di una resistenza di reazione che dà luogo alle migliori condizioni di funzionamento del circuito in cui essa è inserita, oppure il valore del condensatore che manda in risonanza un circuito, oppure ancora il più conveniente valore da assegnare alla resistenza di carico di uno stadio amplificatore.

Poiché inoltre tali cassette sono costituite da componenti di una certa precisione, esse possono essere ottimamente usate quali elementi di confronto per la determinazione del valore di componenti incogniti, ed anche come elementi costitutivi di circuiti a ponte.

Numerose sono comunque le possibilità di impiego ed il loro uso è molto semplice. In questo breve articolo presentiamo una cassetta di resistenze ed una cassetta di capacità, che consentono di ottenere valori di resistenza compresi tra 10Ω e $1.111.110 \Omega$, con scatti di 10Ω , aventi la precisione dell'1%, e valori di capacità compresi tra 100 pF e 111.100 pF , con scatti di 100 pF , aventi la precisione del 5%.

DECADI DI RESISTENZE

La cassetta di resistenze è costituita da cinque decadi di resistenze; ognuna di tali decadi è a sua volta costituita dalla serie di dieci resistenze tutte uguali ed inserite, una alla volta, in serie mediante commutatori (fig. 1). La prima decade comprende dieci resistenze di 10Ω , e copre la gamma $0 \div 100 \Omega$ con scatti di 10Ω ; la seconda, formata da resistenze di 100Ω , si estende da 0 a 1000Ω con scatti di 100Ω ; la terza varia da 0 a $10 \text{ k}\Omega$, con scatti di 1000Ω ; la quarta da 0 a $100 \text{ k}\Omega$ con scatti di $10 \text{ k}\Omega$ e la quinta da 0 a $10 \text{ M}\Omega$ con scatti di $100 \text{ k}\Omega$. La gamma complessiva si estende quindi da 0 a $1.111.110 \Omega$ con scatti di 10Ω .

Le cinque decadi sono, tra di loro, collegate in serie, per cui la prima decade fornisce le decine, la seconda le centinaia, la terza le migliaia, la quarta le decine di migliaia, la quinta le centinaia di migliaia.

A titolo illustrativo riportiamo in tabella I alcuni esempi: nella prima colonna appare il valore da formare e nelle successive le posizioni dei commutatori delle decadi. Supponiamo, di voler ottenere una resistenza di 1.380 Ω : in tal caso si porterà la prima decade ($\times 10 \Omega$) sul valore « 8 », la seconda ($\times 100 \Omega$) sul valore 3, la terza ($\times 1000 \Omega$) sul valore 1, mentre la quarta ($\times 10 \text{ k}\Omega$) e la quinta ($\times 100 \text{ k}\Omega$) dovranno trovarsi sul valore 0.

A questo punto si rendono necessarie alcune precisazioni riguardanti la precisione delle decadi, e, in primo luogo, consideriamo la differenza fra « precisione » e « risoluzione ». Con il termine « risoluzione », usato anche nell'ottica per definire il dettaglio più fine che esiste nell'immagine, intendiamo il valore più piccolo che è possibile distinguere; nel nostro caso la risoluzione è di 10 Ω , il che significa che possiamo variare il valore della resistenza totale di 10 Ω in 10 Ω . Vediamo però quale significato può avere tale risoluzione: è infatti vero che sul valore della resistenza totale abbiamo una risoluzione di 10 Ω , ma è anche vero che la variazione di 10 Ω sulla resistenza complessiva, che può ar-

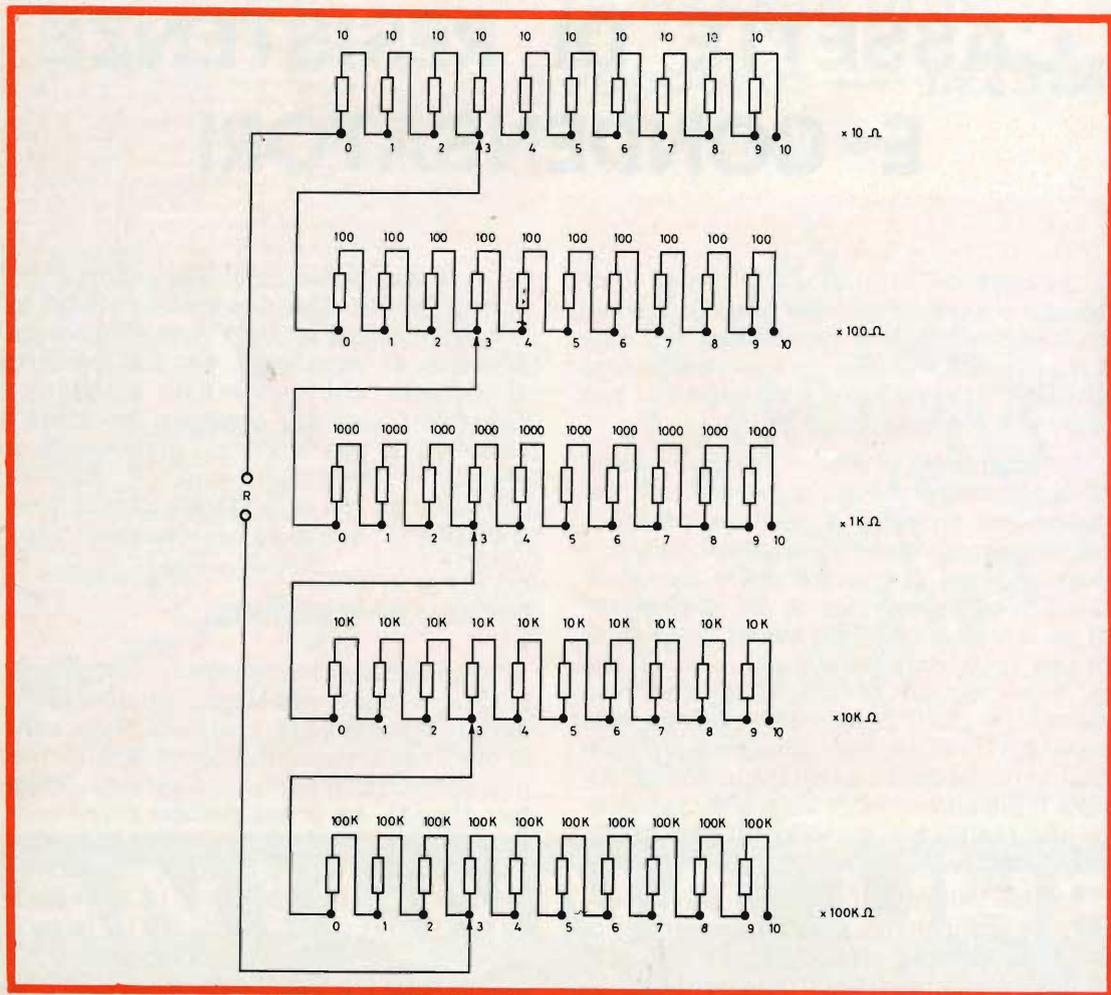


Fig. 1 - Schema elettrico della cassetta di resistenze.

TABELLA I

Valore	5 ^a decade x 100 kΩ	4 ^a decade x 10 kΩ	3 ^a decade x 1 kΩ	2 ^a decade x 100 Ω	1 ^a decade x 10 Ω
30	0	0	0	0	3
340	0	0	0	3	4
1.380	0	0	1	3	8
23.590	0	2	3	5	9
105.700	1	0	5	7	0
528.000	5	2	8	0	0
1.111.110	10	10	10	10	10

rivare sino a 1.111.110 Ω, esigerebbe, per essere apprezzata, una precisione migliore dello 0,001%, di gran lunga superiore alla precisione dei componenti usati. Pertanto, usando resistenze aventi la precisione dell'1%, pur essendovi una risoluzione di 10 Ω, l'affidamento che essa può dare è in realtà ridotta all'1%; ciò significa che per un valore di 1.012.340 le cifre significative sono le prime tre, in quanto esse sono affette da una incertezza dell'ordine dell'1%, cioè la resistenza vale 1,01 MΩ.

Facciamo inoltre notare che, essendo la resistenza complessiva formata da tante resistenze collegate in serie, aventi cia-

scuna la precisione dell'1%, la precisione della resistenza complessiva risulta ancora essere dell'1% (1).

REALIZZAZIONE PRATICA

La precisione della decade di resistenze dipende evidentemente dalla precisione dei componenti; usando resistenze all'1% si ottiene un buon risultato, ma evidentemente il costo è elevato. Avendo la possibilità di selezionare, ad esempio mediante un ponte, resistenze di tipo commerciale non di precisione, in modo da scegliere

(1) Supponiamo infatti di sommare due valori a e b , ciascuno affetto dall'errore assoluto (meglio sarebbe chiamarlo «incertezza dell'errore») δa e δb ,

e quindi dall'errore relativo $\eta a = \frac{\delta a}{a}$ e $\eta b = \frac{\delta b}{b}$

Chiamando con c la loro somma, e supponendo che essa sia affetta da un errore δc , si ha:

$$c + \delta c = a + \delta a + b + \delta b$$

da cui

$$c = a + b, \text{ e } \delta c = \delta a + \delta b.$$

L'errore relativo vale allora $\eta c = \frac{\delta c}{c} = \frac{\delta a + \delta b}{c} =$

$$= \frac{\delta a}{c} + \frac{\delta b}{b} \text{ da cui, moltiplicando numeratore}$$

e denominatore dei due termini rispettivamente

$$\text{per } a \text{ e per } b, \text{ si ha: } \eta c = \frac{\delta a}{a} \frac{a}{c} + \frac{\delta b}{b} \frac{b}{c} =$$

Quest'ultima espressione rappresenta l'errore relativo della somma di due termini, ma se è $\eta a = \eta b = \eta$, cioè se gli errori relativi dei due addendi sono uguali, si ottiene:

$$\eta c = \eta \left(\frac{a}{c} + \frac{b}{c} \right) = \eta \frac{a+b}{c} = \eta \frac{a+b}{a+b} = \eta,$$

cioè l'errore relativo nella somma si mantiene inalterato se gli addendi sono affetti dalla stessa incertezza.

Naturalmente può accadere che gli errori si compensino, ma questo, a priori, non possiamo saperlo e dobbiamo considerare il caso più sfavorevole.

re resistenze con precisione contenuta entro l'1%, si otterrebbe il migliore risultato con la massima convenienza.

Nell'uso della cassetta di resistenza occorre considerare il valore della massima corrente ammissibile, che risulta essere:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

Scegliendo resistenze da 1 W, la corrente massima per ogni portata è riportata nella tabella II.

TABELLA II

Portata	I _{max}
X 10 Ω	0,3 A
X 100 Ω	0,1 A
X 1 kΩ	30 mA
X 10 kΩ	10 mA
X 100 kΩ	3 mA

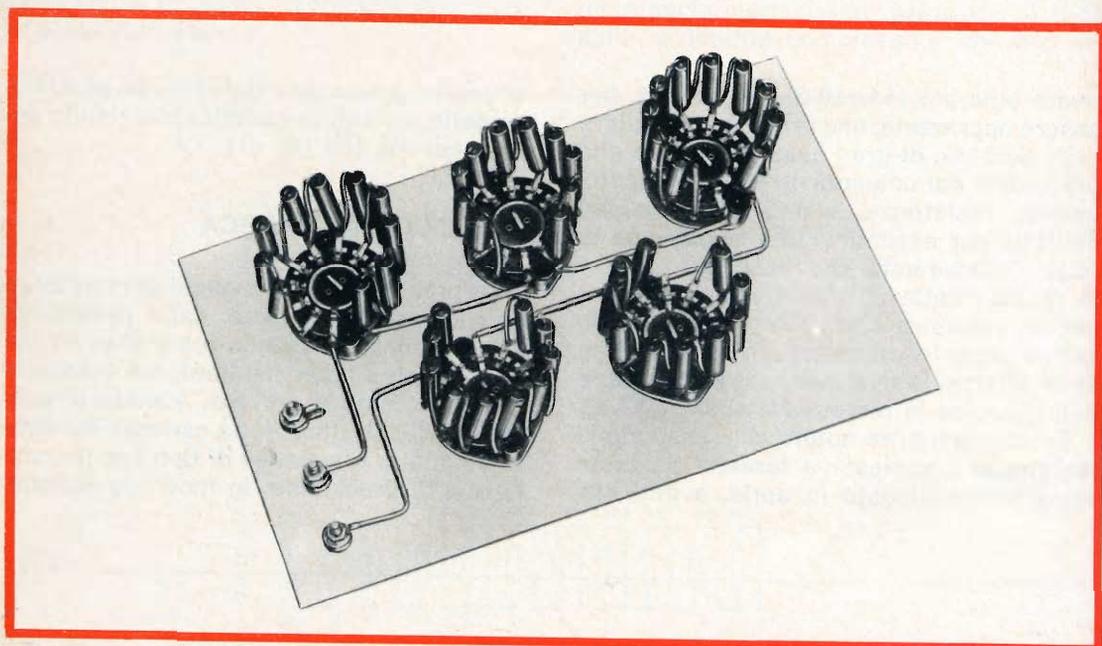


Fig. 2-3 - Vista posteriore della cassetta di resistenze.

