

Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV

di **tecnica**

12

LIRE
500

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - DICEMBRE 1971

in
questo
numero:

**termometro
elettronico**

**sincronizzatore
per flash**

**l'elettronica
contro
il crimine**

**trasmissioni
e registrazioni
sottomarine**

**Il minirivelatore:
cercametalli
tascabile**



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

ARGENTINA . . . Pesos 8
AUSTRALIA . . . \$ Au. 2
AUSTRIA . . . Sc. 27,50
BELGIO . . . Fr. Bg. 51,50
BRASILE . . . Crs. 10,50
CANADA . . . \$ Can. 2,50
CILE . . . Esc. 25

DANIMARCA . . . Kr. D. 8
EGITTO . . . Leg. 1,5
ETIOPIA . . . \$ et. 3,50
FRANCIA . . . Fr. Fr. 5
GERMANIA . . . D.M. 4
GIAPPONE . . . Yen 650
GRECIA . . . D.Z. 34,50

INGHILTERRA . . . Lgs. 0,50
ISRAELE . . . L.I. 4,50
JUGOSLAVIA . . . Din. 14
LIBANO . . . L. Lib. 4
LIBIA . . . Pts. 45
LUSSEM. . . Fr. Bg. 51,50
MALTA . . . Lgs. M. 0,50

NORVEGIA . . . Kr. N. 7,50
OLANDA . . . F. Ol. 4
PERU' . . . Sol. 70
POLONIA . . . Zloty 5
PORTOGALLO . . . Esc. 30
SPAGNA . . . Pts. 80
SUD AFRICA . . . R 1

SVEZIA . . . Kr. S. 5
SVIZZERA . . . Fr. S. 4,50
TURCHIA . . . L.T. 18
U.R.S.S. . . . rylb 2
URUGUAY . . . Pesos 450
U.S.A. . . . \$ 2,10
VENEZUELA . . . Bs. 9,50

1^a SERIE ITALIANA DELL'ELETTRONICA



CONIAZIONI SPECIALI:
TELECAMERA
REGISTRATORE
CIRCUITO
TELEVISORE
COMPONENTI

EMISSIONE UFFICIALE DI MONETE D'ORO E D'ARGENTO

CHIEDETE INFORMAZIONI PRESSO I PUNTI DI VENDITA DELLA G.B.C.





Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano

resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!**

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

- VOLTS C.C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
- VOLTS C.A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω : 10 - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ [per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megohms].
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megohms.
- CAPACITA':** 4 portate: da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF. - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
- FREQUENZA:** 2 portate: 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- V USCITA':** 6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 E con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello «Amperclamo» per Corrente Alternata:

Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.

Prova transistori e prova diodi modello «Transtest» 662 I.C.E.

Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.

Voli - ohmetro a Transistore di altissima sensibilità.

Sonda a puntale per prova temperatura da -30 a +200 °C.

Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V C.C.

Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)

CON LA PIU' AMPIA SCAIA (mm 85 x 65)

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO. PIU'

SEMPLICE PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicare

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

erronei anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antiurto con speci-

ali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo mate-

riale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speci-

ale dispositivo per la com-

pensazione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. IL

TESTER SENZA COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra

IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !



I
N
S
U
P
E
R
A
B
I
L
E

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccellente per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna omaggio del relativo estuccio !!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 8200 franco nostro Stabilimento

Richiederlo Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6



STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE



- VOLTMETRI
- AMPEROMETRI
- WATTMETRI
- COSFIMETRI
- FREQUENZIMETRI
- REGISTRATORI
- STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. B - D.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

NUOVO ANALIZZATORE UNIVERSALE Mod. SK-60

50.000 ohm / V

più robusto
più sensibile
più piccolo
più economico

GARANZIA 12 MESI

Campi di misura totali:

V_{DC}	25 mV	--	1000 V
V_{AC}	1 V	--	1000 V
V_U	1 V	--	500 V
I_{DC}	25 μ A	--	0,5 A
R	2 Ω	÷	10 M Ω
dB	-10	÷	+62 dB



- microamperometro con scala a specchio
- efficiente sistema di protezione
- cambio portate tramite commutatore professionale
- dimensioni 8,5 x 13 x 3,5 cm

raccomandabile per l'industria, per il servizio assistenza e per l'insegnamento didattico



20121 **MILANO** VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650 884
00182 **ROMA** VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663

SOMMARIO

in copertina: radiomodellismo realizzazioni sperimentali	2015	2022	2023	2025	2029	2033	2037	2041	2049	2055	l'elettronica in tema natalizio radiocomando 4 canali - IV parte temporizzatore elettronico cucù elettronico costruiamoci un termometro elettronico il minirivelatore: cercametalli tascabile generatori di frequenza per organi sincronizzatore per flash elettronici alimentatore e modulatore su "rack" convertitori di frequenza dissipazione del calore da un contenitore in plastica dual - in - line spine e prese unificate come scegliere i cavi TV e FM gli impianti hi-fi - II parte giradischi professionale Garrard zero 100 l'elettronica e la lotta al crimine - I parte tavolo di regia per la registrazione sonora introduzione al comando con ordinatore circuito integrato monolitico TAA 930 commutatore elettr. per oscilloscopio soppressione dei disturbi nuove prospettive di radiodiffusione - I parte ricevitore per radiocomando miscelatore audio a due canali generatore di segnali B.F. 10 Hz : 1 MHz segnalatore di luci accese - I parte trasmissioni e registrazioni sottomarine circuiti a transistori per VHF i semiconduttori - I parte generalità ed applicazioni - XII parte gli apparecchi a transistori - XII parte		
radioamatori elettronica industriale	2059	2067	2073	2081	2084	2089	2093	2099	2103	2107	2117	ricetrasmittitori	
bassa frequenza	2123	2127	2131	2141	2147	2155	2159	2165	2171	2175	2185	2189	2193
alta fedeltà													
l'angolo del tecnico													
scatole di montaggio													
elettronica e auto tecniche d'avanguardia circuiti per hobbisti													
radiotecnica servizio tecnico rassegna delle riviste estere i lettori ci scrivono servizio schemi prontuario delle valvole elettroniche													

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

AMTRON	2028-2095-2203	CHINAGLIA	2167	HELLESENS	2184	MIDLAND	2047	SICTE	2054
B. & O.	2129	ELAC	2105	HITACHI	2112	MINNESOTA	2206	SOC. IT. TELEC.	
BRITISH	2183	ERSA	2066-2170	ICE	2009	PHILIPS	2199-2135	SIEMENS	2057
CASSINELLI	2204	FACON	2153	IRCI	2191	PRESTEL	2163	SONY	2072-2087-2126-2174
		FIVRE	2205	ITT	2083-2173	R.C.F.	2157	TES	2010
		G.B.C.	2008-2014-2200-2201	KRUNDAAL	2145	S.G.S.	2091	UNAOHM	2101



HITACHI

MONDIALE



TM - 735E

AUTORADIO - Onde medie - 7 transistori, 2 diodi, 2 termistori - Sintonia a tasti e manuale - Controllo continuo del tono - Potenza di uscita 7 W - Alimentazione: 12 V negativo o positivo a massa - Corredato di supporto di montaggio - Dimensioni mm. 159 x 51 x 104.

KM - 1100T

AUTORADIO ESTRAIBILE - Onde medie, lunghe, FM - 11 transistori, 5 diodi, 2 termistori - Commutatore di tono - Potenza di uscita: come autoradio 2 W a 12 V, come portatile 1,5 W - Alimentazione: autoradio 6/12 V positivo o negativo a massa, portatile 6 V (4 pile mezza torcia 1,5 V) - Antenna telescopica incorporata - Corredato di supporto - Dimensioni: autoradio mm. 197x63x201, portatile mm. 192x61x171.



KM - 1400

AUTORADIO - Onde medie, lunghe, corte, FM - 14 transistori, 7 diodi, 2 termistori - Controllo automatico della frequenza (AFC) in FM incorporato - Regolatore continuo del tono - Potenza di uscita 7 W - Alimentazione: 6/12 V negativo o positivo a massa - Dimensioni: mm 180 x 50 x 150.

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattore
MARCELLO LONGHINI

Impaginatrice
IVANA MENEGARDO

Segretaria di Redazione
MARIELLA LUCIANO

Collaboratori

Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Gianni Carrosino - Piero Soati
Ludovico Cascianini - Italo Mason
Franco Reinerio - A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Serafini Domenico
Giorgio Uglietti

Sergio d'Arminio Monforte

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisanò Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

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:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/40678

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 300, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

Agente Generale per l'Italia :

elektromarket INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859



CAMPAGNA ABBONAMENTI 1972

**SELEZIONE RADIO-TV/SPERIMENTARE
ELETTRONICA OGGI**

SELEZIONE RADIO-TV / SPERIMENTARE + ELETTRONICA OGGI

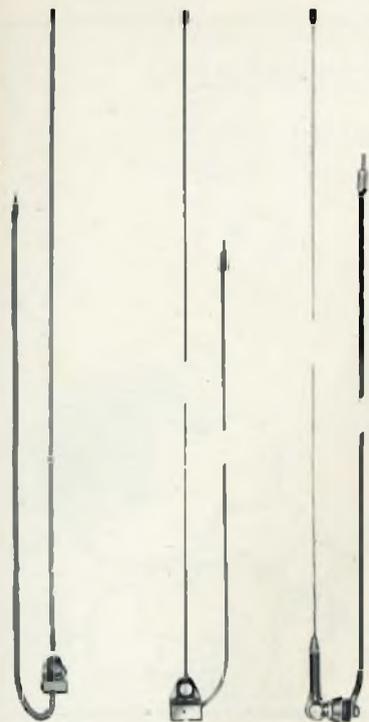
ITALIA	ESTERO
5.500	8.000
6.000	8.500
11.000	16.000

Nelle pagine di questo fascicolo troverete due moduli di c.c./p per l'abbonamento.

IMPORTANTE

Per coloro che si abbonano sono previsti numerosi omaggi nell'arco dell'anno. **SUBITO** riceveranno il tessero sconti per acquisti presso tutti i punti di vendita G.B.C.

Per qualsiasi informazione rivolgersi al servizio abbonamenti: Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Tel. 92.81.801 - 92.89.391



KK/0704-00 KK/0705-00 KK/0707-00

Antenna a stilo in fibra di vetro

Fissaggio a grondaia ● Inclinazione variabile a frizione ● Lunghezza del cavo 1800 mm ● Lunghezza totale 940 mm ●

KK/0704-00

Antenna a stilo in acciaio

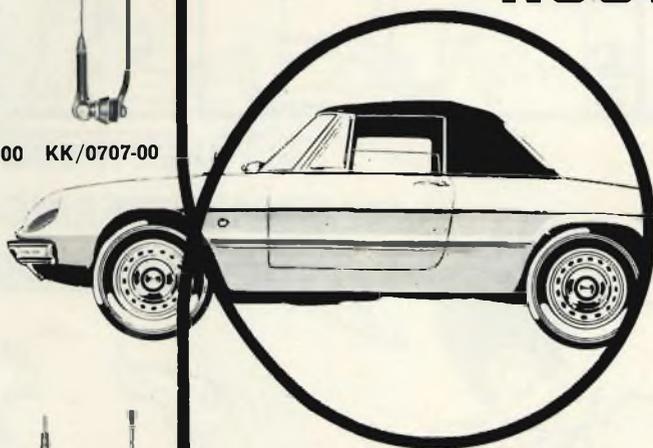
Fissaggio a grondaia ● Inclinazione variabile a frizione ● Lunghezza del cavo 1430 mm ● Lunghezza totale 785 mm ●

KK/0705-00

Antenna a stilo in acciaio

Fissaggio alla carrozzeria ● Inclinazione variabile a snodo ● Lunghezza del cavo 1450 mm ● Lunghezza totale 825 mm ●

KK/0707-00



NUOVE ANTENNE PER AUTORADIO

G.B.C.
italiana

Antenna a stilo in fibra di vetro

Fissaggio alla carrozzeria ● Inclinazione variabile a snodo ● Lunghezza del cavo 1290 mm ● Lunghezza totale 1960 mm ● Completa di chiave per snodo e gancio per stilo ● Disponibile in quattro colori ●

KK/0727-00 in colore bianco

KK/0727-02 in colore blu

KK/0727-01 in colore rosso

KK/0727-03 in colore giallo

Antenna a stilo in fibra di vetro

Fissaggio alla carrozzeria ● Inclinazione variabile a snodo ● Lunghezza del cavo 1100 mm ● Lunghezza totale 2000 mm ● Completa di chiave per snodo e gancio per stilo ● Disponibile in quattro colori ●

KK/0729-00 in colore bianco

KK/0729-02 in colore giallo

KK/0729-01 in colore rosso

KK/0729-03 in colore verde

Antenna telescopica ad incasso

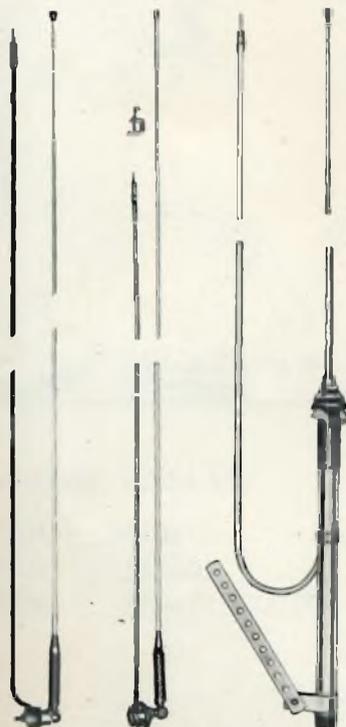
Fissaggio alla carrozzeria ● A quattro sezioni ● Lunghezza del cavo 1120 mm ● Lunghezza totale 1110 mm ● Parte da incassare 320 mm ● Completa di chiave per estrazione stilo ●

KK/0757-00

Antenna telescopica ad incasso

Fissaggio alla carrozzeria ● A cinque sezioni ● Lunghezza del cavo 1110 mm ● Lunghezza totale 1550 mm ● Parte da incassare 355 mm ● Completa di chiave per estrazione stilo ●

KK/0757-03



KK/0727-00 KK/0729-00 KK/0757-00/03

Dopo aver trattato del trasmettitore e del ricevitore in questa quarta parte viene esaminato il decoder adatto per il radiocomando proporzionale la cui descrizione è iniziata sul N. 9-1971 di questa stessa rivista.

**radio
modellismo**

costruzione di un radiocomando a quattro canali

IL DECODER

quarta parte



Anche se è già stato precisato, conviene ricordare che il decoder ha lo scopo di decodificare e quindi di scegliere le informazioni raccolte dal ricevitore. Esso, in pratica, raccoglie i quattro ordini contenuti nel treno di impulsi, relativi ai quattro canali e li invia verso i rispettivi servomotori.

In questo montaggio è impiegato un circuito di memoria detto «flip-flop tipo D». Prima di tutto conviene comprendere cosa sia veramente questo tipo di circuito, poiché ciò aiuterà a capire chiaramente anche il resto.

«FLIP-FLOP TIPO D»

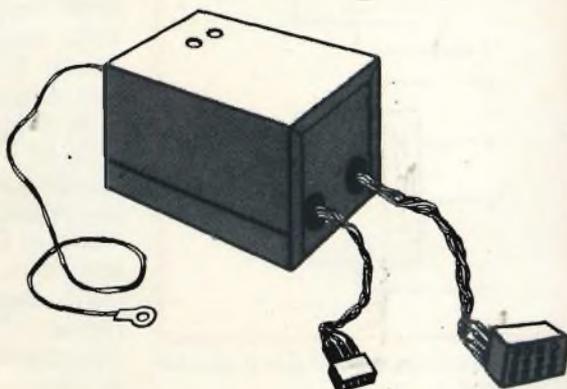
Lo schema generale di un simile flip-flop è illustrato in figura 1. Come si vede, esso è assai complesso e ricco di particolari.

In questo articolo, comunque, non si descriverà il funzionamento

di questo circuito, ma ci si limiterà a parlare della sua utilizzazione. A questo fine è sufficiente sapere che esso comprende due ingressi (S e T), due uscite complementari l'uno dall'altra (Q e Q') e due connessioni annesse (S₀ e C_c), che servono alla sincronizzazione e che in questo caso specifico rimangono inutilizzate.

Il flip-flop tipo D è dunque un «elemento di memoria» che conser-

va lo stato dell'ingresso S, durante la transizione negativa dell'ingresso T. Lo stato del flip-flop non è influenzato dai cambiamenti dell'ingresso S, ma dal cambiamento dallo stato «0» allo stato «1» dell'ingresso T. Questa, in pratica, è la definizione che dà di questo circuito la Motorola nella presentazione delle caratteristiche tecniche del circuito stesso. Volendo spiegare un po' a fondo il funzionamento si può dire



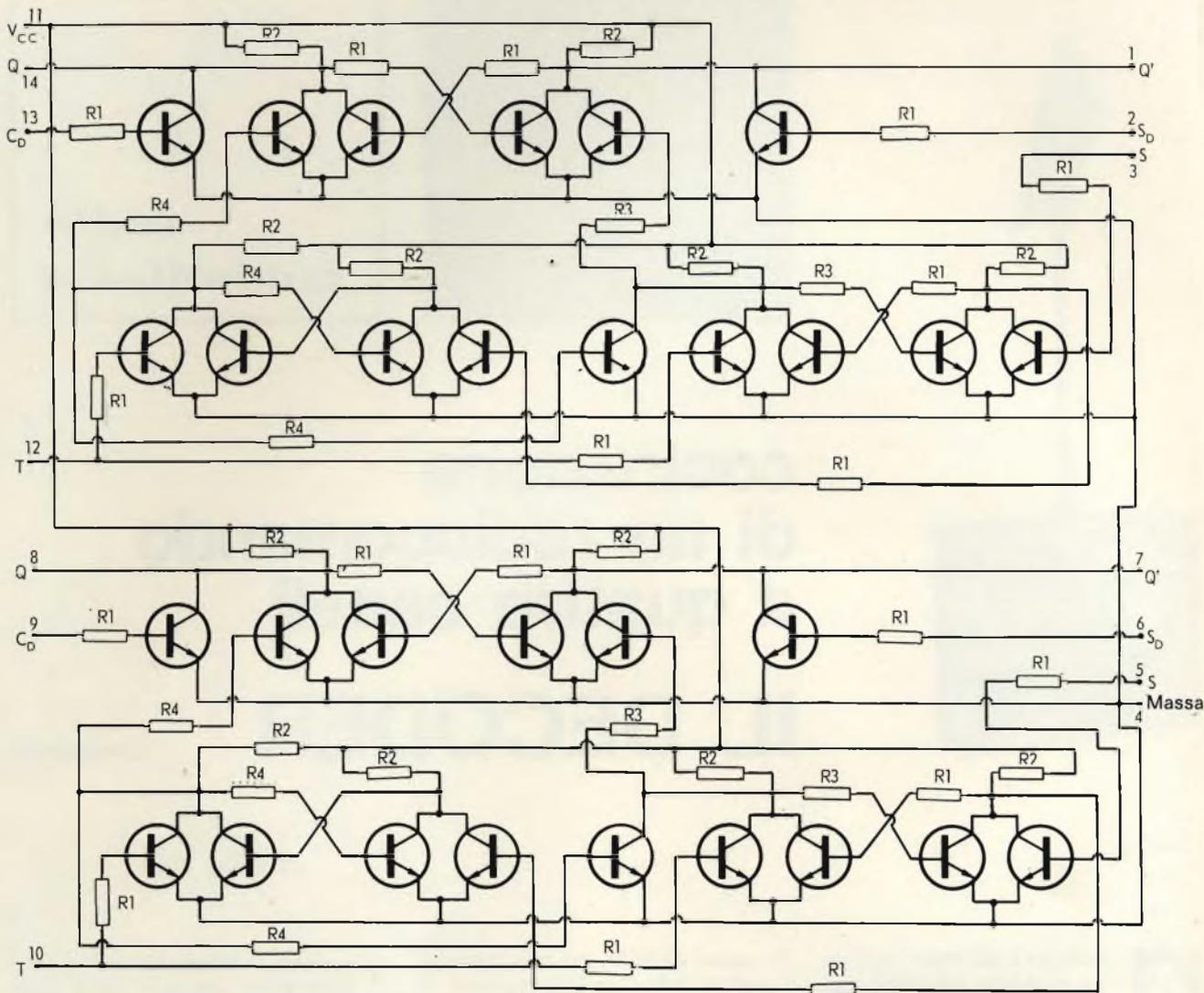


Fig. 1 - Schema elettrico del decoder. I valori dei resistori sono: $R1 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R2 = 3,6 \text{ k}\Omega$; $R3 = 180 \Omega$; $R4 = 480 \Omega$.

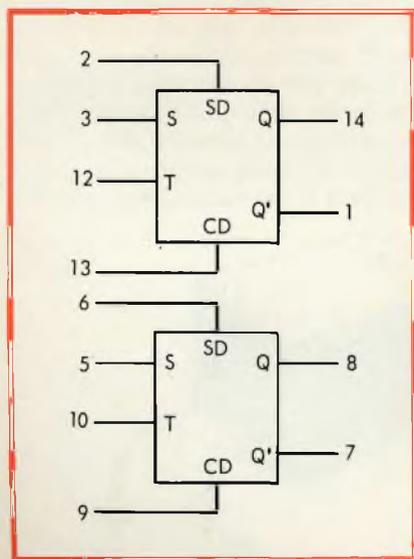


Fig. 2 - Uscite ed ingressi con il numero delle prese.

che si può cambiare lo stato del circuito (vale a dire il valore dell'uscita Q e quindi Q') nel corso di una transizione negativa dell'ingresso T . In altre parole, mentre T passa da «1» a «0» (dal positivo al negativo) si mette in memoria il valore di S . Supposto che il circuito sia nello stato $Q = 0$; si ha $S = 1$. Finché T ha il valore «1» o «0» non si ha alcun cambiamento.

Se si fa passare T da «1» a «0» si ha $Q = 1$. Ma quando T ritorna da «0» a «1» non si produce alcun mutamento finché non si cambia il valore di S . In altri termini, ancora una volta, si può constatare, con questo circuito, il valore di una variabile (S) ad un dato istante (quando T passa da 1 a 0). Volendo chiarire ancora maggiormente si

TABELLA I

S	T	Q
		Qx
0	0	Qx
0	1	Qx
0	0	0
1	0	0
1	1	0
1	0	1

può esaminare la tabella I nella quale Q , all'inizio, ha un valore qualunque.