Naturalmente quando il valore della resistenza è ottenuto mediante più di una decade, la corrente massima ammissibile è la minore delle correnti ammesse per ciascuna decade; così, ad esempio, per il valore 124 kΩ la corrente massima è 3 mA, corrispondente alla portata x 100 kΩ. La massima tensione applicabile ai morsetti della cassetta si ottiene moltiplicando il valore della corrente massima per la resistenza totale.

Le resistenze possono essere direttamente montate sui commutatori come appare in fig. 2, e le decadi devono essere collegate fra di loro come appare in fig. 3. Il pannello frontale può essere costruito in lamiera di alluminio dello spessore di 1 mm, le cui dimensioni sono riportate in fig. 4 assieme alle diciture.

Consigliamo di carteggiare finemente con tela smeriglio il pannello, dopo averlo forato, e di scrivere le diciture con in-

chostro di china; si protegge infine il pannello ricoprendolo con un foglio di carta autoadesiva trasparente.

Il morsetto corrispondente alla massa deve essere metallicamente connesso al telaio, e sempre collegato alla massa del circuito su cui si inserisce la resistenza.

DECADE DI CONDENSATORI

Per la cassetta di condensatori vale, in linea generale, tutto ciò che è stato detto a proposito della cassetta di resistenze: in particolare la cassetta di condensatori comprende tre decadi, con le quali è possibile coprire le tre gamme da 0 a 1000 pF

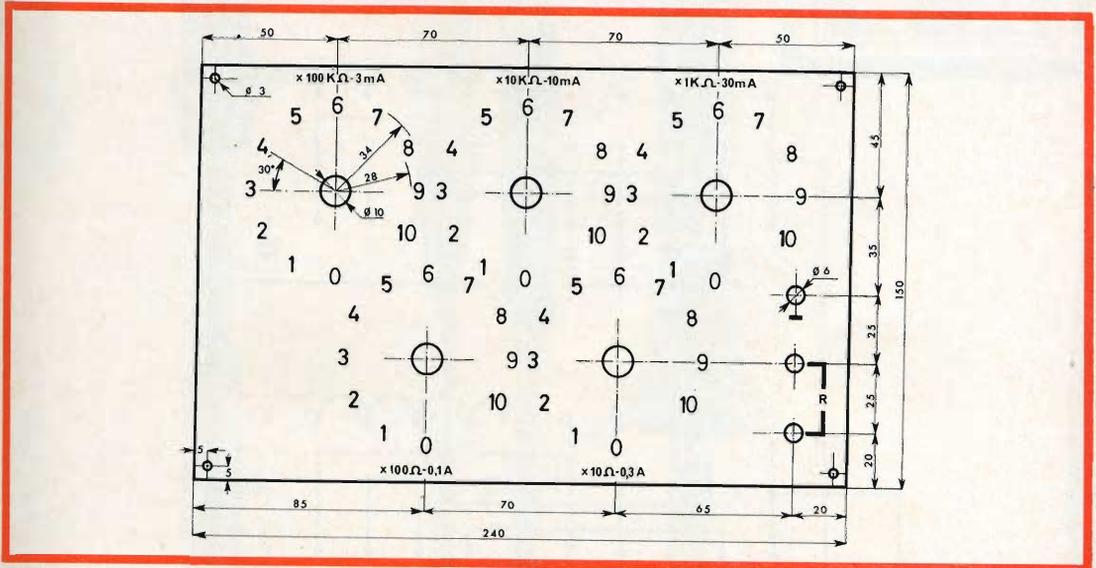


Fig. 4 - Piano di foratura e diciture del pannello della cassetta di resistenze.

In fig. 5 sono riportate le dimensioni della fascia della scatola contenitrice che possono essere realizzate in lamiera di alluminio di 1 mm di spessore.

I pannelli anteriore e posteriore e la fascia laterale verranno poi fissati mediante viti autofilettanti.

con scatti di 100 pF, da 0 a 10.000 pF, con scatti di 1.000 pF, e da 0 a 100.000 pF, con scatti di 10.000 pF.

I valori delle dieci capacità di ciascuna decade sono ottenuti combinando insieme sei condensatori di conveniente valore, mediante commutatori a undici posizioni

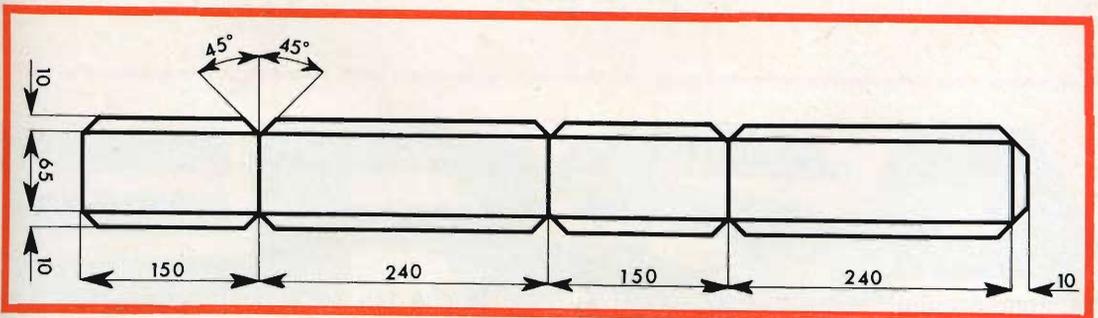


Fig. 5 - Fascia laterale della scatola contenitrice della cassetta di resistenze.

e due settori, come appare dallo schema elettrico riportato in fig. 6.

I valori dei condensatori relativi ad ogni posizione delle decadi sono riportati nella tabella III; si tenga presente che i valori di ciascun condensatore delle varie deca-

bile; ma la loro scelta è comunque condizionata al costo.

È inoltre molto importante considerare il valore della massima tensione alla quale possono essere sottoposti i condensatori;

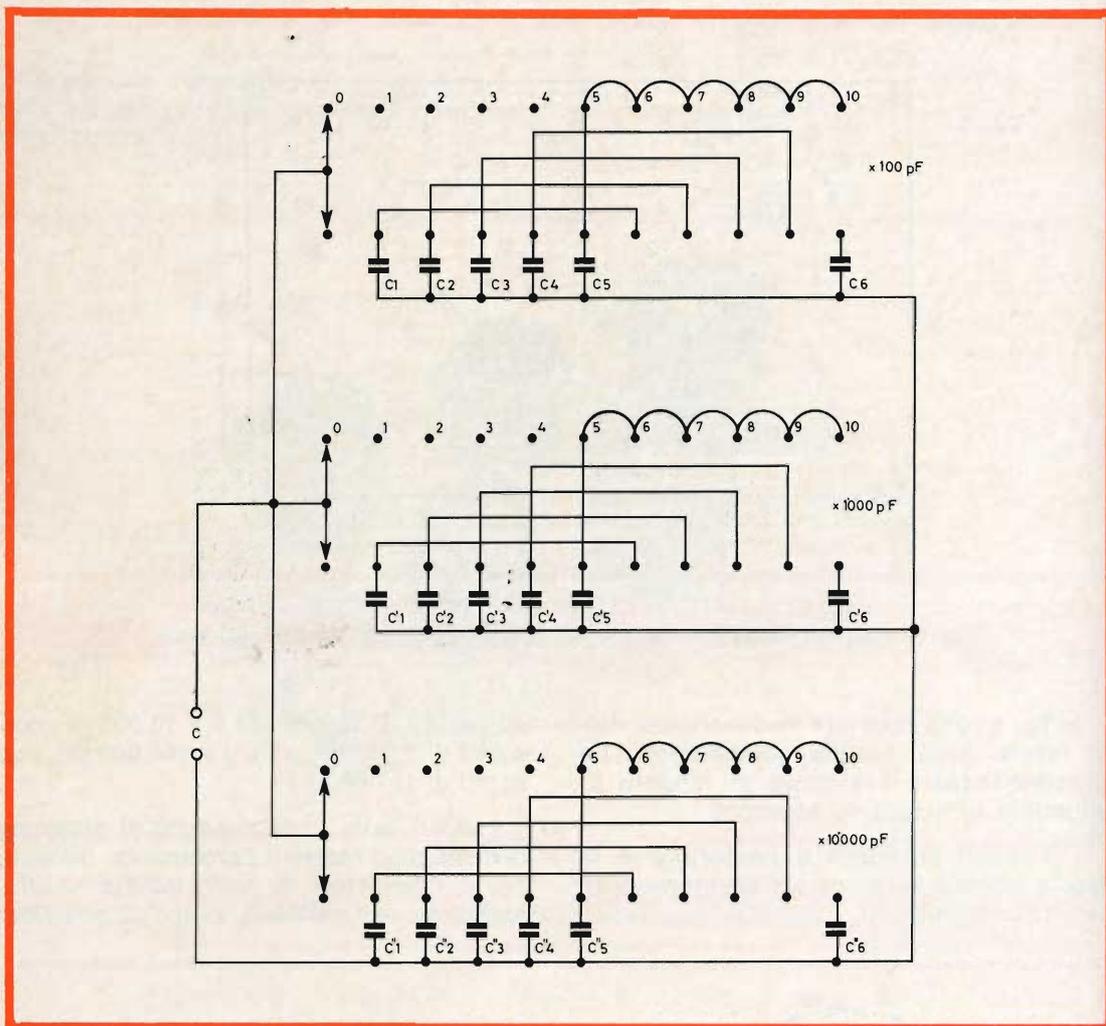


Fig. 6 - Schema elettrico della cassetta di condensatori.

di, sono ottenuti mediante uno o due condensatori collegati in parallelo.

I condensatori possono avere la precisione del 5%, o anche migliore se possi-

e poiché tali condensatori sono collegati in parallelo, la tensione massima applicabile corrisponde alla minore di quelle ammesse per ciascun condensatore.



ERSA

la grande marque internationale

DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT

TABELLA III

Posizione	1° decade x 100 pF		2° decade x 1000 pF		3° decade x 10.000 pF	
	Simbolo	Valore (pF)	Simbolo	Valore (pF)	Simbolo	Valore (pF)
0	—	—	—	—	—	—
1	C ₁	100	C' ₁	1000	C'' ₁	10.000
2	C ₂	200	C' ₂	1800 + 200	C'' ₂	20.000
3	C ₃	300	C' ₃	2700 + 300	C'' ₃	(20.000 + 10.000)
4	C ₄	400	C' ₄	3600 + 400	C'' ₄	(20.000 + 20.000)
5	C ₅	500	C' ₅	5000	C'' ₅	(25.000 + 25.000)
6	C ₅ + C ₁	500 + 100	C' ₅ + C' ₁	5000 + 1000	C'' ₅ + C'' ₁	50.000 + 10.000
7	C ₅ + C ₂	500 + 200	C' ₅ + C' ₂	5000 + 2000	C'' ₅ + C'' ₂	50.000 + 20.000
8	C ₅ + C ₃	500 + 300	C' ₅ + C' ₃	5000 + 3000	C'' ₅ + C'' ₃	50.000 + 30.000
9	C ₅ + C ₄	500 + 400	C' ₅ + C' ₄	5000 + 4000	C'' ₅ + C'' ₄	50.000 + 40.000
10	C ₅ + C ₅	500 + 500	C' ₅ + C' ₅	5000 + 5000	C'' ₅ + C'' ₅	50.000 + (25.000 + 25.000)

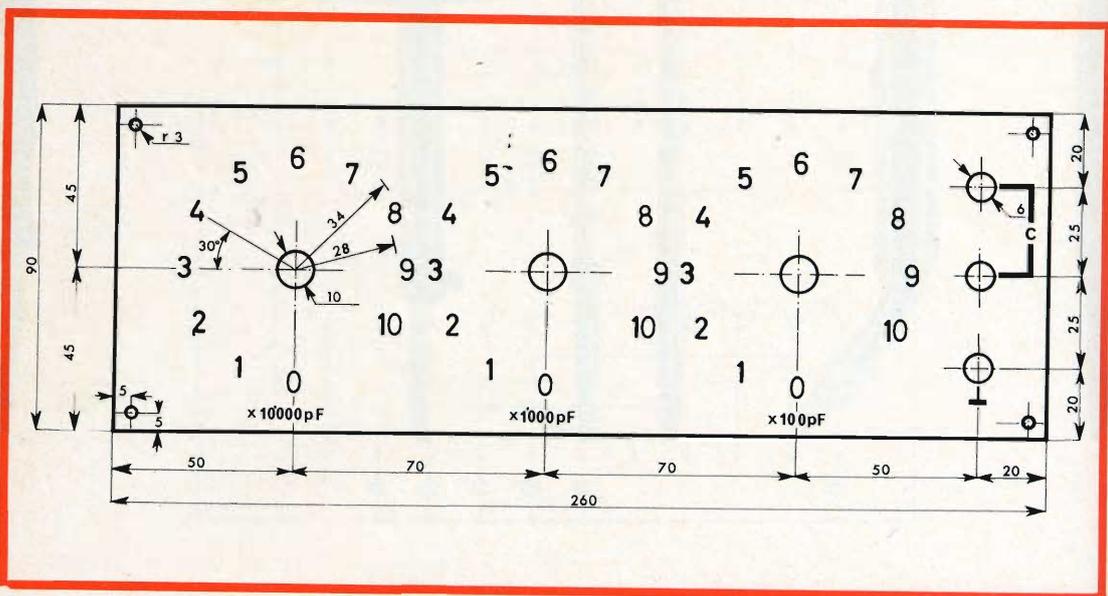


Fig. 7 - Piano di foratura e diciture del pannello della cassetta di condensatori.