A questo punto, se il lettore non ha ancora compreso chiaramente il funzionamento è necessario che rilegga quanto sopra esposto, poiché così facendo, ciò che segue apparirà più chiaro.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL DECODER

Il decoder comprende più parti e precisamente:

- Un amplificatore che «mette in forma» e amplifica il segnale proveniente dal ricevitore.
- Un circuito di sincronizzazione che rivela l'inizio dei treni d'impulsi.
- Un circuito di decodificazione, propriamente detto, che dirige verso ogni servo-motore i comandi corrispondenti.

IL DECODER

Lo schema elettrico completo del decoder è illustrato in figura 3. Le quattro parti di un circuito integrato (IC1) sono montate in serie. In tal modo si realizza l'amplificazione necessaria all'alimentazione degli elementi di decodificazione, anche quando la tensione all'uscita del ricevitore è debole (cattiva ricezione). La decodificazione è effettuata in tutta sicurezza fino alla tensione di 1 V; (con il trasmettitore e il ricevitore descritti, ciò corrisponde ad una distanza di 4 m circa con l'antenna scollegata dal trasmettitore. La distanza di 10 m

indicata in un precedente articolo corrisponde alla distanza alla quale il segnale raccolto è ancora visibile all'oscilloscopio ma non assicura il controllo).

Nel punto C si dispone di un segnale identico a quello trasmesso. Si trovano i cinque impulsi (negativi in questo caso).

In seguito si trova il circuito di sincronizzazione. Quando non si ha segnale in ingresso, l'uscita di IC1 (2) è positiva (livello 1).

Il condensatore C2 si trova caricato da R2 e in B è presente un potenziale positivo, A ogni impulso, C2 viene scaricato da D1, dopo di che l'uscita di IC2 (2) diviene nulla (potenziale 0).

Se non viene raccolto alcun segnale entro 4 ms, la giunzione di R2-C2 ridiviene positiva.

Si è giunti così al decodificatore propriamente detto. L'ingresso «S» di FF1 è positivo, per la tensione del circuito di sincronizzazione.

Al primo impulso si produce una transizione negativa sull'ingresso T di fig. 1. Dato che S è positivo, Q diviene positivo.

Quando arriva il secondo impulso, l'ingresso S va a 0 e la seconda transizione negativa provoca il ritorno a 0 di Q1. Si è così prodotto in Q1 un impulso negativo, di durata uguale al comando della prima via. Ma, contemporaneamente, questa seconda transizione negativa, viene applicata all'ingresso T di FF2. Siccome in questo momento, l'uscita Q1 non è ancora variata

(si ha un tempo di risposta veramente breve: dell'ordine di $50 \div 100$ ns, vale a dire $0,1 \mu s$, nel caso che gli impulsi sono $1000 \div 2000 \mu s$) e si trova quindi positiva. Il ciclo si propaga così fino a FF4. Quando un FF ha svolto il suo compito, vale a dire ha trasmesso un impulso, esso non cambia più di stato, poiché nessun altro cambiamento avviene sull'ingresso S.

Alla fine del ciclo è prevista una fase di sincronizzazione, che risulta molto utile. La tensione su S di FF1, infatti, aumenta progressivamente fino ad un valore molto positivo e il circuito è pronto per la prima transizione negativa del treno di impulsi seguente.

L'alimentazione stabilizzata a diodo Zener migliora la stabilità di questo circuito e comprende R3, C3 e D2.

Il condensatore C1 ha il compito di eliminare gli eventuali residui di alta frequenza.

Questo circuito decoder può essere utilizzato con qualsiasi altro ricevitore a patto che quest'ultimo fornisca dei segnali la cui ampiezza sia di 1 V e con degli impulsi negativi. D'altra parte, tutti i tipi di servo-motore, non sono impiegabili con questo decoder.

E' necessario, infatti, che essi siano previsti di un adattatore di impedenza per evitare di perturbare il funzionamento del decoder. Si dispone indifferentemente di treni di impulsi negativi o positivi (Q e Q').

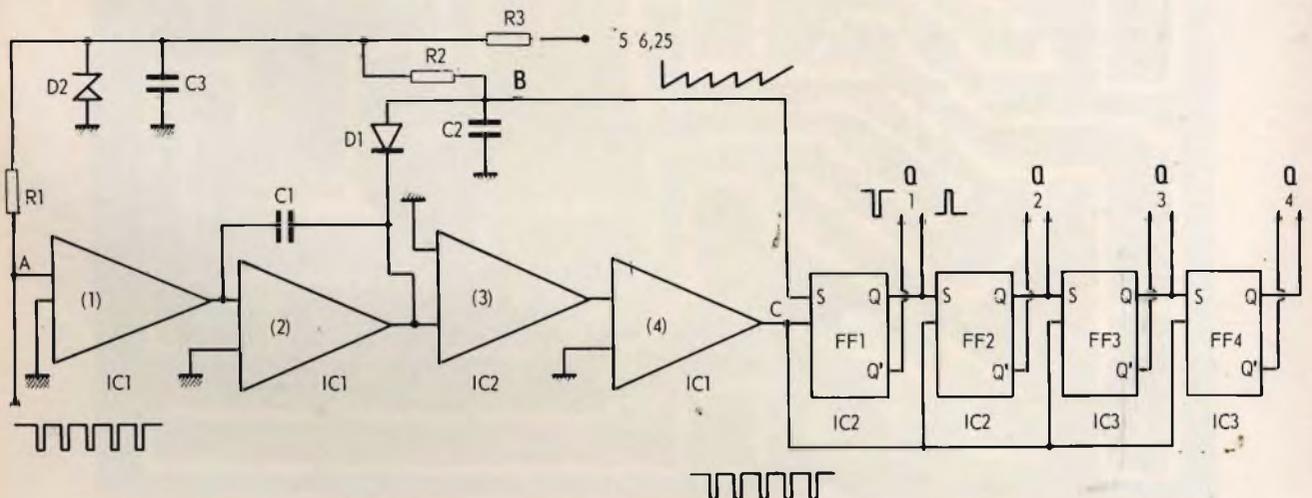


Fig. 3 - Schema elettrico generale del decoder per radiocomando, i punti A, B, C, servono per verificare la forma dei segnali.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato della versione «ricevitore + decoder» e il cablaggio della parte ricevitore sono stati illustrati sul numero precedente di questa rivista mentre il cablaggio della parte decoder di questa stessa versione è illustrato in figura 4. La figura 5 invece, illustra il circuito stampato della versione «solo decoder» della quale la figura 6 illustra lo schema di cablaggio.

Il montaggio dei componenti non presenta particolari difficoltà. Come prima operazione conviene montare i tre circuiti integrati nel loro giusto senso. Ciò fatto, montare i resistori, i condensatori e quindi i diodi. A montaggio ultimato il circuito deve funzionare in modo corretto. Verificare le forme dei segnali nei punti A-B-C e Q1, Q2, Q3 e Q4; i fianchi degli impulsi d'uscita

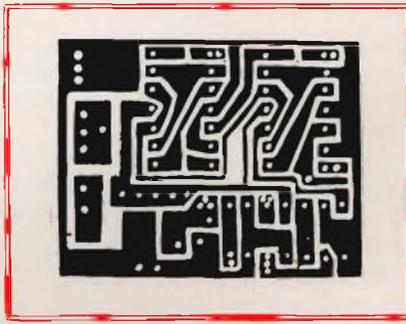


Fig. 5 - Circuito stampato in grandezza naturale per la versione solo decoder.

devono essere ben ripidi. L'ampiezza normale è di 1,5 V solamente. Si constaterà anche che Q1, Q2 e Q3 sono fra 1,2 e 1,5 V; si preleva una parte del segnale con l'FF seguente. Ciò non è dannoso, poiché lo stadio d'ingresso di un servomotore ridonerà l'ampiezza necessaria.

Per il cablaggio della piastra CS del decoder, è conveniente aspettare di aver scelto il tipo di servomotore

che si vuole utilizzare. A seconda dei tipi, infatti, i treni saranno negativi o positivi. Il cablaggio della piastra «ricevitore+decoder» - fig. 4 - sarà limitato al collegamento fra questa piastrina e quella degli amplificatori dei servo-motori. I fili passano tra i fori previsti nel circuito e vengono saldati direttamente sulle piastre di rame.

Si collegheranno le uscite 1, 2, 3, 4 o 1', 2', 3' e 4', il positivo (rosso) e il negativo (nero). Tutti i fili devono avere una lunghezza di circa 5 ÷ 6 cm. Si può quindi porre la piastra CS nel contenitore. Come si fa solitamente conviene limare gli eccessi di saldatura dal lato rame e quindi pulire con acetone per togliere il decapante di saldatura.

Intercalare tra il circuito e il contenitore un pezzo di materiale isolante. Fare infine un nodo all'antenna prima di passare quest'ultima

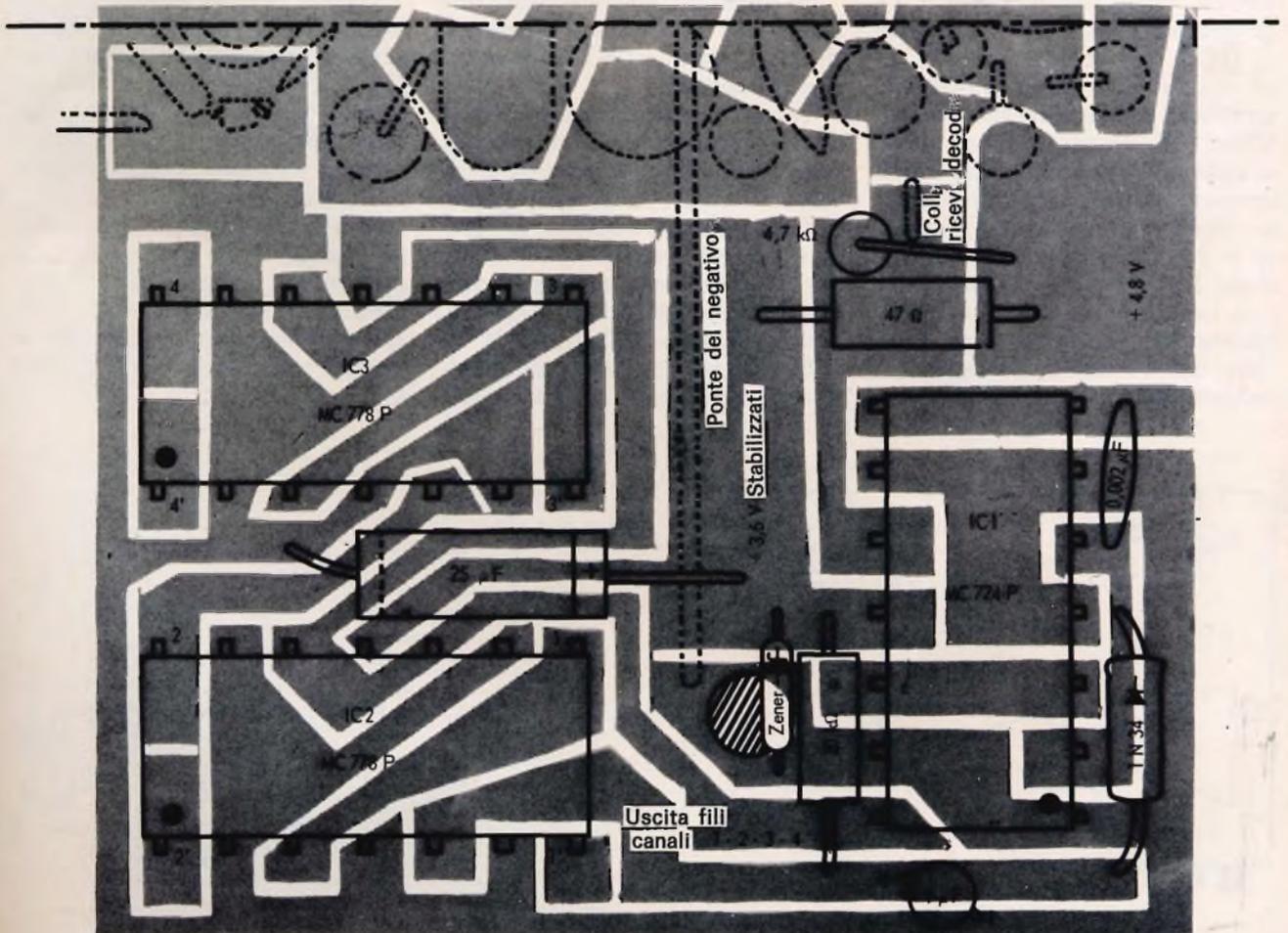


Fig. 4 - Disposizione dei componenti del decoder sulla piastra a circuito stampato della versione «ricevitore + decoder».

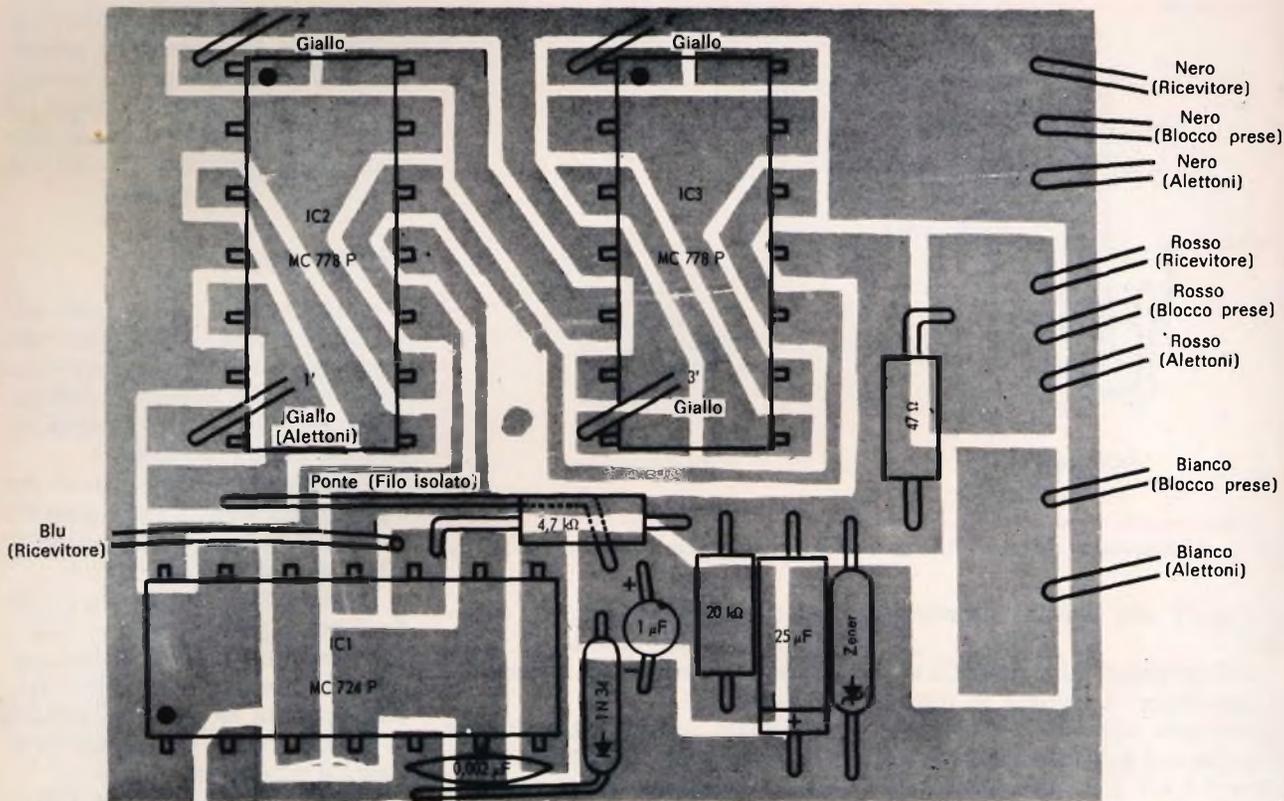


Fig. 6 - Disposizione dei componenti del decoder sulla piastra a circuito stampato della versione realizzativa «solo decoder».

nel passa-filo. A questo punto non rimane che collegare gli amplificatori del servo-motore.

Nel caso del CS «solo decoder» - fig. 6 è necessario saldare nelle po-

sizioni segnate due fili rossi di 10 cm, due bianchi e due neri e infine i quattro fili gialli di 15 cm; poi un filo rosso uno nero e uno blu di 5 cm. In un primo momento si faran-

no due trecce, una contenente un filo rosso, uno bianco, uno nero e quello giallo degli alettoni (canale 1), l'altro i fili restanti. In un secondo tempo si farà una piccola treccia

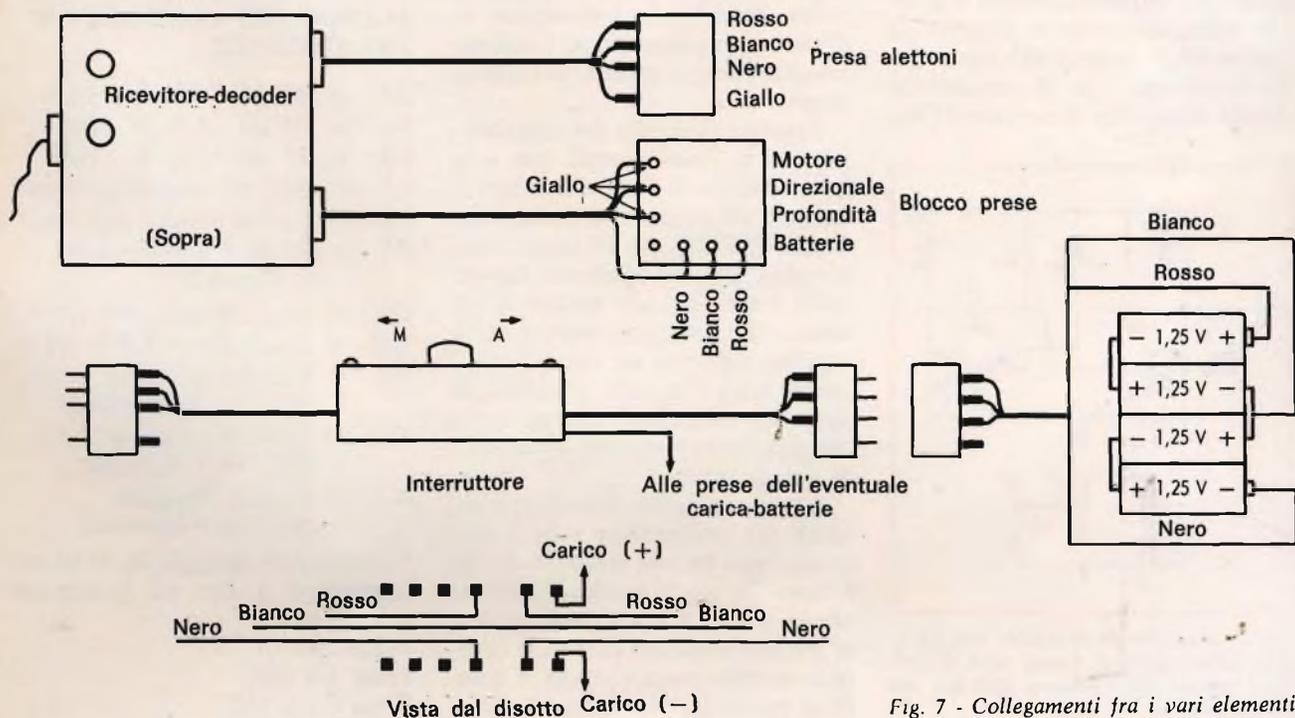


Fig. 7 - Collegamenti fra i vari elementi.

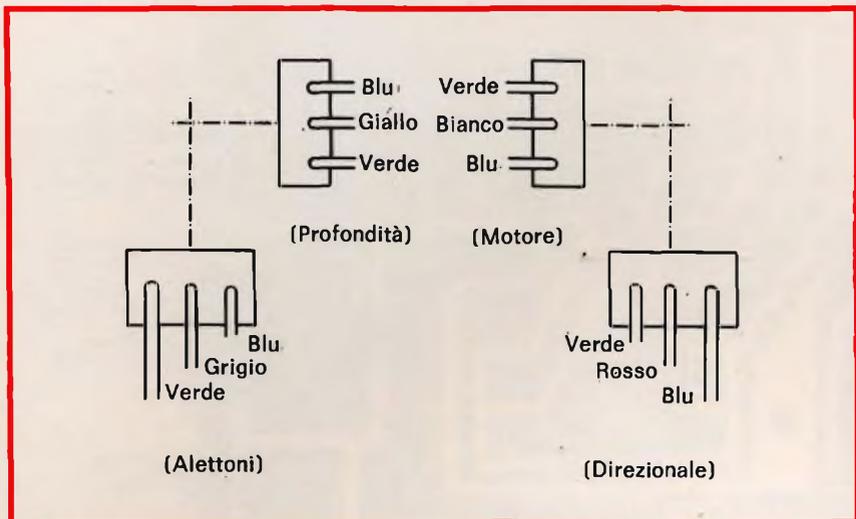


Fig. 8 - Collegamenti dei vari fili ai potenziometri di comando con leva a cloche.

che andrà alla piastra supereterodina.

Infilare quindi i due passa-fili sulle due trecce. La prima di queste ultime sarà collegata a una presa femmina a 4 poli, la seconda a una presa a 4 x 4 poli. Allo scopo conviene utilizzare delle prese molto robuste anche a scapito del maggior ingombro. Ogni saldatura alle prese va coperta con guaina termorestringente.

Ciò fatto, disporre il decoder nel contenitore, fissandolo con la vite Parker (1,5 mm). Porre quindi il ricevitore: infilare l'antenna dopo aver fatto un nodo e inserire la piastra negli incastri del contenitore. Verificare che il contenitore chiuda bene. Non dimenticare l'iso-

lante che andrà incollato sul coperchio. Il mini-ricevitore è così terminato e non rimane che collegare i servo-motori.

Collegare anche l'interruttore e la batteria che è costituita da 4 elementi (eventualmente cinque) di 250 - 500 o 600 mA come illustra la fig. 7 che fornisce il cablaggio generale.

TARATURA

Terminate le operazioni di montaggio, conviene procedere alle tarature. Innanzitutto è necessario verificare scrupolosamente i collegamenti dei potenziometri del trasmettitore.

Regolare la durata dell'impulso a 1,5 ms; se l'oscilloscopio non è tarato, regolare la base dei tempi in maniera da ottenere una sinusoide di rete (50 Hz) sui 10 canali dello schermo, per cui ciascuno rappresenta 2 ms. Facendo variare la posizione del potenziometro si deve regolare ogni via su 1,5 ms per il centro e 1 e 2 ms alle estremità. Si può così controllare che all'uscita del decoder si ritrovano gli impulsi di durata voluta.