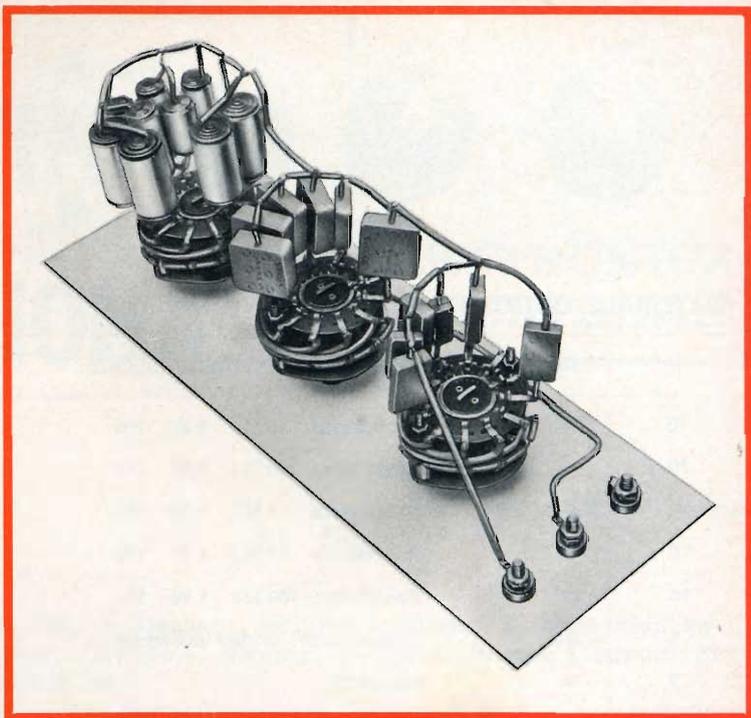
REALIZZAZIONE PRATICA

Il pannello della cassetta di condensatori è rappresentato in fig. 7, e su di esso vanno montati i tre commutatori ed i tre

morsetti, uno dei quali corrisponde alla massa del telaio.

I condensatori possono essere montati direttamente sui commutatori, come ap-

Fig. 8/9 - Come vanno montate le varie decadi e cablaggio del circuito.



pare dalla fig. 8, e le decadi saranno poi collegate tra di loro secondo lo schema topografico di fig. 9. Il morsetto di massa deve essere a contatto con il telaio.

Il pannello può essere realizzato in lamiera di alluminio di 1 mm di spessore, e le diciture, in inchiostro di china, possono essere protette con un foglio di carta auto-

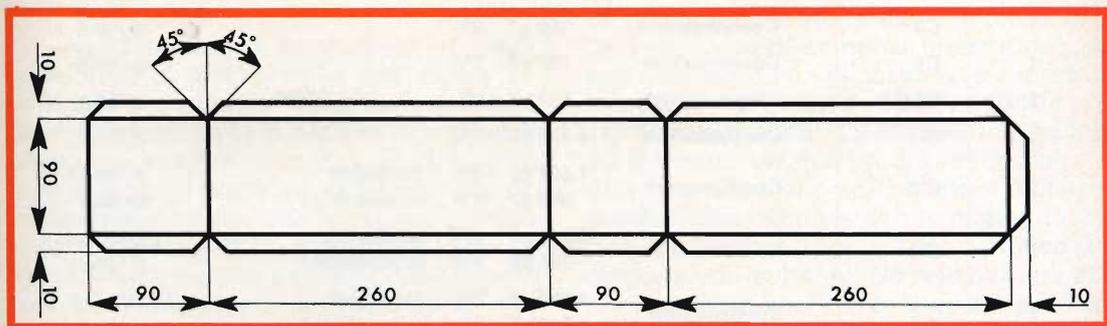


Fig. 10 - Fascia laterale della scatola contenitrice della cassetta di condensatori.

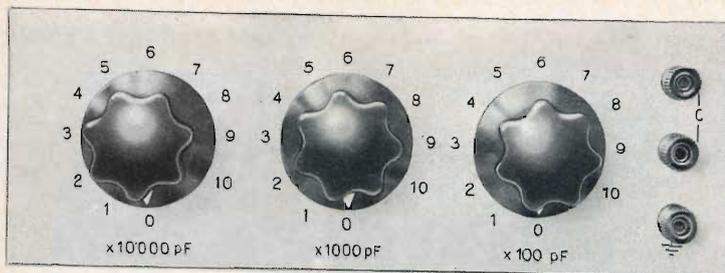
adesiva trasparente; per ottenere un buon effetto e per poter scrivere facilmente sul pannello, è bene pulire lo stesso con carta vetrata.

Terminata la cassetta dei condensatori, la si può inserire in una scatola di alluminio, le cui dimensioni sono riportate in fig. 10.

Nell'uso della cassetta è necessario collegare il morsetto di massa alla massa del circuito in cui va inserita la capacità.

Siamo certi che la costruzione di questi semplicissimi accessori incontreranno il favore del lettore per la loro utilità e per la loro elasticità d'impiego.

Ing. Piero Ricci



Come si presenta il pannello frontale a lavoro ultimato.

MATERIALE OCCORRENTE

N°	Simbolo	DESCRIZIONE	N° G.B.C.
10	—	Resistenze 10 Ω 1 W 1%	DR/260
10	—	Resistenze 100 Ω 1 W 1%	DR/260
10	—	Resistenze 1 kΩ 1 W 1%	DR/260
10	—	Resistenze 10 kΩ 1 W 1%	DR/260
10	—	Resistenze 100 kΩ 1 W 1%	DR/260
5	—	Commutatori undici posizioni	GN/150
3	—	Morsetti	GD/2092
5	—	Manopole	F/58

1	C1	Condensatore 100 pF 2%	B/90-4
1	C2	Condensatore 200 pF 2%	B/90-4
1	C3	Condensatore 300 pF 2%	B/90-6
1	C4	Condensatore 400 pF 2%	B/90-6
2	C5-C6	Condensatori 500 pF 2%	B/90-8
1	C'1	Condensatore 1.000 pF 2%	B/90-12
1	C'2	Condensatori 1.800 pF 2% (collegati in parallelo) 200 pF 2%	B/90-14 B/90-4
1	C'3	Condensatori 2.700 pF 2% (collegati in parallelo) 300 pF 2%	B/90-16 B/90-6
1	C'4	Condensatori 3.600 pF 2% (collegati in parallelo) 400 pF 2%	B/90-18 B/90-6
2	C'5-C'6	Condensatori 5.000 pF 2%	B/90-20
1	C''1	Condensatore 10.000 pF 5%	B/30-2
1	C''2	Condensatore 20.000 pF 5%	B/32-2
1	C''3	Condensatori 20.000 pF 5% (collegati in parallelo) 10.000 pF 5%	B/32-2 B/30-2
1	C''4	Condensatori 2 x 20.000 pF (collegati in parallelo)	B/32-2
2	C''5-C''6	Condensatori 2 x 25.000 pF (collegati in parallelo)	B/33-2
3	—	Commutatori 11 posizioni 2 settori	GN/220
3	—	Morsetti	GD/2092
3	—	Manopole	F/58

L'ANTIFURTO PROFESSIONALE

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

a cura della A.R.E.C. - Roma

In questa seconda parte della trattazione vengono esaminati il dispositivo antirapina, con relativi pulsanti e trappole, nonché, la disposizione e i circuiti di comando delle catene antirapina.

Successivamente viene descritta dettagliatamente l'intera rete di alimentazione che, per ovvie ragioni di sicurezza, comprende numerose sorgenti indipendenti.

DISPOSITIVO ANTIRAPINA

Una installazione antifurto priva della possibilità di difesa nelle ore diurne risulterebbe gravemente incompleta. Quando non è inserita la posizione di vigilanza possono avvenire tentativi di rapina o furti di oggetti sotto gli occhi dell'utente, momentaneamente disattento. Inoltre può essere necessario in qualsiasi momento spaventare individui molesti o destare comunque l'attenzione delle persone allo esterno del locale protetto. Un dispositivo ausiliario che preveda questa possibilità può rendere dunque servizi preziosi. Del tutto insufficiente allo scopo si dimostrerebbe però una catena di interruttori dislocati nei luoghi opportuni per essere comandati a mano o dalle trappole poste a guardia degli oggetti da proteggere. Infatti la chiusura di uno solo di questi interruttori sarebbe facilmente annullabile da una veloce reazione del ladro, mentre, da parte dell'utente sarebbe complicato il controllo di « posizione aperta » per tutti gli interruttori della catena. Declinabile

ancora sarebbe l'adozione di deviatori e di commutatori intermedi a quattro contatti, in luogo di semplici interruttori; ciò per l'evidente complicazione, e soprattutto perché il problema verrebbe risolto soltanto parzialmente. La soluzione completa va ricercata nel quadro di prestazioni che può fornire un rele comandato a distanza, purché vengano considerate quelle necessità che impone l'applicazione pratica del dispositivo risultante. Un rele del tipo stabile, simile a quelli che si usano per l'accensione dei lampadari con due gruppi di luci, sarebbe adatto, con qualche accorgimento, a fornire le prestazioni richieste, qualora potesse essere sempre comandato mediante impulsi. Bisognerebbe allora rinunciare ad allacciare sulla catena dei pulsanti, altre trappole a protezione diurna di vetrine, pedane, ecc., trappole che non forniscono impulsi ma formano purtroppo contatti stabili. A chiarimento di questo concetto, esaminiamo la figura n. 1 ove è rappresentato un rele stabile avente il castellotto con due contatti semplici comandati dagli eccentrici del tam-

buro. Iniziando il ciclo con entrambi i contatti aperti, al primo impulso ricevuto dalla bobina si chiude il primo contatto; il successivo impulso chiude anche il secondo contatto. Al terzo impulso si riapre il primo contatto e il quarto impulso completa il ciclo sulla posizione iniziale, con contatti aperti. Ponendo in parallelo tra loro i contatti del rele, si ottiene un ciclo di quattro scatti: tre in chiusura ed uno in apertura. Usando dei pulsanti rettan-

di impulsi. La soluzione meccanica non è accettabile per due motivi: primo, perchè richiede interruttori speciali atti a formare un contatto al solo passaggio nel cambio di posizione; secondo, perchè la rimessa in ordine della trappola provocherebbe un successivo contatto, creando sul tamburo del rele posizioni non controllabili. La meccanica risolverebbe facilmente la eliminazione del secondo contatto, ma si otterrebbero allora interruttori di un certo

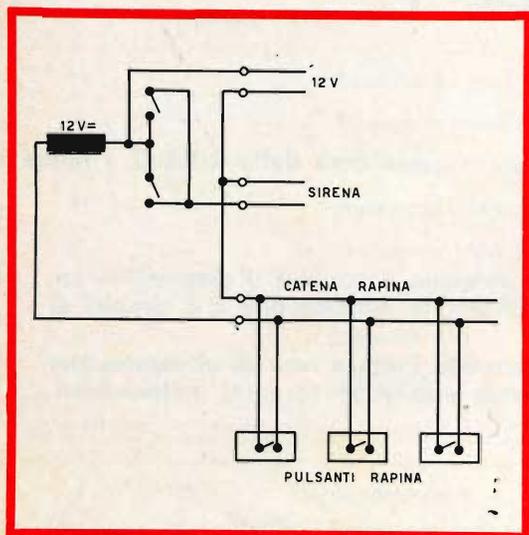


Fig. 1 - Schema semplificato del circuito di comando antirapina durante le ore diurne.

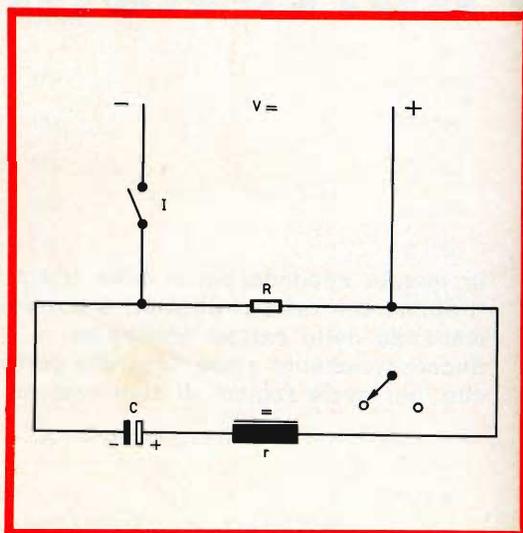


Fig. 2 - Circuito formatore di impulsi che consente di allacciare alla catena antirapina contatti di tipo stabile.

golari di grande formato, sistemati nei luoghi opportuni, presso il pavimento oppure a mezza altezza, si ottengono impulsi provocabili da un colpo di tacco o dalla pressione di un ginocchio.

L'eccitazione degli allarmi avviene al primo impulso, mentre essi possono essere frenati soltanto al quarto. Si evita in tal modo una eventuale veloce reazione del ladro rivolta all'annullamento. Sarebbe risolta in tal modo anche la facilità per l'utente di frenare gli allarmi da uno qualsiasi dei pulsanti, con un massimo di tre pressioni.