Assicurarsi anche della buona stabilità del trasmettitore vale a dire se esso non ha una trasmissione difettosa. Se ciò si produce significa che lo stadio A.F. del trasmettitore non è ben regolato. Verificare quindi la portata senza antenna, e quindi se possibile, con l'aiuto di un a-

mico, la portata con antenna. Questa portata deve essere di almeno 500 m al suolo. Non porre l'antenna troppo vicina all'oscilloscopio il quale disturba leggermente la ricezione. In un prossimo articolo esamineremo i servo-motori.

CONCLUSIONE

Con questo articolo, descrivendo il decoder, siamo ormai giunti alla penultima parte della trattazione relativa alla costruzione del radiocomando proporzionale a 4 canali impiegante circuiti integrati.

Ricordiamo ai nostri lettori che i precedenti articoli sull'argomento sono stati pubblicati sui numeri 9-10-11 di questa stessa rivista.

In particolare per quanto riguarda la prima parte preghiamo coloro che sono interessati a questo progetto di prendere nota della modifica riportata in fig. 9 al termine di questo articolo che sostituisce la figura 6 pubblicata sul n. 9.

Come si può vedere infatti, il resistore R6 deve essere collegato solamente a R4 e C2 mentre il resistore R7 va collegato a R2 e C1. In altre parole, il collegamento tra R6 e R7, che appariva nella citata figura 6, (prima parte) deve essere eliminato.

ELENCO DEI COMPONENTI DEL DECODER

- R1 = 4,7 k Ω - 1/8 W - 10%
- R2 = 20 k Ω - 1/8 W - 10%
- R3 = 47 Ω - 1/8 W - 10%
- C1 = 0,02 μ F ceramico a disco
- C2 = 1 μ F al tantalio a perlina
- C3 = 25 μ F 4 V elettrolitico o al tantalio
- D1 = Diode al germanio 1N34
- D2 = Diode Zener 3,6 V 1/4 W
- IC1 = Circuito integrato MC 724 P Motorola
- IC2 = Circuito integrato MC 778 P Motorola
- IC3 = Circuito integrato MC 778 P Motorola

- Fili isolati di cablaggio da 5/10 mm
- Interruttore a slitta per la versione solo decoder
- Passa-cavo
- Presa a 4 poli
- Presa 4 x 4 poli

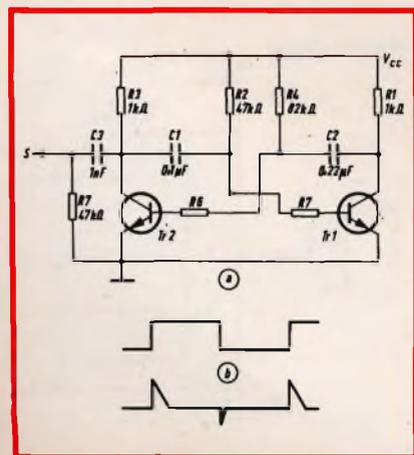


Fig. 9 - Modifica da apportare alla fig. 6, della prima parte di questa serie di articoli, relativa allo schema elettrico del multivibratore.



PER CHI SI DILETTA DI REGISTRAZIONE MAGNETICA

Più grande sarà il numero dei soci maggiore sarà la possibilità di far sentire la voce dei fonoamatori negli ambienti più qualificati e per questo motivo l'Associazione Italiana Fonoamatori desidera essere conosciuta dal più grande numero possibile di persone interessate alle registrazioni magnetiche e alle attività collaterali.

Con queste parole termina il bollettino d'informazione dell'AIF Associazione Italiana Fonoamatori. Abbiamo incominciato la presentazione quasi dalla fine perché, dopo avere esaminato la documentazione, ci è sembrato che quel richiamo fosse la cosa essenziale da dire, essendocene convinti noi per primi.

La possibilità di imprigionare i suoni, offerta con larghi mezzi dalla tecnica moderna, ha fatto sorgere una categoria di amatori che di tali mezzi si servono. Il suono è uno degli intermediari per lo scambio dei pensieri fra gli esseri umani, e per il rapporto fra l'uomo e l'universo. Ascoltiamo la musica, intesa come ritmo e armonia, quale messaggio di un sentimento e di una commozione nati nell'animo dell'artista. Ascoltiamo la parola, ascoltiamo i suoni della natura (dalle acque, al vento, agli uccelli canori); ascoltiamo i motori e le sirene perché anche loro hanno qualcosa da dirci. Ascoltiamo gli impulsi siderali, che giungono dalle profondità dei millenni, da quando la scienza ci consente di captarli e amplificarli.

Ci siamo resi conto, nella nostra epoca, che il suono costituisce una ricchezza immensa per la nostra conoscenza e l'affinamento degli animi. Bene fanno coloro, dunque, che «fermano» i suoni per ricavarne tutto il contenuto ed il valore, per soddisfare il costruttivo desiderio di ascoltare e riascoltare ciò che esalta, diletta, istruisce. Si chiamano «Fonoamatori» ed hanno la formidabile forza dei dilettanti.

Si legge, nel bollettino d'informazioni, che l'Associazione Italiana Fonoamatori è stata fondata nel 1967 per rappresentare, a livello nazionale, gli interessi dei dilettanti della registrazione magnetica, per incoraggiare scambi di idee ed informazioni fra i soci, e per favorire la costituzione di sezioni locali. Si apprende, inoltre, che l'AIF ha costituito un Archivio Sonoro per mettere a disposizione dei soci, con minima spesa, le copie delle migliori registrazioni realizzate da dilettanti in tutto il mondo. E ciò, aggiungiamo noi, per la formazione culturale rappresenta un mezzo di eccezionale valore.

Fra le altre iniziative dell'AIF apprendiamo lo scambio di corrispondenza sonora fra soci tramite nastro magnetico, e la circolazione di «Nastragiro» lettere sonore collettive fra soci. Tutte cose utili e dilettevoli al tempo stesso.

Lo stampato che abbiamo sott'occhio viene da Parma. Chi vuole saperne di più, scriva al Signor N. Monica, Via Montanara 19, 43100 Parma. Si consiglia di unire L. 150 in francobolli per ricevere schede di adesione, moduli di versamento, copie di saggio del Bollettino AIF.

Vale la pena, infine, di rilevare che per appartenere all'AIF e contribuire alla sua azione altamente civile, non si spende quasi nulla: a conti fatti, risulta poco più di sette lire al giorno, cifra che di questi tempi fa sorridere. Chi, poi, volesse diventare socio sostenitore, spenderebbe meno di quattordici lire al giorno.

* * *

Sempre da Parma ci è giunta una copia del bollettino A.R.I. N. 2, agosto 1971 per i Soci dell'Associazione Radio-tecnica Italiana, sezione di Parma, Viale Duca Alessandro, 101.

Il titolo stesso non lascia dubbi sull'origine. Si chiama, infatti: «L'antenna Ducale». Ne è redattore responsabile il Signor Gianni Mondelli che, con altri collaboratori come Mario Scalvini e Gianguido Colombo, tratta i vari argomenti con competenza non disgiunta da acume che ne rende piacevole la lettura.

Da una introduzione, arguta ed accorata al tempo stesso che mostra come i radioamatori non siano né abbastanza conosciuti né capiti, non solo dalla gente comune ma neppure dalle Autorità e dai pubblici uffici, si passa ad una «Cronaca della Sezione» da cui scaturisce la dinamica attività degli associati parmensi.

Seguono interessanti articoli tecnici e chiude, infine, il breve ma denso bollettino una pagina di notizie varie.

R. C.

Molte associazioni perseguono elevati scopi e meritano di essere conosciute. Invitiamo perciò tutte le associazioni che lo desiderano, di mandarci della documentazione sui loro scopi e attività. Se ritenute interessanti per i nostri lettori, ne parleremo in un servizio assolutamente gratuito.

**realizzazioni
sperimentali**

UN SEMPLICE TEMPORIZZATORE ELETTRONICO

Come si può vedere dallo schema, si tratta di un semplice insieme amplificatore, il cui tempo di ritardo è comandato dal valore della capacità del condensatore elettrolitico di sinistra. La gamma dei tempi è molto vasta, poiché, dopo aver assicurato un contatto fuggitivo sul pulsante, il relè elettromagnetico è eccitato da 1 secondo a un'ora a scelta. Si può così constatare che il tempo massimo viene aumentato 3600 volte rispetto al minimo possibile.

Chi si accinge alla costruzione di questo circuito potrà restare meravigliato dal numero elevato di condensatori necessari. La presenza di questi condensatori ha lo scopo di annullare ogni tentativo di oscillazione spontanea che avrebbe tendenza a prodursi senza questa precauzione.

Il circuito d'ingresso di questo apparecchio è stato riportato in modo più dettagliato in fig. 2, con una piccola variante. Come si vede, infatti, vi sono sette condensatori che possono essere inseriti nel circuito uno alla volta grazie ad un commutatore.

Il temporizzatore riportato può essere impiegato per numerosi impieghi. Tutti gli amatori di modelli ridotti, troveranno un sistema adatto ad essere impiegato in circuiti multipli. Considerando gli insiemi tradizionali di radiocomando trasmissione ricezione, è sufficiente che il trasmettitore sia azionato dal temporizzatore perché esso funzioni in modo diverso. Ma si deve ricordare che il procedimento è re-

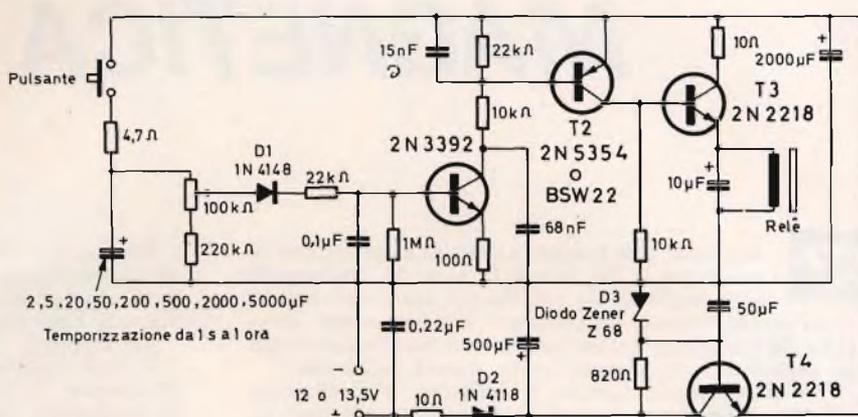


Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore elettronico da 1 secondo a un'ora.

versibile: è logico provocare la messa in funzione di qualsiasi dispositivo, facendolo arrestare automaticamente dopo un periodo di tempo desiderato. E' sufficiente prevedere un relè elettromagnetico con le due posizioni di riposo e di lavoro.

Un esempio di impiego del tem-

porizzatore può essere costituito dalla illuminazione di una cantina, quando si hanno le mani occupate, senza aver bisogno di accendere e spegnere l'interruttore. Un'altro impiego può essere l'illuminazione negli ascensori che può rimanere accesa per qualche minuto dopo l'arresto in modo da permettere di cercare le chiavi o altro.

ALIMENTAZIONE

La tensione conveniente è di 12 ÷ 13,5 V in corrente continua. Questo significa che:

- si possono mettere tre pile da 4,5 V
- 10 o 11 elementi di batterie al nickel cadmio
- 8 elementi da 1,5 V.

Naturalmente si può usare la tensione di rete, avendo cura di abbassarla al valore desiderato, di radrizzarla e filtrarla.

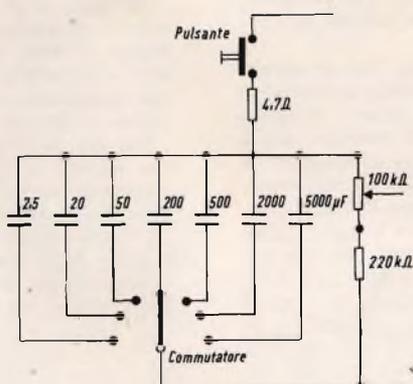


Fig. 2 - Particolare del circuito d'ingresso, comprendente il commutatore per la scelta dei tempi.

CUCÙ ELETTRONICO

**realizzazioni
sperimentali**

Il circuito qui descritto fornisce attraverso un altoparlante, un suono simile a quello del cucù. Pur essendo stato originariamente concepito e costruito come hobby, esso può trovare parecchie applicazioni. Per es. esso può servire al posto del campanello della porta, oppure anche per sveglia a batteria, e anche impiegato come avvisatore, per es. per le macchine da lavare. Assieme ad un microfono può servire anche come avvisatore per riunioni, ecc.

Il «cucù elettronico» consta di un generatore di segnali sinusoidali (ottenuti mediante un oscillatore Meissner) costituito dal transistor T3 (fig. 1) accoppiato al circuito oscillante L1, C6 rispettivamente C6 + C7, un multivibratore a cadenza costituito dai transistori T1 e T2 e dai resistori R1, R2, R3, R4 e dai condensatori C1, C2, seguiti da un amplificatore (T4).

Questo può venire utilizzato come amplificatore di potenza o di corrente (accoppiamento di emettitore).

I due transistori T1 e T2 funzionano come multivibratori per cui in un certo istante il transistor T1 conduce e T2 è bloccato. In questo caso l'oscillatore funziona sulla frequenza data da L1 e C6, ossia sulla nota prima del richiamo del «cucù». In questo caso il condensatore C7 non entra in funzione poiché esso risulta escluso per effetto del diodo D5; infatti il suo anodo è collegato attraverso R13 alla tensione re-

sidua minima del collettore del transistor T1, la quale non è sufficiente a rendere conduttore il diodo D5.

Dopo un breve tempo, determinato da C1 (R1 + R3) il multivibratore scatta e il transistor T1 si interdice mentre T2 diviene conduttivo. Perciò l'anodo di D5, essendo collegato attraverso il resistore R13 e R1 alla tensione positiva attraverso il diodo, esso diviene conduttivo, per cui C7 risulta collegato a massa.

Così, attraverso la bassa resistenza interna della batteria, la capacità C7 risulta in parallelo a C6 generando una seconda frequenza dell'oscillatore più bassa che corrisponde alla seconda nota del richiamo cucù.

Dopo un tempo più lungo determinato dalla costante di tempo C2 (R2 + R4), il multivibratore scatta nuovamente nella posizione di prima. Si ottiene così una nota alta più breve e una bassa più lunga, intercalate da una pausa. Invece fra una coppia di due note esiste una pausa più lunga. Per ottenere questo fu inserita la rete R7, C4, D1, D3 fra gli stadi T2 e T3. Il transistor T3 può iniziare ad oscillare solo quando la sua base non è cortocircuitata attraverso il diodo D3. Questo è sempre il caso in cui C4 è caricato positivamente. Durante la prima nota, quando T2 è interdetto, C4 può caricarsi positivamente attraverso R4 e D1 cosicché D3 si blocca e libera l'oscillatore. Quando inoltre il transistor T2 è reso conduttivo, C4 si scarica lentamente attraverso R7 (D1 è blocca-

to in questa direzione) sulla tensione di collettore residua di T2. Dopo qualche tempo D3 conduce e l'oscillatore cessa di oscillare dopo l'inizio della seconda nota. Siccome il multivibratore scatta solo molto più tardi, si ottiene così la pausa più lunga fra le due note.

La rete R5, R6, C3, D2 ha il seguente scopo: quando il condensatore C7 risulta in parallelo a C6, l'oscillatore funziona subito sulla frequenza più bassa che viene riprodotta nell'altoparlante come seconda nota. Va evitato però che durante la commutazione del multivibratore da T1 in conduzione a T2, in conduzione passi attraverso C3, R6, D2 un impulso negativo sulla base di T3, facendo cessare l'oscillazione che dopo breve tempo, deve riprendere nuovamente sulla seconda nota. Il resistore R5 provvede a far scaricare tempestivamente C3.

Per l'oscillatore va ancora notato che il trimmer R10 permette di raggiungere il giusto punto di funzionamento. La seconda nota non deve essere troppo breve e l'ampiezza dell'oscillazione non deve essere così grande da determinare una reazione sul multivibratore attraverso il quale questo viene portato sulla giusta cadenza. Il resistore R11 in parallelo a R10 permette una regolazione fine del punto di funzionamento. Il diodo D4 determina un aumento della tensione continua dell'emettitore di T3 di circa 700 mV, cosicché è assicurata una migliore interruzione dell'oscillatore mediante i diodi D2 e D3.

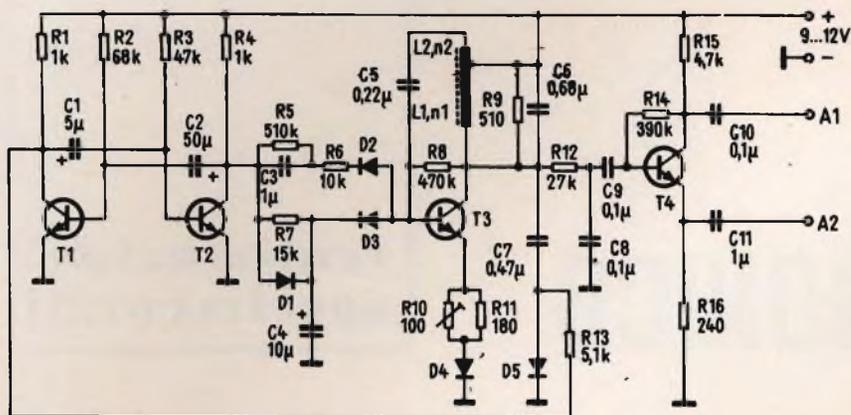


Fig. 1 - Schema elettrico del «cucù elettronico», impiegante quattro transistori.

Nel richiamo del cucù la prima nota ha una frequenza di 667 Hz, la seconda 545 Hz. L'altezza assoluta delle note è meno importante del loro rapporto che deve corrispondere a 5:4. Del resto un'opportuna correzione di frequenza può venire effettuata mettendo in parallelo una piccola capacità a C6 rispettivamente C7.

Una variazione dell'altezza del suono si ottiene variando l'induttanza di L1 per es. con un nucleo ferro-magnetico. Il numero di spire necessario per ottenere il necessario valore di induttanza si può calcolare in base alle caratteristiche del nucleo secondo la formula:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \cdot 10^4$$

in cui L è espresso in mH e A_L in $\frac{\text{cm}^2}{\text{spire}^2}$

L'impulso di commutazione è attenuato in uscita mediante il filtro passa-basso R12 e C8 che è accoppiato al transistor amplificatore T4. L'uscita A1 è adatta per un am-

plicatore di potenza avente una impedenza d'ingresso elevata ($\geq 50 \text{ k}\Omega$), l'uscita A2 per un amplificatore con impedenza d'ingresso più bassa e una maggiore amplificazione di tensione (v. tabella).

Per impiegare il cucù elettronico al posto del campanello per la porta, si raccomanda il circuito di figura 2 che permette di inserire e levare la tensione di alimentazione. A sinistra della linea tratteggiata è visibile il circuito di un normale impianto con il tasto relativo S1 e il secondario del trasformatore. Nella posizione con la crocetta si stacca il campanello e si inserisce al suo posto il circuito di destra.

Normalmente il condensatore C è scarico cosicché attraverso il transistor T1 non può passare corrente. Perciò anche T2 non conduce e attraverso il suo carico non può passare corrente di emittore (ossia attraverso il cucù elettronico).

Quando il tasto del campanello viene chiuso, C si carica attraverso D cosicché la base di T1 diventa negativa e T1 conduce. La sua corrente di collettore scorre attraverso la

resistenza R1 e il diodo Zener ZD2 per cui su questo si forma una tensione dipendente dal valore della tensione allo Zener. La corrente di collettore di T1 scorre in parte anche nella base di T2, cosicché questo transistor diviene conduttivo e la sua corrente di emittore può alimentare il cucù. Siccome la tensione di base dello stadio T2 viene stabilizzata mediante ZD2, anche la tensione del cucù risulta stabilizzata e cioè ad un valore più basso di circa 800 mV della tensione Zener.

Quando l'interruttore S1 viene riaperto, il condensatore C può scaricarsi attraverso R e la base di T1. Se la tensione diviene così piccola che ZD1 è bloccato, si blocca improvvisamente anche T1 e T2 si interdice. Il «cucù» non risulta più alimentato e cessa di funzionare. Agendo su C e R è possibile scegliere il tempo per il quale dopo la apertura di S1 il «cucù» funzioni ancora, ossia ad es. per tre chiamate, anche premendo il tasto una sola volta e per breve tempo. Siccome le tensioni dei dispositivi del campanello differiscono fra di loro, occorre provare i valori più convenienti per C e R (valore di base: C = 500 μF , R = 25 $\text{k}\Omega$). Col tasto S2 è possibile anche inserire il «cucù» senza dover impiegare l'apposito trasformatore da campanelli.

Componenti impiegati nel campione e dati tecnici

Transistori: BC107 B, BC108 B, BC109 B, 2N2926 giallo.

Diodi: BAY 86 oppure BA 100.

Induttanze: L1 = 75 mH, n1/n2 = 5

Per esempio con nucleo magnetico B 656771:

n1 = 675 spire, n2 = 140 spire.

Tensione di uscita su A1 : 2,3 Veff. Consumo 17 mA (prima nota), 22 mA, (II nota e pausa).

Tensioni di uscita su A1 : 2,3 Veff. (I nota) 1,7 Veff. (II nota); su A2: 135 mVeff. (I nota), 100 mVeff. (II nota)

Frequenze: 667 Hz (I nota) 545 Hz (II nota).

Durate: 170 ms (I nota); 220 ms (II nota).

Pause: 180 ms (fra la I e la II nota); 2,8 s (fra la I e la II nota).