Non potendo allacciare, sulla catena, trappole di tipo stabile, bisognerà disporre di un dispositivo atto a trasformare una serie di contatti stabili in una serie

costo, di una certa dimensione e quindi di difficile applicazione. La soluzione elettrica è invece brillante e di assoluta praticità. Esaminiamo la figura 2 ove viene mostrato il criterio di principio da utilizzare nel dispositivo che andremo a progettare.

La bobina del rele instabile, di resistenza r , è posta in serie ad un condensatore a forte capacità (almeno 1.000 microfarad). Il tutto è shuntato dalla resistenza R , il cui valore ha importanza decisiva sul tipo di prestazione che viene richiesto al dispositivo. Infatti il comportamento del rele, quando viene alimentato da C è in stretta funzione con R .

Se alimentiamo i capi della resistenza R con una tensione continua V mediante

la pressione del pulsante I, si verificherà una corrente di carica attraverso C e una corrente attraverso R d'intensità V/R , intensità che subirà un immediato decremento alla riapertura del pulsante; diverrà cioè $V/(R+r)$ ove, questa volta, V viene fornita da C. Vediamo ora come si comporta il rele alla pressione e al rilascio del pulsante. Alla pressione, la corrente di carica produrrà sempre una eccitazione atta ad attirare il deviatore del castelletto mobile. Questa attrazione però sarà di breve durata perchè, completata la carica di C, cesserà il passaggio della corrente attraverso la bobina. Il rilascio del pulsante invece, potrà produrre sul rele due effetti diversi subordinati al valore di R. Se questo è elevato, la corrente di scarica attraverso la bobina non sarà sufficiente ad attirare il castelletto e quindi il rele resterà praticamente inerte. Se invece il valore di R è sufficientemente contenuto, la corrente di scarica provocherà una seconda attrazione per la durata della scarica stessa. Il ciclo è rinnovabile perchè R, in entrambi i casi rende vuoto il condensatore. Otterremo dunque a volontà una serie di impulsi eguale al numero delle pressioni, oppure una serie di impulsi eguale al doppio del numero delle pressioni. Vediamo ora di trovarci il valore soglia di R per la realizzazione dei due casi.

Detta i la intensità minima occorrente all'eccitazione del rele, (ricavabile con un breve esperimento) ed r la resistenza ohmica della sua bobina, affinché sia appena possibile l'eccitazione del rele mediante la corrente di scarica di C, si dovrà avere:

$$i = \frac{V}{R+r}$$

da cui:

$$R = \frac{V}{i} - r \quad \text{a)}$$

Volendo cambiare il parametro sperimentale, indicheremo con v la tensione minima occorrente all'eccitazione del rele. Allora la possibilità di eccitazione si avrà quando:

$$v = \frac{rV}{R+r}$$

da cui:

$$R = \frac{rV}{v} - r \quad \text{b)}$$

Nella formula a) un incremento di R imporrebbe un decremento di i ; nella formula b) un incremento di R imporrebbe un decremento di v . Quindi in entrambi i casi, un aumento del valore di R impedirebbe l'eccitazione del rele mediante la corrente di scarica del condensatore. Il valore di R ricavabile dalle formule citate, dovrebbe dunque costituire il valore soglia cercato se non avessimo trascurato alcuni parametri piuttosto complessi. Per avere una zona marginale di funzionalità sicura dovremo allontanarci dal valore di R di circa 40 % in più o in meno. Si avrà dunque una sola serie di impulsi ad ogni pressione del pulsante quando:

$$R > 1,4 \left(\frac{V}{i} - r \right)$$

$$R > 1,4 \left(\frac{rV}{v} - r \right)$$

Si avrà invece una doppia serie di impulsi, ad ogni pressione e ad ogni rilascio del pulsante, quando:

$$R < 0,6 \left(\frac{V}{i} - r \right)$$

$$R < 0,6 \left(\frac{rV}{v} - r \right)$$

Naturalmente, quanto esposto vale anche nel caso di sostituzione del pulsante con un qualsiasi interruttore; si ottiene così, con un dispositivo di estrema semplicità, la trasformazione di un contatto stabile in un impulso di breve durata. Il dispositivo è applicabile a quello della figura 1 e la combinazione di entrambi avrà risolto il problema che ci eravamo proposti. La figura 3 mostra la realizzazione completa della protezione diurna antirapina. Si tratta in sostanza di un rele stabile comandato da impulsi ottenibili sia mediante pulsanti instabili, sia mediante interruttori stabili. La catena p conterrà la serie dei pulsanti, mentre la catena t farà capo ad una serie di trappole-interruttori a riposo aperto.

Se una trappola si chiude, la bobina del rele stabile riceve soltanto un impulso simile a quello che può essere provocato dalla breve pressione manuale di uno dei pulsanti instabili; ciò indipendentemente dal fatto che la trappola rimossa si riapra subito oppure resti stabilmente chiusa. Inoltre, anche con trappole in corto, tutti i pulsanti conservano intatta la loro funzionalità, e potranno successivamente sempre convogliare altri impulsi sulla bobina del rele stabile onde ottenere il completamento del ciclo di apertura sul doppio contatto. La successiva rimessa in regola (contatti aperti) delle eventuali trappole rimosse, può essere effettuata dall'utente in un momento qualsiasi, senza che si producano altri impulsi. Supponiamo di voler usare, nel nostro caso, un rele instabile adatto ad una tensione continua di 12 volt, e avente una bobina di 200 ohm.

vero quando viene sollecitata da una tensione di almeno 5 volt. L'applicazione delle formule:

$$R > 1,4 \left(\frac{V}{i} - r \right)$$

$$R > 1,4 \left(\frac{rV}{v} - r \right)$$

conduce allo stesso risultato. Infatti:

$$V = 12 \quad R > 1,4 \left(\frac{12}{0,025} - 200 \right)$$

$$r = 200 \quad \text{ovvero } R > 392 \Omega$$

$$i = 0,025 \quad R > 1,4 \left(\frac{200 \cdot 12}{5} - 200 \right)$$

$$v = 5 \quad \text{ovvero } R > 392 \Omega$$

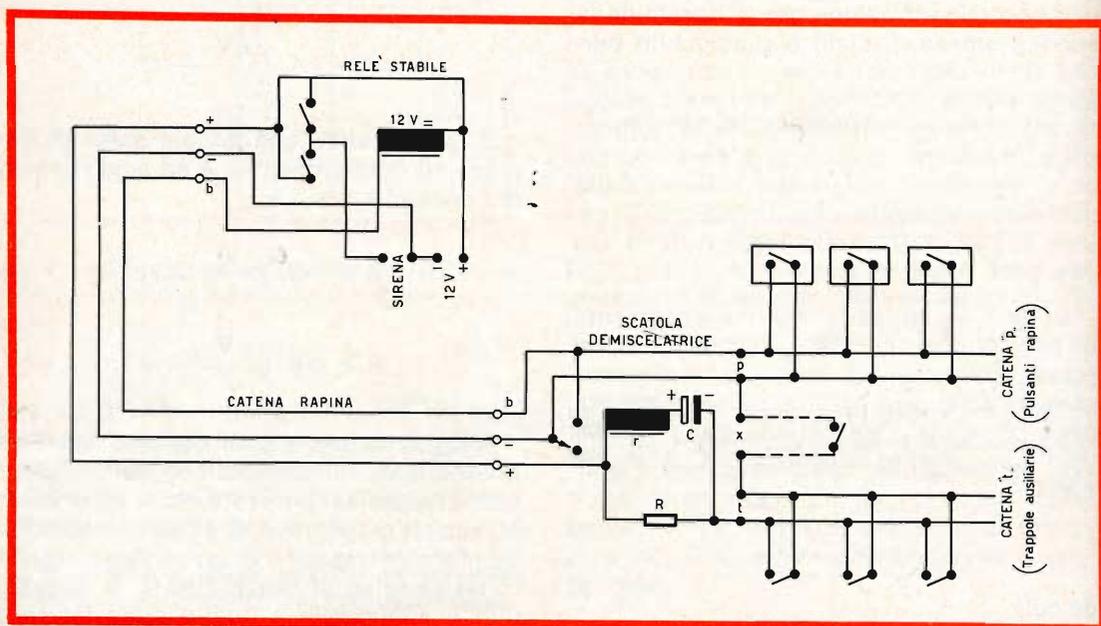
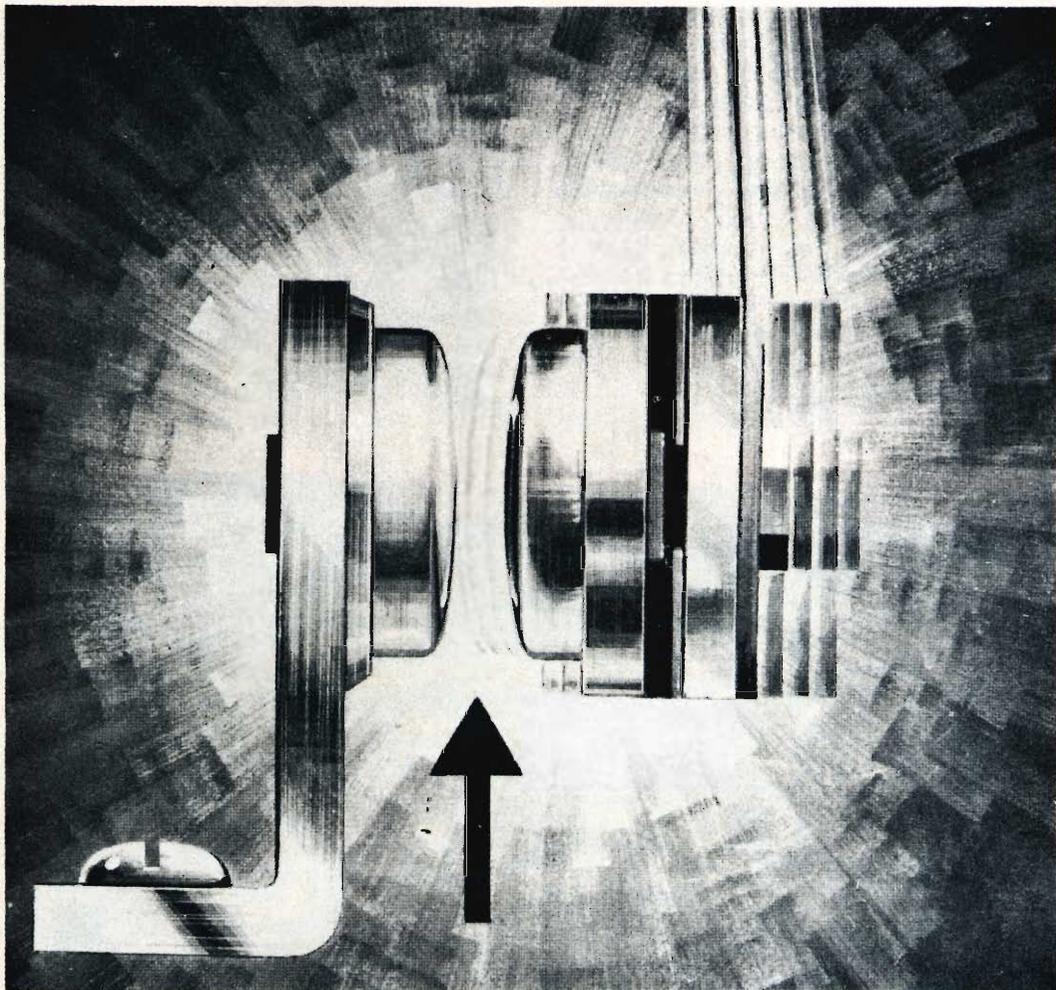


Fig. 3 - Realizzazione completa della protezione diurna antirapina.

Supponiamo ancora di aver registrato la molla di tiro del castelletto in modo da ottenere una eccitazione regolare del rele quando attraverso la sua bobina scorre una corrente di almeno 0,025 ampère, ov-

Una resistenza di 400 ohm, sarà sufficiente al nostro scopo, poichè viene richiesta al dispositivo la formazione di un impulso alla chiusura di qualche interruttore-trappola, ma non alla sua riapertura.



Only Electrolube* applied here, will remove tarnish ■ protect surfaces ■ prevent pitting and metal transfer ■ reduce arcing ■ prevent contact bounce ■ and only Electrolube* will improve conductivity and give extra reliability and longer life to all electrical contacts ■

*REGD. TRADE MARK

only
ELECTROLUBE*

ELECTROLUBE LTD OXFORD AVE SLOUGH BUCKS Tel: Slough 25574

P0104

A solo titolo indicativo, per il caso di utilizzazioni diverse, calcoliamo il valore di R atto a permettere la formazione di un doppio impulso, cioè sia in chiusura che in apertura.

Le due formule:

$$R < 0,6 \left(\frac{200 \cdot 12}{5} - 200 \right)$$

$$R < 0,6 \cdot \left(\frac{12}{0,025} - 200 \right)$$

daranno, per il rele considerato, lo stesso risultato

$$R < 168 \Omega$$

le due catene, da dislocare nel luogo adatto. Questo, potrebbe essere un punto di fulcro dell'impianto, dal quale le due catene assumono direzioni diverse con lo sviluppo più breve. Il dispositivo anti-rapina non ha organi di neutralizzazione perchè l'utente non avrà mai necessità di renderlo inerte.