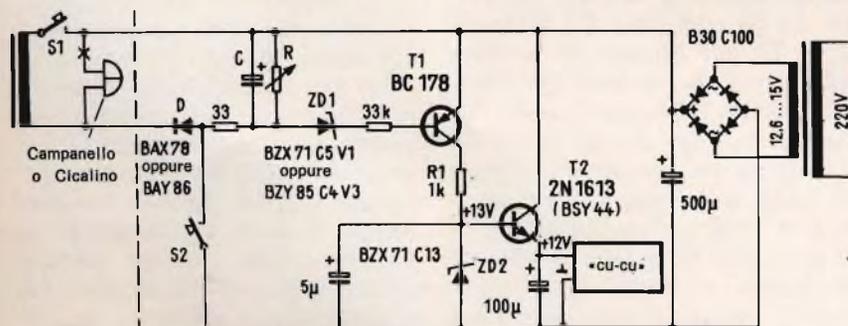
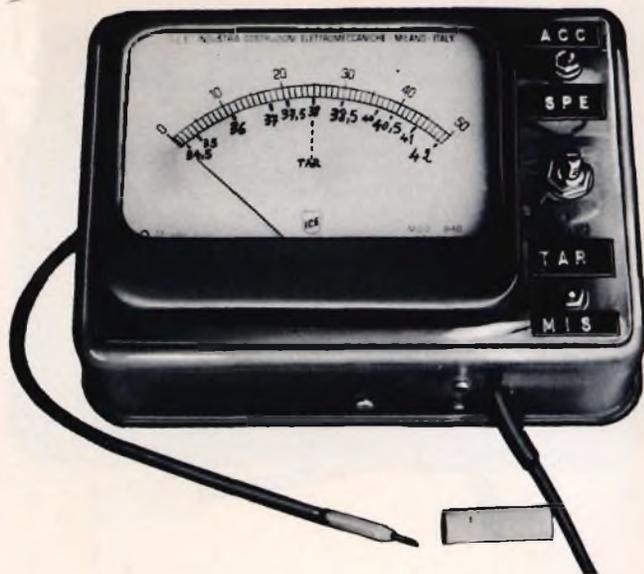


Fig. 2 - Circuito elettrico dell'alimentatore con disinserzione ritardata.

costruiamoci un termometro elettronico

di A. ROMANO

Si descrive in questo articolo un termometro elettronico di facile realizzazione, la cui costruzione è consigliabile perché siamo sicuri che questo apparecchio può diventare di preziosa utilità.



Specialmente gli appassionati di elettronica che hanno figli di tenera età apprezzeranno maggiormente questo lavoro; infatti, solo costoro (parlo per cognizione di causa) sono in grado di stabilire con la massima precisione quanti termometri in vetro hanno fracassato nel tentativo di misurare rapidamente la temperatura al proprio bambino. Dopo tutto, cosa costa spezzare una lancia anche a favore dei lattanti? Non è da sottovalutare comunque la preziosa opera che un termometro elettronico dona anche fuori del campo medico; di fatti quando si vuole osservare un fenomeno molto variabile e legato alla temperatura, ecco che i soliti termometri a mercurio si rivelano talmente lenti e imperfetti da risultare totalmente inadatti allo scopo. Ovviamente, riferendoci alla precisione e al costo, l'argomento cambia letteralmente significato.

Un altro campo di applicazione molto importante e attuale, visto anche il grande contrasto di idee in cui navighiamo specialmente in questi ultimi anni, è quello ancora pseudo-medico, cioè del controllo e rilievo della temperatura basale della donna per lo studio del ciclo mestruale, allo scopo di verificare la

normalità delle funzioni ovariche o di evitare prudentemente i periodi fecondi. Le caratteristiche che un termometro ideale di uso comune dovrebbe avere sono:

- 1) Minimo ingombro della sonda di misura
- 2) Rapidità nel rilievo della temperatura
- 3) Costanza nella misura (il termine precisione è molto relativo)
- 4) Possibilità di poter misurare indifferentemente sia gli aumenti che le diminuzioni di temperatura
- 5) Basso costo

Il nostro termometro elettronico risponde alle prime quattro caratteristiche, la quinta è quasi assurdo poterla prendere (è come avere la botte piena e la moglie ubriaca). E' noto che per evidenziare un dato di misura, è necessario un dispositivo di segnalazione; quello più economico, preciso e di media capacità come contenuto di valori numerici, è uno strumento a indice o microamperometro (come nel nostro caso). Il costo del solo strumento si aggira sulle $5 \div 10.000$ lire, costo che è già di gran lunga superiore a qualunque termometro a mercurio. Poiché le caratteristi-

che positive sono di molto superiori a quella relativa al costo, ci accingiamo a descrivere questo prezioso e semplice apparecchio che certamente si rivelerà di vasta e utile applicazione. Certe applicazioni nascono, naturalmente, quando nel mercato si presentano elementi con caratteristiche di alto pregio e basso costo. Difatti, con un nuovo componente, l'NTC THERMISTOR (Termistore a Coefficiente Negativo di temperatura) tipo 2322 - 627 - , ci viene offerta l'occasione per realizzare abbastanza economicamente, questo apparecchietto che, se tarato accuratamente, non avrà niente da invidiare a quelli esistenti in commercio. Il circuito elettrico, come illustrato in figura 2, è di una semplicità estrema; talmente semplice che lo si può montare direttamente sui capicorda dei terminali dello stesso strumento come è ben visibile dalla fotografia di figura 1. Riportiamo in figura 3 le curve caratteristiche di questo elemento su cui si basa il nostro progetto. Possiamo notare la buona linearità nella variazione di resistenza riferita a quella della temperatura e la curva tensione-corrente che ci mostra il punto migliore dove scegliere la nostra classe di lavoro. Nella stessa figura è rap-

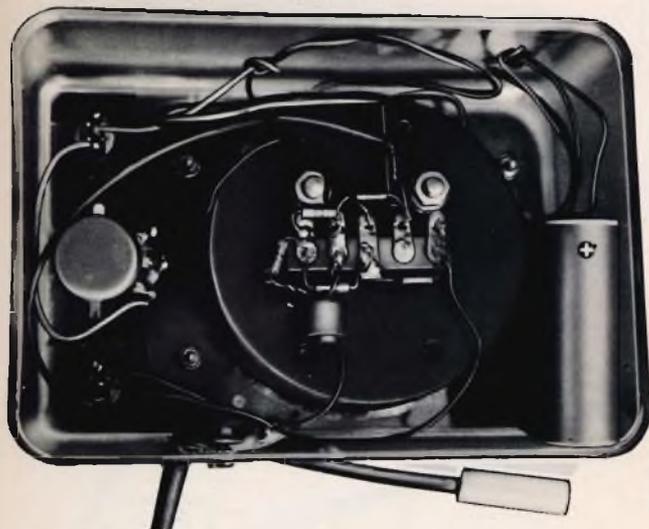


Fig. 1 - Vista interna del montaggio a realizzazione ultimata.

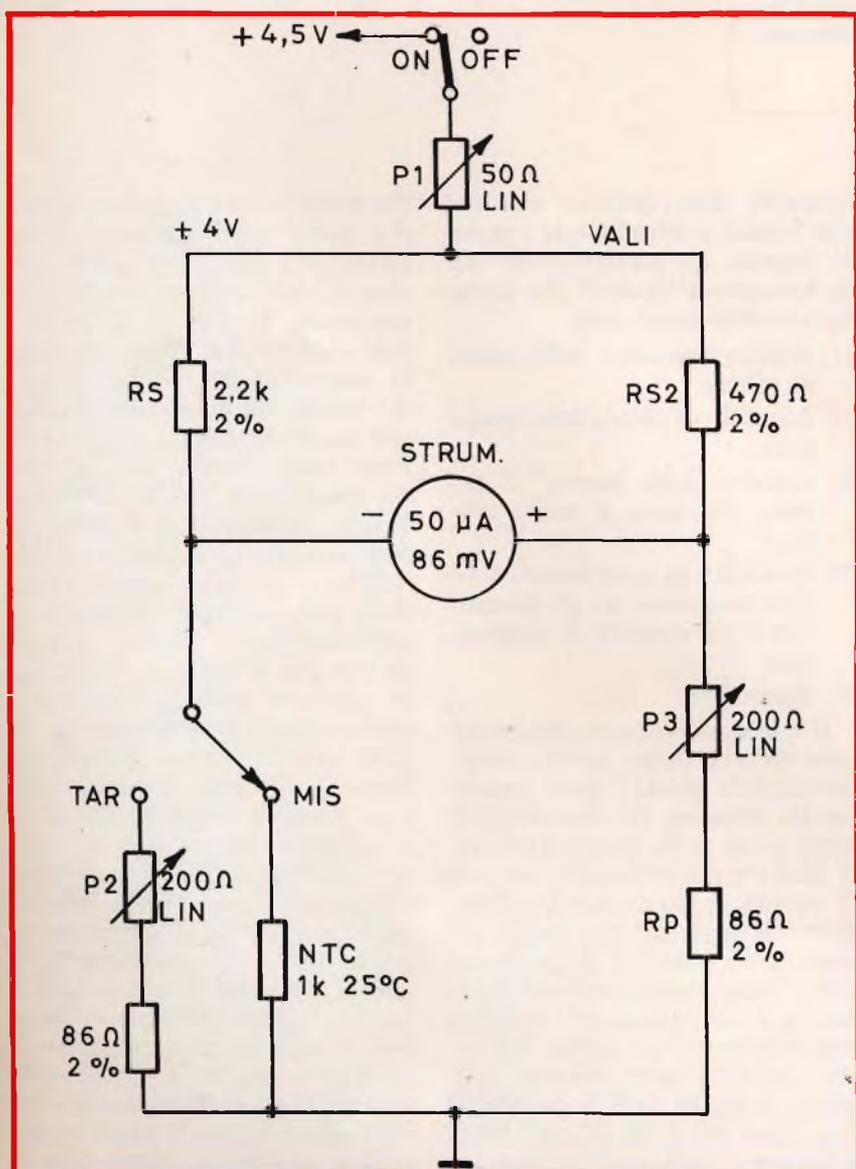


Fig. 2 - Schema elettrico del termometro elettronico, si noti l'estrema semplicità.

presentato il disegno quotato del termistore e se ne può apprezzare l'estrema miniaturizzazione. Come si può notare dalla fotografia di figura 1, la sonda è composta da un cilindretto di delring (o altro materiale isolante) con un foro passante di 2,2 mm nel quale è inserita a pressione la termoresistenza. E' opportuno, essendo l'elemento sensibile di vetro, che si provveda a coprire, dopo l'uso, anche la termoresistenza con un cappuccio dello stesso materiale del contenitore e infilato a leggera pressione su di esso.

In fig. 4 è riportato lo schema di misura e una tabella di confronti, per avere un'idea di ordine pratico dell'utilizzazione di questo componente; è stato scelto il tipo di 1 k Ω (la resistenza è riferita alla temperatura di 25°C) solo perché si disponeva di una fonte di alimentazione piuttosto piccola e di uno strumento di medie caratteristiche. La pila scelta è quella piatta di 4,5 V; essa rappresenta un buon compromesso per costo, dote di autonomia e ingombro. Il circuito elettrico utilizzato è quello a ponte perché solo con questo tipo di circuito si può garantire una certa immunità alle variazioni di alimentazione e il massimo rendimento dell'accoppiamento diretto (senza il solito amplificatore) fra NTC e strumento. Le caratteristiche elettriche di targa del nostro termistore sono:

R25 (Resistenza a 25°C) = 1000 Ω \pm 20%

Dissipazione massima = 60 mW

Temperatura massima = 200°C

Fattore di dissipazione = 0,1 ÷ 4 mW/deg C

Stabilità dopo 1000 ore alla massima temperatura = < 1%

Dalla tabella di figura 4 si può dedurre che con uno strumento di sensibilità di circa 100 mV e resistenza interna di circa 1 ÷ 2 k Ω , si può certamente ottenere la copertura totale dell'escursione della gamma termica di circa 35 ÷ 42°C qual'è appunto quella interessata; nella tabella si presenta il $\Delta t = 36,5 \div 25^\circ\text{C}$, questo dato di confronto è stato scelto proprio perché è quello più facilmente ottenibile in sede di laboratorio: il 36,5 è la

temperatura media di ognuno di noi (misurata nella bocca) e 22°C è quella di un ambiente con condizionamento quasi ideale. I valori segnati con l'asterisco, sono quelli con i quali si ottengono effetti indesiderati sulla sonda; la dissipazione interna del termistore altera enormemente il dato esterno da misurare, inoltre ci si avvicina, in questi punti, alle regioni proibite di lavoro dell'NTC. Una volta perciò scelta la RS, avremo già realizzato un ramo del ponte, quello di alimentazione del termistore.