È previsto invece un parziale isolamento, limitato alla catena delle trappole ausiliarie, che viene affidato ad un semplice interruttore la cui linea può essere derivata sui morsetti della scatola demiscelatrice e convogliata nel punto più comodo.

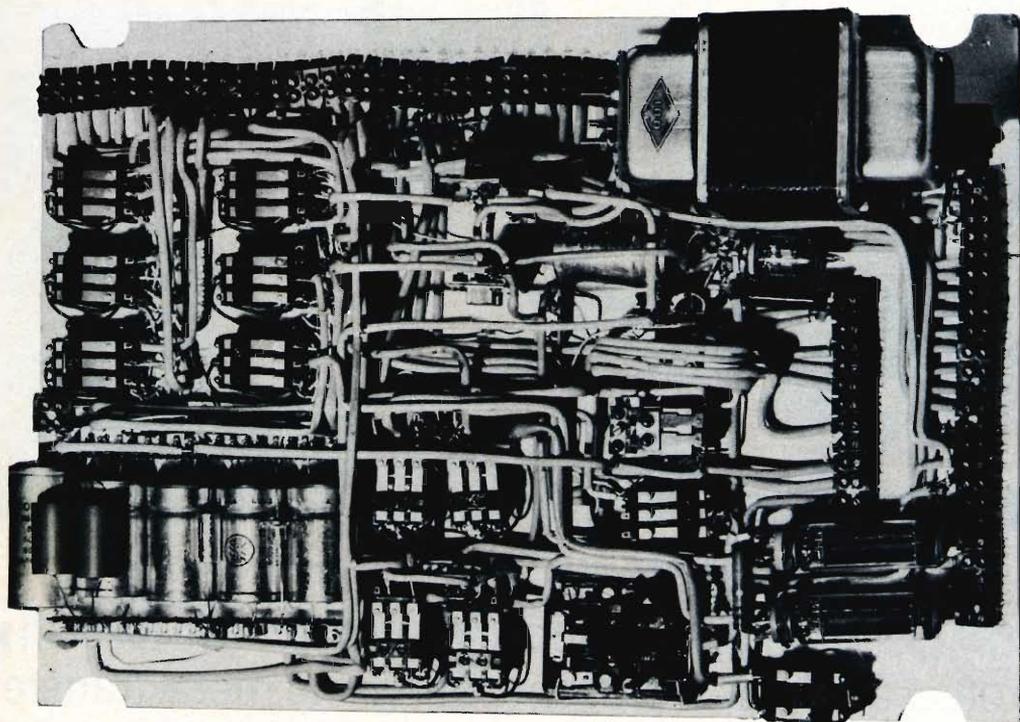


Fig. 4 - Un esempio di centralino realizzato dalla A.R.E.C.: si fa apprezzare particolarmente per il cablaggio assai compatto.

Quindi, con una resistenza di 150 ohm si otterrebbe il doppio impulso.

Per la opportuna applicazione del dispositivo descritto, conviene sistemare il rele stabile nel centralino e contenere l'altro in una piccola scatola demiscelatrice del-

IL SEZIONAMENTO DELLE CATENE

Qui tratteremo delle catene principali, cioè di quelle che contegono trappole di serie e di parallelo, attive soltanto nella posizione di vigilanza. In genere, in una

installazione di tipo normale sarà opportuno disporre di almeno tre catene. Avendo il modo di escludere qualcuna di esse, si ottiene la facilità di ricerca in caso di eventuali trappole difettose e la possibilità di esercizio provvisorio con vigilanza parziale, nel caso di guasto persistente in qualche catena. Abbiamo già accennato in precedenza alla impossibilità di affidare il sezionamento delle catene a normali commutatori, senza l'ausilio di uno speciale dispositivo che vieti al ladro i comandi a disposizione dell'utente. Bisognerà dunque che i comandi stessi siano manovrabili prima della posizione di vigilanza, ma non dopo di averla ottenuta. Il problema

scuono otto contatti disposti in coppie: con leva in basso sono chiuse le coppie inferiori mentre quelle superiori restano aperte. Con leva in alto avviene il contrario, cioè si chiudono le coppie superiori e si aprono quelle inferiori. Con le tre leve rivolte verso il basso, tutte le catene restano efficienti. Infatti, il negativo, per raggiungere la bobina del rele-serie, è costretto a percorrere i conduttori di andata e ritorno delle tre catene-serie. Inoltre i conduttori centrali costituenti il lato freddo delle catene-parallele restano tutti e tre collegati con la bobina del rele-parallelo. Il sollevamento di una leva qualsiasi cortocircuita mediante i suoi contatti su-

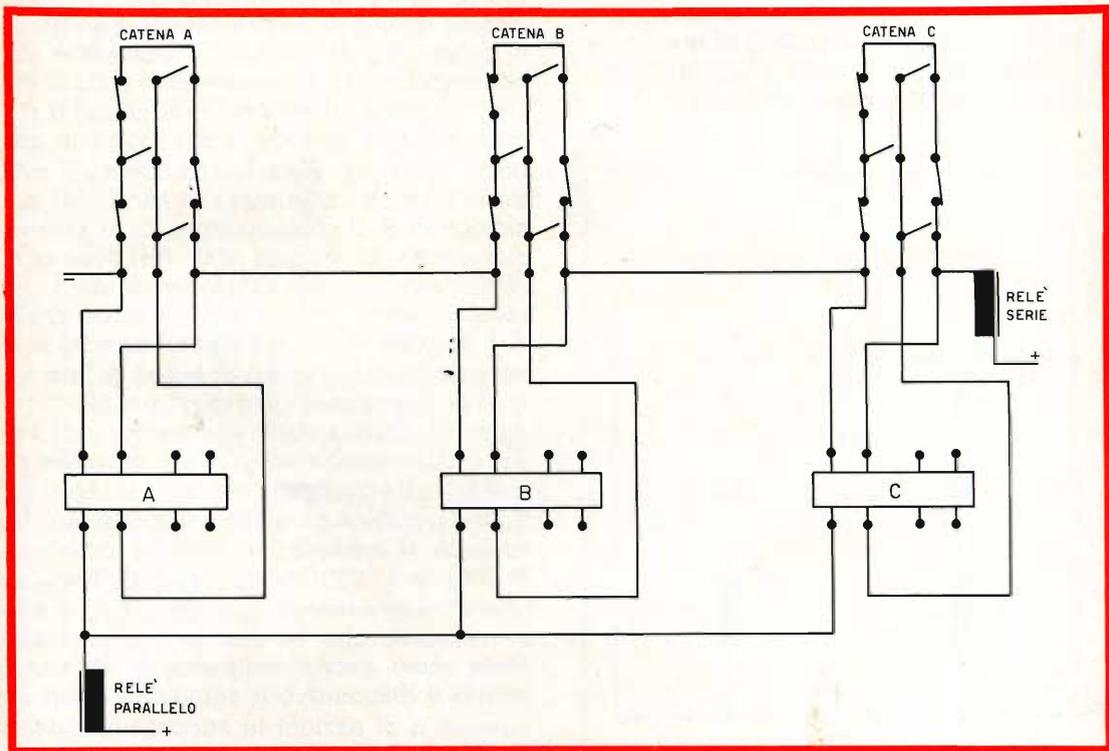


Fig. 5 - Schema di principio del sezionamento delle catene.

non è tanto semplice come potrebbe sembrare in apparenza perchè la intoccabilità dei commutatori dovrà avvenire indipendentemente dalla loro posizione e in qualsiasi tipo di combinazione. A chiarimento di questo concetto osserviamo la figura 5. I tre commutatori A, B, C, contengono cia-

periori la relativa catena-serie, e distacca mediante quelli inferiori la catena-parallela dalla bobina del rele-parallelo, escludendo in tal modo la catena intera voluta. Lo schema è però incompleto perché se un ladro raggiungesse il centralino attraverso una via qualsiasi, senza rimuovere le trap-

pole, sarebbe in grado di alzare le tre leve di catena ed ottenere così facilmente la neutralizzazione della intera installazione. Pur avendo il progettista ancora a disposizione, su ciascun commutatore, due coppie di contatti, una superiore e una inferiore, non potrà inserirle direttamente sulle linee delle trappole, altrimenti cesserebbe la possibilità di sezionamento e con essa la ragione di esistere dei commutatori stessi. L'utente deve avere infatti la possibilità di conservare, durante la posizione di vigilanza, posizioni diverse delle leve, e queste possibilità sono tante quante le combinazioni di tre elementi, presi due a due. Il ladro potrebbe dunque trovarsi di fronte ad un pannello avente qualche leva alzata e qualche leva abbassata, a seconda della necessità dell'utente; in ogni caso le leve devono diventare intoccabili nella posizione di vigilanza.

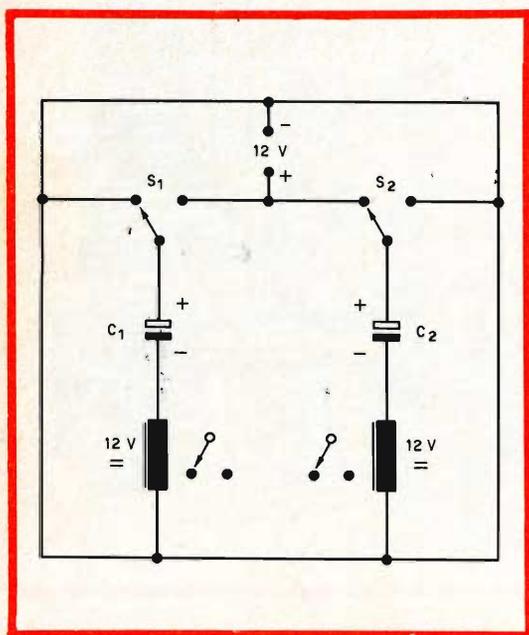


Fig. 6 - Circuito formatore di impulsi comandato dalla chiusura di contatti stabili.

Il problema rientra nel quadro precedentemente considerato nella descrizione del dispositivo antirapina. Si tratta cioè di ottenere soltanto un impulso provocabile

dalla chiusura di un contatto stabile. Ad ogni commutatore dovrà dunque essere abbinato un dispositivo del genere, e l'insieme dei dispositivi dovrà conservare la indipendenza di ciascuno di essi, in modo da rendere amplifiabile il loro numero in corrispondenza alla necessità di aumentare il numero delle catene. La figura 6 mostra lo schema di una doppia combinazione che, prelevata a se, può essere utile per numerose altre applicazioni. Qualunque sia lo spostamento di posizione dei commutatori, i rele, dopo un breve tempo di eccitazione, si rimettono sempre automaticamente a riposo. I due rele instabili che appaiono nella figura sono entrambi inerti: quello di sinistra perchè C_1 è scarico, e quello di destra invece perchè C_2 è carico. Se si cambia la posizione del commutatore S_1 il condensatore C_1 si carica eccitando il proprio rele soltanto durante il breve periodo in cui scorre la corrente di carica: a carica terminata il rele torna a riposo. Se invece si cambia la posizione di S_2 il condensatore C_2 si scarica attraverso la bobina del relativo rele, conservandone l'eccitazione soltanto durante il breve periodo della scarica. Quindi i deviatori posti sul castelletto del rele generano degli impulsi di breve durata sia quando si carica il condensatore, sia quando lo si scarica. Una successione di impulsi può dunque aver inizio dipendentemente dalla posizione dei commutatori S_1 , S_2 , e terminare in qualsiasi momento, lasciando il complesso sempre pronto a fornire una successiva serie di impulsi. Una attenta osservazione della figura 6 fa riconoscere che le due sezioni contemplate sono anche indipendenti tra loro, quindi il dispositivo è amplifiabile. Con un numero n di sezioni la successione degli impulsi può avere inizio con lo spostamento di uno qualsiasi degli n commutatori e seguitare con un andamento variato in tutte le combinazioni degli n elementi presi ad $(n-1)$. Tornando ora ad osservare la figura 5 comprenderemo lo scopo dei contatti lasciati liberi sui commutatori di catena; con essi verranno composti i deviatori di protezione del tipo S_1 , S_2 , S_3 ora descritti, ottenendo così un dispositivo di sezionamento libero, ma perfettamente protetto, come indicato nello schema completo della figura 7.

Con le tre leve A, B, C, in basso si ha la posizione normale, con tutte le catene attive e con condensatori scarichi perchè staticamente in parallelo alle bobine. Se il ladro alza una qualsiasi leva, esclude è vero le relative catene di serie e parallelo, ma simultaneamente manda in carica il condensatore che eccita per un istante il proprio rele, provocando così l'impulso. Supponiamo invece che l'utente abbia avuto necessità di escludere una catena a causa di qualche trappola difettosa, ad esempio la catena B.

vi condensatori, mentre la leva B farà restare carico il proprio. Se il ladro solleva una leva bassa, provocherà la corrente di carica; se invece riabbasserà la leva alzata, provocherà la corrente di scarica. In ogni caso il deviatore di rele genererà l'impulso e quindi lo scatto degli allarmi. Gli stessi fenomeni avvengono in qualsiasi combinazione si trovino le tre leve A, B, C. Essendo il dispositivo ampliabile, con qualsiasi numero di catene e di relativi rele protettivi, il consumo sarà sempre

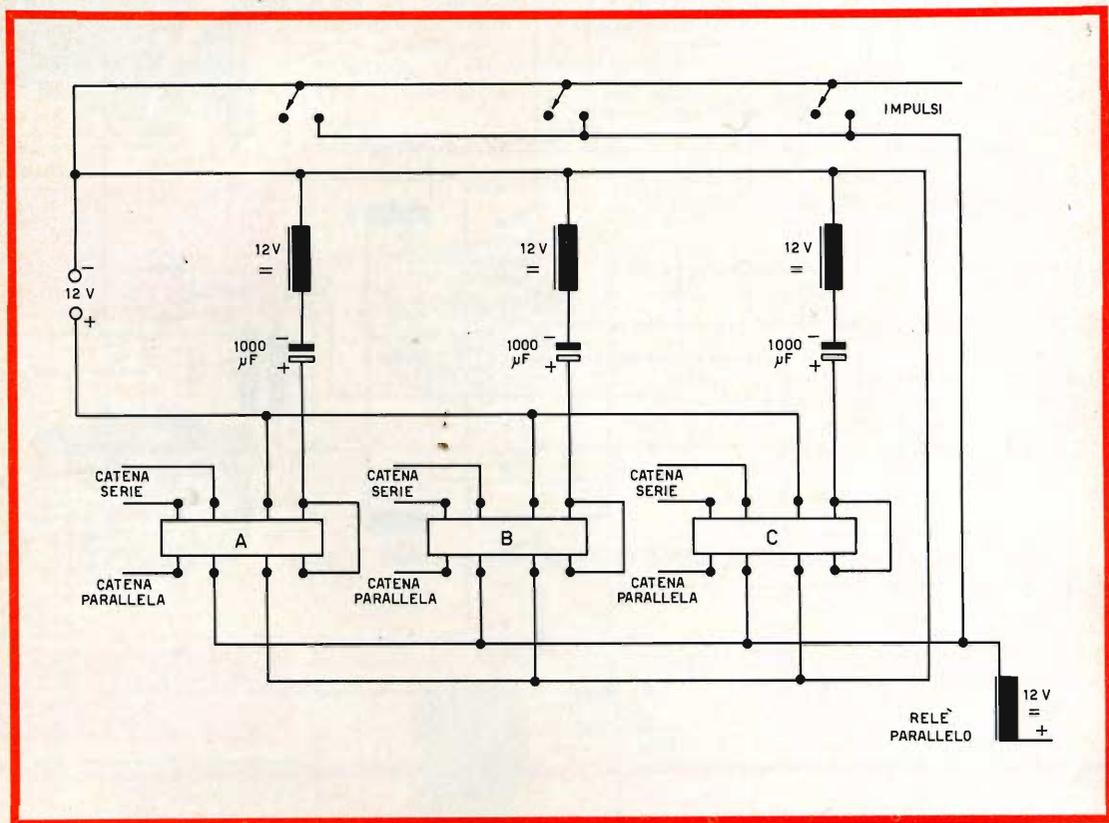


Fig. 7 - Schema completo del dispositivo di sezionamento delle catene.

Egli avrà avuto la possibilità di farlo perché prima d'inserire la vigilanza, gli impulsi possono essere provocati senza inconvenienti. In questo caso il ladro troverà due leve rivolte verso il basso ed una in alto. Le leve A, C, lasciano scarichi i rispetti-

nullo, sia in posizione di riposo che in quella di vigilanza. Il tentativo di ottenere la stesse prestazioni con dispositivi di tipo meccanico comporterebbe la necessità di usare speciali apparecchiature costose e di scarsa praticità.

UTILIZZAZIONE DELLE SORGENTI

Le sorgenti previste per l'alimentazione di una intera installazione sono cinque: quattro dirette e una subordinata. Si avrà dunque a disposizione:

a) Tensione 125 V (o 160 ÷ 220 V) prelevabile dalla rete luce dislocata nei pressi degli allarmi autonomi.

e) Tensione 16 V c.c. fornita da un raddrizzatore a forte amperaggio, subordinato alla rete luce locale.

Le prime due sorgenti (a, b) resteranno dislocate e costantemente inerti; nel solo caso di tentato furto verrebbe ad esse richiesta una modesta e breve erogazione per l'alimentazione degli allarmi autonomi.

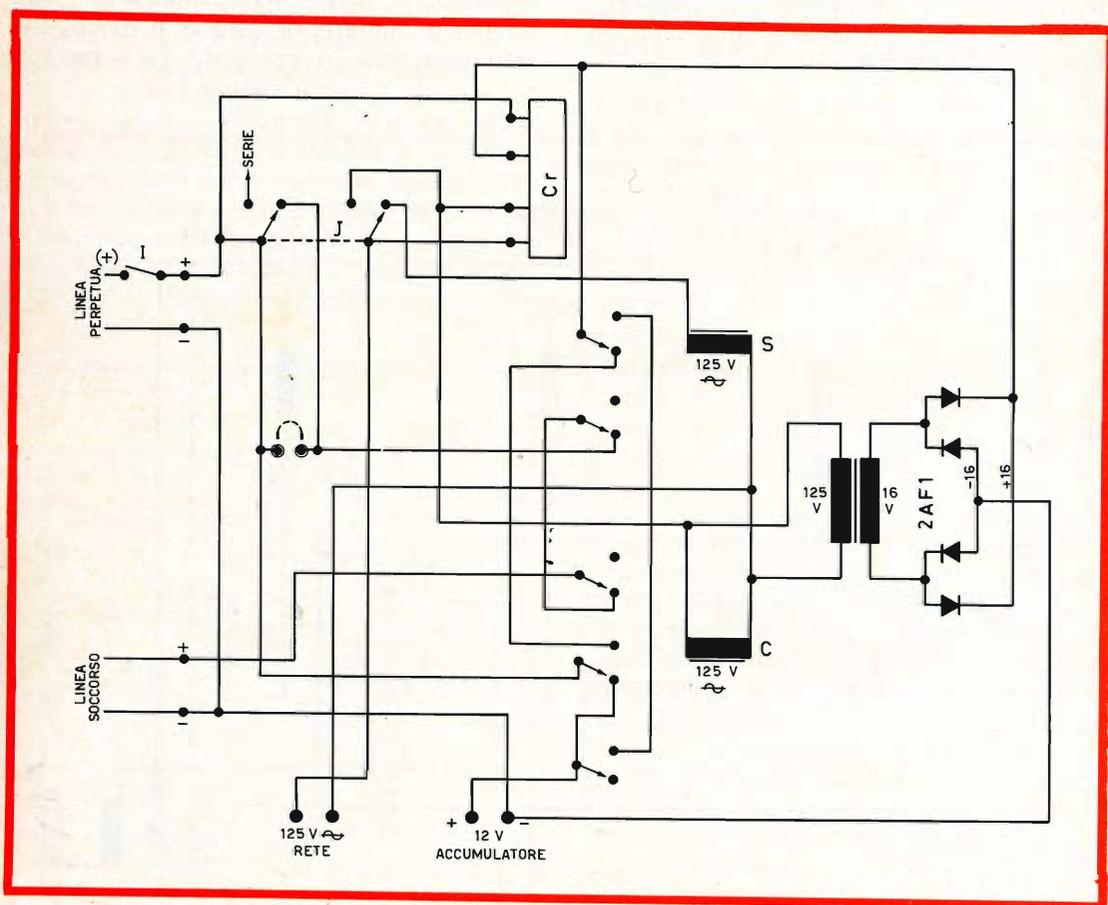


Fig. 8 - Dispositivo di commutazione tra le varie fonti di alimentazione.

b) Tensione 4,5 V fornita da una batteria a secco, interna alla scatola guida degli allarmi autonomi.

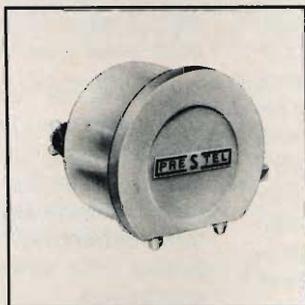
c) Tensione 12 V fornita da un accumulatore si stemato nei pressi del centralino.

d) Tensione 125 V (o 160 ÷ 220 V) prelevabile dalla rete luce locale.

Ciò favorisce la possibilità di ottenere il permesso di allacciarsi ad una rete luce estranea.

La batteria 4,5 V, se di buona qualità, può essere cambiata due volte all'anno, oppure dopo un tentativo di furto. Anche la tensione 12 V dell'accumulatore (c) sa-

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori

TR 2 - VHF Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori

TR 1 - UHF Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistoro

TR 1 - VHF Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistoro

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

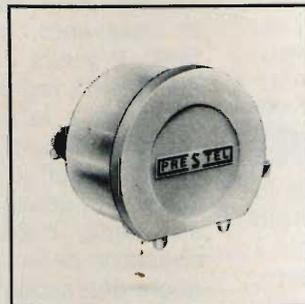


A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω

AT 1 Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω.



MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

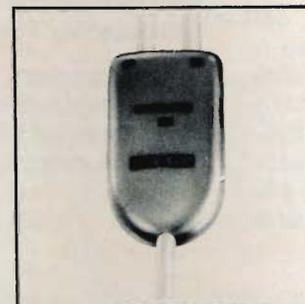
MA 1 UHF-VHF Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.



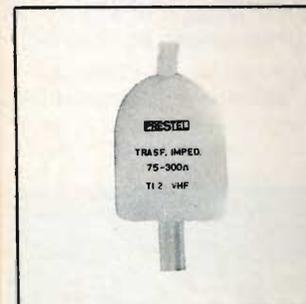
MI 3 UHF-VHF per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω



DEMISCELATORI UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE **UHF-VHF**
Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante

TRASFORMATORI DI IMPEDENZA



TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **UHF** 75-300 Ω, volante

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **VHF** 75-300 Ω, volante

PRESTEL

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

rà praticamente inerte perchè i dispositivi di centrale si occuperanno del suo costante isolamento; essa entrerà in scena nel solo caso di tentata rapina o di momentanea assenza della corrente alternata, cosa oggi piuttosto rara in quasi tutti i centri abitati. Resta dunque la rete luce locale (d), la sola sorgente costretta alla modesta continua erogazione di pochi watt. La figura 8 mostra lo schema completo del dispositivo di commutazione delle sorgenti locali. Esso fornisce la possibilità di disporre di due linee di bassa tensione in corrente continua: l'una perpetua, l'altra in soccorso. Nella prima è costantemente presente una tensione che può essere quella di uscita del raddrizzatore, oppure quella dell'accumulatore; nella seconda appare soltanto la tensione dell'accumulatore quando è assente la tensione rete alternata. Il dispositivo fornisce inoltre la possibilità di ricaricare l'accumulatore.

Il giuoco combinato delle leve J e Cr comanda le alternanze di eccitazione dei due rele S e C, fornendo così tre diverse varianti di prestazioni. La prima con il solo rele S eccitato, la seconda con il solo rele C eccitato e la terza con entrambi i rele eccitati. Con J in basso e Cr aperto, si ottiene la prima variante (S eccitato). In questo caso la linea perpetua è alimentata dall'accumulatore, mentre la linea soccorso è sterile. Con J in alto e Cr aperto, si ha la seconda variante (posizione di vigilanza) con C eccitato. In questo caso la linea perpetua è alimentata dal raddrizzatore, mentre la linea soccorso è sterile. Con J in basso e Cr chiuso, entrambi i rele restano eccitati. In tal caso la linea perpetua riceve entrambe le tensioni, mentre quella di soccorso resta esclusa; inoltre l'accumulatore viene posto in parallelo al raddrizzatore con una

corrente di carica di circa 3 ampère. In caso di assenza delle rete luce: con J in basso entrambe le linee sono alimentate dall'accumulatore, mentre con J in alto la sola linea perpetua ne riceve la tensione.

Qualora si desiderasse conservare alla linea soccorso la stessa funzionalità in entrambe le posizioni di J, basterebbe inserire il ponte che unisce il primo polo di J con il suo contatto di riposo. Il dispositivo, così concepito, viene utilizzato al nostro scopo con sistemazione nell'interno del centralino.

Sulla linea perpetua viene allacciato lo intero impianto, mentre la linea soccorso alimenta le luci in corrente continua atte ad illuminare l'ambiente in caso di assenza della tensione alternata della rete. Essendo l'accumulatore in posizione di costante riposo, salvo i descritti limitati casi di intervento, la sua funzionalità prevalente è quella di una sorgente di riserva. Per questa ragione la sua durata sarà lunghissima e la necessità di manutenzione irrisoria. Basterà infatti una ricarica semestrale, effettuata a piccoli periodi di 30 minuti, senza bisogno di spostarlo dalla sua sede, ma col solo spostamento in chiusura della leva Cr. La revisione annuale dell'acqua distillata completa la modesta manutenzione. Il raddrizzatore è dotato in modo da fornire largamente l'erogazione richiesta dall'intera installazione e, con un trasformatore di buona qualità, si ha una dissipazione termica totale trascurabile anche in caso di lungo esercizio continuativo (es. chiusura estiva).

L'utilizzazione delle sorgenti organizzata nel modo descritto conferisce alla installazione un elevato fattore di sicurezza e alcune comode prestazioni ausiliarie.

(continua)

ALESSANDRIA

15100 - VIA G. DONIZZETTI, 41



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

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. GOSIO G. - Alessandria

Rivelatori di metalli

Su **SELEZIONE TECNICA** abbiamo pubblicato diversi schemi di rivelatori metallici, che sono usabili anche per ricerche minerarie. Si tratta di apparecchi la cui costruzione presenta una certa difficoltà tanto è vero che parallelamente ad alcuni lettori che hanno ottenuto risultati favorevoli, altri, sebbene esperti in radiocostruzioni, sono rimasti completamente insoddisfatti.

A questo riguardo le consigliamo un rivelatore di mine e di metalli di produzione americana che si trova in commercio tanto in Italia ma più facilmente reperibile in Francia.

Si tratta di un apparecchio di grande sensibilità noto con la sigla DM4 e che non è altro che il modello SCR625 modificato (di quest'ultimo si possono trovare molti esemplari del surplus a prezzi convenienti). Esso consente di stabilire la presenza di qualsiasi metallo (oro, rame, argento, ferro, piombo, ecc.) con precisione assoluta nel suolo, nei boschi, nei muri ed anche nel corpo degli animali.

L'indicazione è a doppio tipo: visiva e sonora.

In Italia è rintracciabile pure un cerca oggetti, sempre di produzione USA, noto con la sigla AN/PRS1 e adatto per la rivelazione anche di oggetti non metallici (oltre che quelli metallici).

nella sua stessa domanda. Infatti nel formularci la richiesta lei premette « che fra le varie riviste che ha consultato ha potuto constatare che i dati forniti, anche per bass reflex di tipo simile, siano notevolmente diversi ». A questo proposito bisogna precisare che sulla costruzione dei

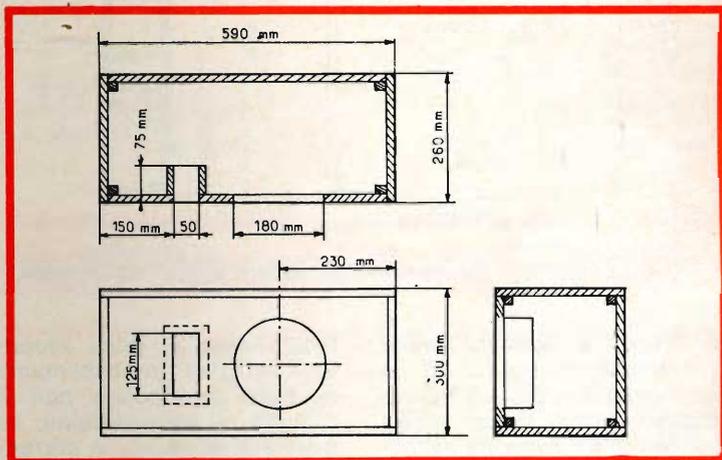


Fig. 1 - Esempio classico di mobile di costruzione americana.

Sig. ZAINA V. ed altri - Catania

Casse acustiche

La risposta al suo quesito, che ci è già stato posto da altri lettori, in definitiva sta

mobili destinati a contenere gli altoparlanti esiste una ricca ed ottima letteratura tecnica anche in Italia. Purtroppo, in effetti, si deve constatare che i punti di vista sul come conseguire i migliori risultati siano alquanto discor-

di ma ciò è da attribuire esclusivamente al fatto che le ditte specializzate in tale costruzione seguono dei criteri propri che differiscono gli uni dagli altri.

Comunque in figura 1 riportiamo un esempio classico di mobile, di costruzione americana, destinato ad accogliere un altoparlante simile a quello in suo possesso. Per evitare la formazione di onde stazionarie il mobile dovrà essere accuratamente rivestito del classico materiale assorbente.

Sig. MUGGIOLI A. - Genova

Apparecchio interfonico

Non abbiamo potuto rispondere tempestivamente alla sua richiesta essendoci essa pervenuta in concomitanza con il periodo delle ferie.

Lo schema dell'interfono pubblicato su Digest Concern Literature è esatto. Pensiamo che se il posto principale funge regolarmente l'anomalia da lei segnalata sia da attribuire ad un effetto di accoppiamento delle linee che

pale e controllare se in queste condizioni l'inconveniente si elimina. In tal caso è ovvio che esso sia da attribuire alle linee stesse. In caso contrario è opportuno indirizzare le ricerche verso il commutatore che potrebbe essere difettoso e lo stato dei condensatori.

Critica può essere la regolazione del volume che deve essere eseguita in modo da ottenere il perfetto equilibrio fra i vari posti. Sovente l'eccessiva amplificazione è la causa prima dell'inconveniente da lei lamentato.

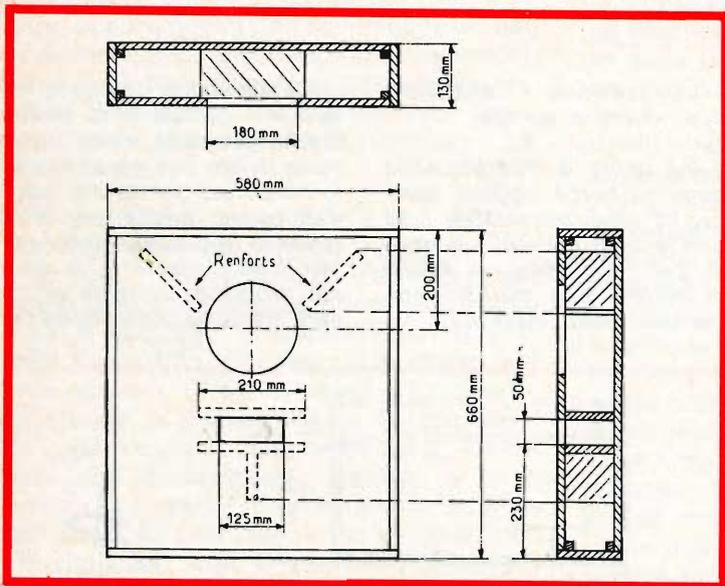


Fig. 2 - Esempio di mobile adatto ad essere appeso ad un muro.

In figura 2 è mostrato invece il dettaglio costruttivo di un altro mobile adatto ad essere appeso ad un muro, ad un tavolato o ad essere dissimulato dietro delle tende, in virtù della sua limitata profondità. Come si può osservare dalla figura stessa, allo scopo di ottenere buoni risultati, sono state aumentate sensibilmente le altre misure.

D'altra parte le facciamo presente che la ditta G.B.C. dispone di ottimi complessi speciali per impianti Hi-Fi e stereo.

fanno capo ai posti secondari le quali probabilmente risultano accoppiate con il circuito di alimentazione, se questa è effettuata in corrente alternata, o comunque con la linea della rete elettrica.

Quindi, come prima prova e qualora l'apparecchio sia alimentato tramite raddrizzatore, è necessario sostituire quest'ultimo con una batteria in corrente continua. Se il difetto permane si potranno escludere le linee trasportando gli altoparlanti secondari vicino al posto princi-

Sig. SAMPIETRI G. - Milano

Amplificatore a transistori

Nella rivista abbiamo descritto numerosi amplificatori di potenza adatti per essere applicati anche ad autoradio (vedere rubrica «I lettori ci scrivono»). Comunque le facciamo presente che se in taluni casi la potenza di uscita di 0,4 W per un autoradio può essere troppo bassa, fare uso di apparecchi aventi potenze superiori ai 3 W, non è consigliabile, tenuto conto che essi debbono funzionare in un ambiente dove lo spazio a disposizione è molto ridotto e tutt'altro che uniforme.

In figura 1 riportiamo lo schema di un ottimo amplificatore a transistori il quale è capace di fornire una potenza di uscita di 4 W su un carico di 8 Ω. Questo amplificatore, che è stato realizzato nei laboratori della Philips, e tutti i componenti sono facilmente reperibili, può essere costruito anche in versione stereo per altri usi. La sua qualità di riproduzione è veramente ottima.

Come è visibile dal circuito è possibile effettuare la regolazione dei toni che è affidata a due sezioni indipen-

denti che influenzano la risposta in frequenza rispettivamente alle basse ed alle alte frequenze.

L'aumento delle note basse è ottenuto diminuendo opportunamente il tasso di controreazione per le frequenze inferiori ai 1.000 Hz. La mas-

delle note acute è affidata ad una rete di tipo convenzionale. La regolazione del volume è effettuata in modo da esaltare tanto le basse quanto le alte frequenze via via che si riduce la sensibilità. L'effetto delle note basse è dovuto all'aumento della impedenza di carico del fo-

no rivelatore, le note alte subiscono un aumento relativo per la presenza del condensatore da 15 pF che viene a cortocircuitare una parte del potenziometro di volume.

I valori dei componenti sono stati riportati direttamente sullo schema.

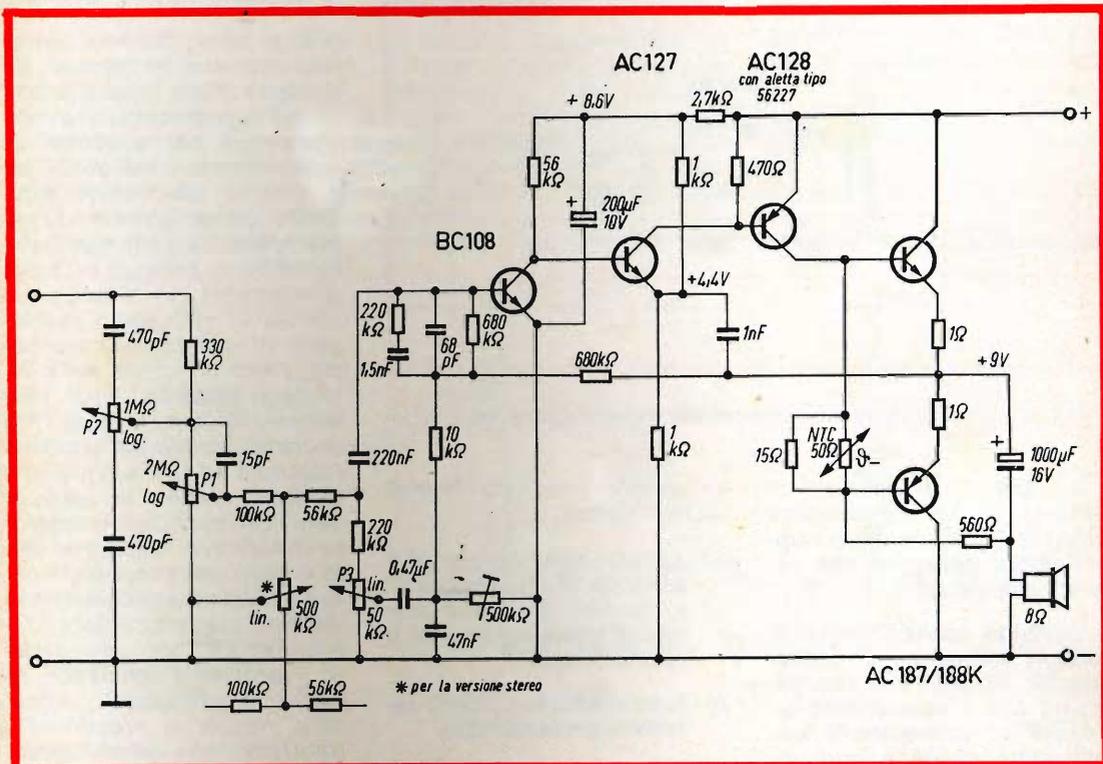


Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore a transistori da 4 W.

sima esaltazione si ottiene quando il cursore del potenziometro P3 è a massa e la reazione negativa differenziata è affidata al gruppo RC in serie (220 kΩ e 1,5 nF), che fa ritorno sulla base del primo transistor. Inserendo progressivamente P3 la tensione di controreazione, che è disponibile ai capi del condensatore da 47 nF, aumenta con il diminuire della frequenza introducendo una proporzionale corrente di reazione attraverso P3 e la resistenza da 220 kΩ. La regolazione

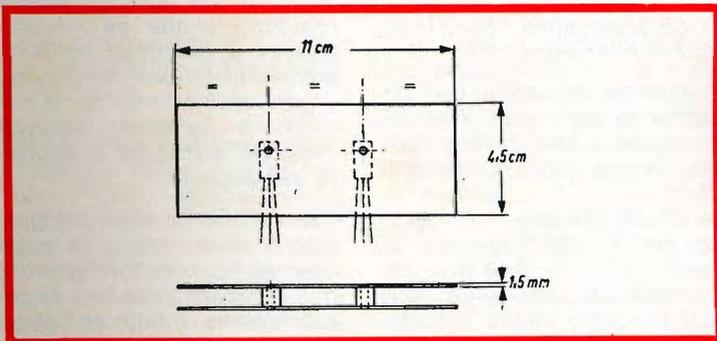


Fig. 2 - Dimensioni del radiatore per la coppia di transistori AC 187/188 K.

Da notare che la coppia di transistori AC187/188k deve essere montata fra due piastre di alluminio aventi le dimensioni di 11 x 4,5 centimetri e lo spessore 1,5 millimetri come indicato in figura 2.

Fig. DRAGO E. - Siracusa

Organo elettronico

Innanzitutto occorre precisare che la descrizione delle apparecchiature elettroniche de-

essa rappresenta un segreto costruttivo: tutto al più viene indicato il numero di catalogo per una eventuale richiesta del pezzo sostitutivo che consenta di avviare ad una avaria.

Ciò evidentemente vale anche per la descrizione dello schema dell'organo del quale le abbiamo inviato la copia.

D'altra parte occorre tenere presente che in genere chi si dedica alla realizzazione di tali apparecchiature non lo fa mai per costruire un solo esemplare ma bensì per iniziare la costruzione industriale od artigianale di più esemplari. Se così non fosse varrebbe la pena di ordinare direttamente in Francia la scatola di montaggio dell'organo in questione il cui costo, come è visibile nella fotocopia inviata, è di 1500 franchi, dogana esclusa. Noi abbiamo fornito la suddetta fotocopia ad una cinquantina di nostri lettori, la maggior parte dei quali evidentemente desiderava realizzare detto organo per scopi industriali, e possiamo assicurarla che essendo essi molto addentrati in tale campo hanno risolto il problema ottenendo risultati incoraggianti. Alcuni sono riusciti a procurarsi i transistori, che contrariamente a quanto afferma, sono reperibili in Francia, e le stesse bobine, altri hanno effettuato la sostituzione dei transistori e la costruzione in proprio delle bobine.

Circa l'altra sua affermazione di essere in possesso di altri organi elettronici, e dei relativi schemi, e di ignorare il valore delle bobine, cosa questa che le impedisce la costruzione di altri esemplari, possiamo assicurarla che un accurato esame delle bobine stesse, mediante l'impiego di adatti strumenti, consentirebbe a qualsiasi laboratorio ben attrezzato di ricavare i dati indispensabili per effettuarne la costruzione. Qualora si in-

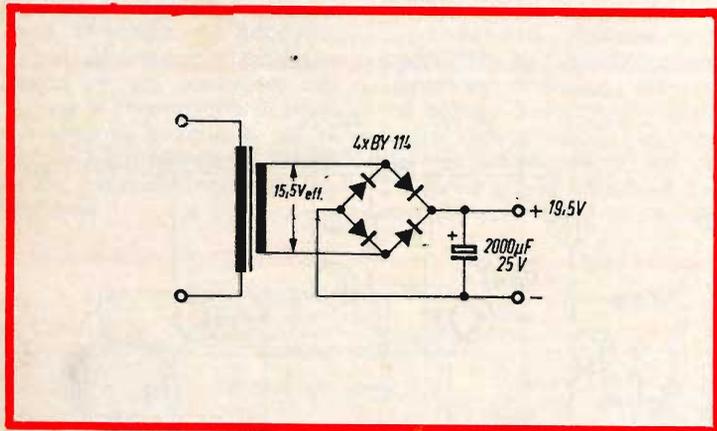


Fig. 3 - Schema di un alimentatore per l'amplificatore da 4 W.

In figura 3 è riportato lo schema di un alimentatore qualora si volesse usare l'amplificatore collegato alla rete di alimentazione.

Dovendo usare l'amplificatore in unione ad un apparecchio autoradio il collegamento dovrà essere fatto all'uscita del primo stadio amplificatore di BF oppure direttamente all'uscita dello stadio rivelatore, scegliendo fra le due soluzioni quella che dà risultati migliori.

Caratteristiche tecniche dell'amplificatore:

Potenza di uscita con distorsione del 5% = 4 W. Distorsione a 100, 1000 e 3000 Hz per una potenza di uscita di 3,5 W = 1%. Rumore = - 65 dB. Tensione all'ingresso per la max. potenza di uscita (4 W) = 260 mV. Impedenza di entrata = 450 kΩ. Corrente media assorbita in assenza di segnale = 25 mA. Corrente assorbita a piena potenza = 300 mA. In modulazione 4,40%.

ve essere suddivisa in due distinti settori:

- apparecchiature che pur essendo di un certo livello tecnico sono alla portata di qualsiasi tecnico o radioamatore.
- apparecchiature aventi carattere professionale.

Gli organi elettronici possono appartenere ad entrambi i settori. Infatti esistono organi elettronici particolarmente semplici che possono essere realizzati anche da modesti tecnici, e dei quali abbiamo pubblicato alcuni schemi, ed organi professionali la cui costruzione presenta notevoli difficoltà anche al costruttore più esperto.

Come abbiamo più volte precisato sulla rivista, le case costruttrici non forniscono i dati completi delle loro apparecchiature. Infatti se talvolta esse pubblicano i loro schemi, l'indicazione del valore di taluni componenti è volutamente omessa dato che

contrino delle difficoltà estreme si ricorre allo smontaggio completo delle bobine al fine di ricavarne le loro caratteristiche costruttive.

Ripetiamo che quanto affermiamo sopra vale soltanto per chi desidera dedicarsi a delle costruzioni su vasta scala, come sembrano siano i suoi desideri.

Occorre rilevare che lo stesso fenomeno si manifesta per le descrizioni delle apparecchiature destinate al radio comando, anche elementari, nelle quali i francesi sono all'avanguardia. Le riviste francesi, anche in questo caso, omettono regolarmente i dati

caso, è consigliata solo a chi abbia molta esperienza. I numeri della suddetta rivista, che non sono più in nostro possesso, dovrà richiederli direttamente alla casa editrice in Inghilterra.

Sig. BENCINI - Livorno

Temporizzatore a transistori

In figura è rappresentato lo schema elettrico di un interessantissimo timer transistorizzato il quale, impiegando dei transistori planari al silicio SGS/FAIRCHILD, consente di ottenere degli intervalli di tempo compresi fra un secondo e mille secondi, con

I componenti usati sono i seguenti:

Transistori e diodi SGS/FAIRCHILD: T1 = BFY77; T2 = BFY64; T3 = BFY77; T4 = BFY64; D1 = BAY73; D2 = BAY73; D3 = BAY73; D4 = BAY71; D5 = BAY71.

Resistenze: R1 = vedere in seguito; R2 = 180 Ω ; R3 = 680 Ω ; R4 = 10 k Ω potenziometro a filo; R5 = 1,5 k Ω ; R6 = 100 k Ω ; R7 = 62 k Ω ; R8 = 820 Ω ; R9 = 10 k Ω ; RL = 20 M Ω ; R = vedere in seguito; Relé = Rr = 5.000 Ω . Condensatori: C = 10 μ F; C1 = 10.000 pF.

La tensione di alimentazione deve essere di 24 V. I valori delle resistenze de-

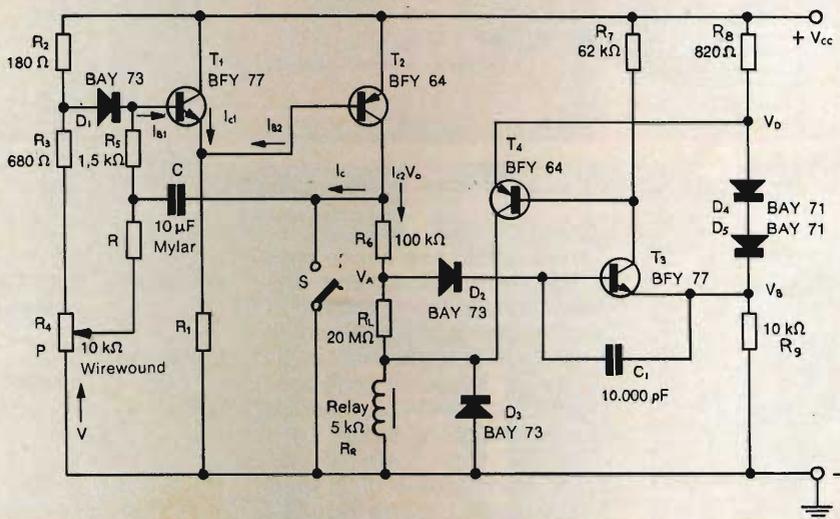


Fig. 1 - Schema di un temporizzatore da 1 s a 1000 s.

relativi alle bobine. Ma chiunque abbia svolto in tale campo una certa attività è sempre in grado di ovviare all'inconveniente anche mediante il solo uso di un grid-dip che consenta l'accordo di una bobina autocostruita sulla frequenza desiderata. (Questo il motivo per cui i nostri collaboratori effettuano sovente la recensione di tali articoli). L'organo descritto sulla rivista Wireless World, è veramente completo, però la sua costruzione, anche in questo

un errore massimo del $\pm 2\%$ per temperature dell'ordine di $0^\circ - 50^\circ$ C.

L'integratore di Miller, seguito da un circuito rigeneratore trigger, rappresenta il migliore sistema che consente di ottenere intervalli molto lunghi. Nel circuito proposto mentre i transistori T1 e T2 fanno parte dell'integratore di Miller, i transistori T3 e T4 costituiscono il circuito trigger sufficiente ad azionare il relé Rr da 5.000 Ω .

vono essere scelti in funzione dell'intervallo di tempo che si desidera ottenere, con il criterio descritto più sotto. Per intervalli compresi fra 1 s. e 10 s., R = 0,1 M Ω ; R1 = 1 M Ω . Per intervalli compresi fra 10 s. e 40 s., R = 0,91 M Ω ; R1 = 5 M Ω . Per intervalli compresi fra 40 s. e 200 s., R = 4 M Ω ; R1 = 20 M Ω . Per intervalli compresi fra 200 s. e 1000 s., R = 20 M Ω ; R1 = 50 M Ω .

Divisori di frequenza

Lo schema relativo a un divisore di frequenza, con fattore cinque, pubblicato a suo tempo sulla rivista «ELECTRONICS ENGINEERING» è esatto. Perciò, se l'apparecchio è stato costruito regolarmente, dovrebbe funzionare. Controlli che i transistori siano in buono stato e provi

Organo elettronico

Abbiamo provveduto ad inviarle la descrizione in lingua francese dell'organo elettronico a 125 transistori.

I quattro numeri della rivista Wireless World possono essere richiesti direttamente alla casa editrice inglese, tramite una qualsiasi libreria internazionale, dato che noi attualmente ne siamo sprovvisti.

Antifurto

Il dispositivo antifurto descritto nel n. 9/1963 della rivista ormai può ritenersi superato, necessitando, fra l'altro, di lunghe operazioni di messa a punto che sono piuttosto difficili. Le consigliamo la costruzione dell'allarme antifurto UK15 (SM/1005) anche esso ad un transistoro il cui

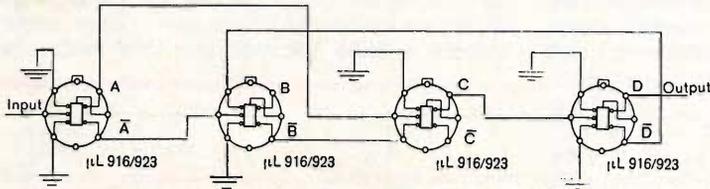


Fig. 1 - Schema di un divisore di frequenza con fattore 10.

a variare leggermente la capacità dei condensatori.

In figura 1 e 2 riportiamo due ottimi divisori di frequenza, il primo con fattore 10 ed il secondo con fattore 17, realizzati entrambi con i microcircuiti della SGS/FAIRCHILD tipo 1µL916/923. Naturalmente il suddetto fattore può essere modificato a seconda delle necessità adattando i microcircuiti alle esigenze.

Tenuto conto che anche molti altri lettori incontrano delle difficoltà a procurarseli con detto sistema, consigliamo di richiederli direttamente all'editore al seguente indirizzo: WIRELESS WORLD, Dorset House, Stamford Street, London S.E. 1. Il costo di ciascun esemplare è di 3 scellini ai quali occorre aggiungere le spese postali.

Il versamento potrà essere effettuato tramite banca.

funzionamento è basato sulla apertura dei contatti di un relè.

Detto apparecchio è fornito sotto forma di scatola di montaggio presso tutte le sedi della G.B.C.

Tenga pure presente che sul n. 9/1967, a pagina 1651, è stato pubblicato un interessante articolo sugli antifurti per uso industriale.

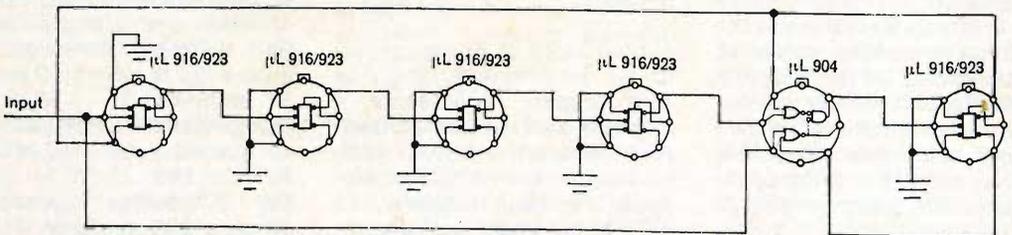
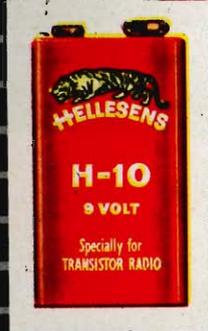


Fig. 2 - Schema di un divisore di frequenza con fattore 17.

HELLESENS



for
transistor
radio



LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO



ut/125 umer

Televisore da 23" con cinescopio « Single Bond » a visione diretta. Telaio verticale con circuiti P.C.B. Controllo automatico di sensibilità. Commutazione istantanea del 1° e 2° canale. Potenza d'uscita 4 W. Elegante mobile in legno pregiato. Alimentazione 220 V. Dimensioni: 645 x 485 x 380.

L. 151.000

**IL TECNICO
CONSIGLIA
TELEVISORI**