L'altro ramo naturalmente dovrà essere progettato al fine di rispettare tre canoni: il primo, tendente a non assorbire sensibilità dal ramo attivo dell'NTC senza peraltro richiedere dalla pila una corrente eccessiva, il secondo tendente a non distruggere il termistore nel caso di forte abbassamento della resistenza dell'NTC (per esempio verso le alte temperature) e il terzo avente lo scopo di poter, a piacimento, centrare su tutta la scala dello strumento, qualunque punto della caratteristica divisione strumento/temperatura di figura 5. Supponiamo quindi di voler centrare la scala dello strumento sui 38°C, come chiaramente è mostrato dalla caratteristica di figura 3, a questo valore di temperatura corrisponde quello di una resistenza equivalente dell'NTC di circa 600 Ω. Calcolando la tolleranza del $\pm 20\%$ per effetto della gamma di fornitura di questo elemento, avremo che i valori massimi e minimi sono: 720 Ω e 480 Ω ai quali corrisponde una gamma di tensioni di 0,98 V e 0,72 V. A questi valori di tensioni va aggiunto quello di scarto di tensione per ottenere lo spostamento, per tutta la scala, del valore relativo ai 38°C; avremo così con molto margine un valore finale di 1,08 V e 0,62 V. A questi due valori dovrà potersi portare il nodo del secondo ramo.

Nel calcolo del secondo ramo, dopo aver stabilito un valore di RS2, tale da caricare la pila con una corrente di circa 8 mA, che è appunto un valore di compromesso fra sicurezza, consumo e resistenza utile di riferimento, troveremo che il valore totale di $RT = P3 + RP$ capace di coprire la gamma 1,08 V

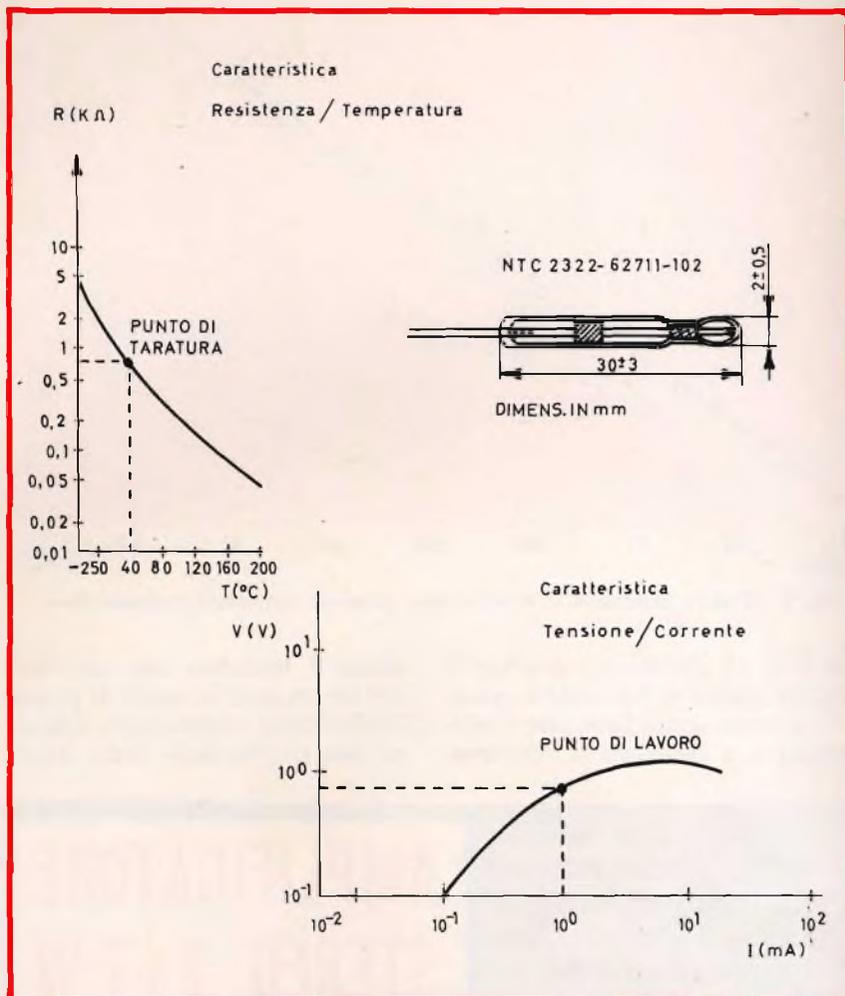


Fig. 3 - Aspetto del termistore NTC e grafici relativi alle curve caratteristiche resistenza/temperatura e tensione/corrente.

$\div 0,62$ V risulta $180 \div 87 \Omega$. La scelta del valore di P3 (180 Ω) è unitamente legata a considerazioni di ordine pratico di facilità di taratura. A questo punto il circuito principale sarebbe terminato, resta solo da illustrare il dispositivo realizzato per controllare la taratura e per regolare nello stesso momento, la tensione di alimentazione della pila che nel tempo certamente varierà. Come abbiamo già visto, il calcolo dei due rami del ponte, è stato fatto riferendosi ad una tensione di alimentazione di 4 V. Lo scopo di questa scelta è quello di poter garantire una maggiore autonomia di funzionamento e nello stesso tempo una certezza di costante taratura per quei casi in cui è necessario pretendere una precisione (ma relativa) nei rilievi, come il controllo della temperatura basa-

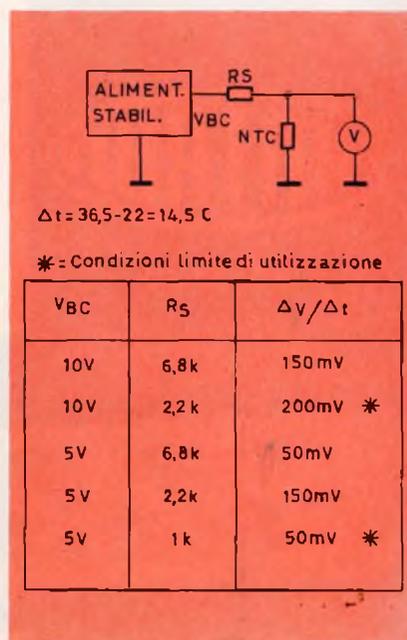


Fig. 4 - Misure effettuate sul termistore.

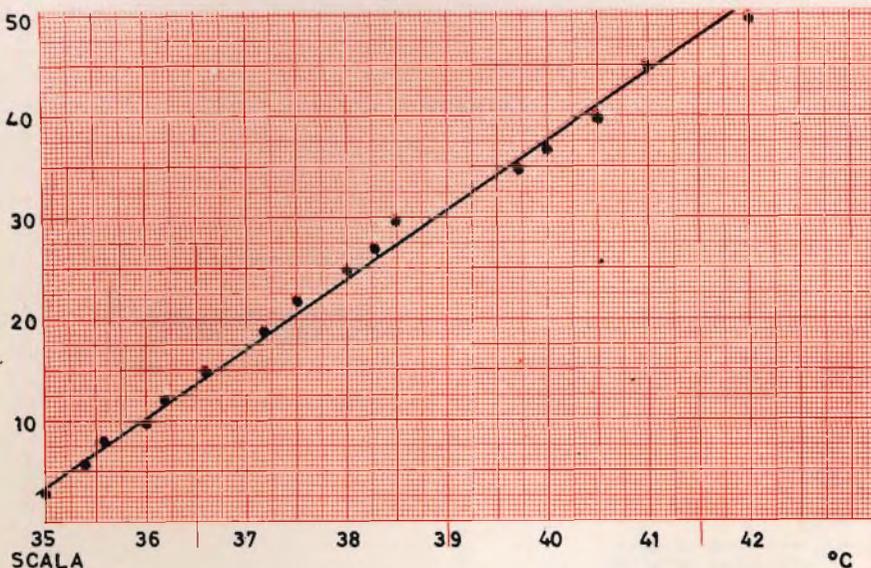


Fig. 5 - Grafico illustrante la caratteristica divisione strumento/temperatura.

le. Con un deviatore a due vie di buona qualità si provvederà, quando si vuole controllare pila e temperatura, a escludere la termoresi-

stenza e includere una resistenza che ha appunto lo scopo di portare l'indice dello strumento in una zona ben precisa della scala. Anche

per questo semiramo, si è preferito dividere in due il valore della resistenza di taratura allo scopo di facilitare l'operazione di regolazione; ovviamente il valore totale della resistenza di TAR è equivalente a quella dell'NTC a 38°C. Infine notiamo che lo strumento non è stato protetto dai soliti diodi; questo allo scopo di non caricare l'NTC con la corrente anche dal ramo di riferimento. Il potenziometro P1 ha la funzione di regolare la tensione della pila.

Portiamo P3 a metà corsa e P1 per un valore di VALI di 4 V.

Passiamo ora alla effettiva taratura dell'apparecchio. Per raggiungere lo scopo è necessario riferirsi ad un valore di temperatura molto precisa. Si consiglia un metodo molto elementare: si scalda dell'acqua in un recipiente con capacità di circa due litri (al fine di evitare le brusche variazioni di temperatura) fino alla temperatura di circa 50°C. Si porta quindi il liquido gradatamente, controllando con uno strumento al mercurio e agitando bene, alla temperatura di 42°C; immergendo la sonda del nostro apparecchio vicino all'ampolla del campione, regoleremo il potenziometro P3 fino a portare l'indice dello strumento sulla indicazione 50 μ A si ripeteranno quindi i rilievi, raffreddando l'acqua per i punti intermedi della scala fino ad arrivare alla indicazione 0 μ A, alla quale dovrebbe corrispondere una temperatura di circa 34,5°C. E' consigliabile, volendo una lettura diretta della temperatura, incollare un settore circolare di carta lucida da disegno in corrispondenza della graduazione dello strumento e segnarvi a penna le varie misure. A questo punto non resta che tarare il potenziometro P2 (portando il commutatore su TAR) fino ad avere l'indicazione 25 μ A; da questo momento, ogni volta che si accende l'apparecchio bisognerà solo controllare le eventuali variazioni della pila agendo su P1 sempre per l'indicazione di centro scala (25 μ A). Essendo irrisorio il consumo di corrente, si può affermare che la pila, con un normale uso dell'apparecchio, si esaurisce per invecchiamento.

L'UK 535, in considerazione delle sue elevate caratteristiche tecniche, dovute ad un circuito ben congegnato, è destinato ad ottenere il massimo consenso da parte dei tecnici e dei dilettanti.



UK 535

AMPLIFICATORE STEREO 7+7 W

CARATTERISTICHE GENERALI

Alimentazione: 110-125-140-160-220V/50 Hz
 Potenza di uscita: 7+7 W di picco
 Distorsione: 0,5%
 Risposta in frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz \pm 1 dB
 Sensibilità di ingresso: 250 mV su 1 M Ω (fono)
 250 mV su 47 k Ω (aux)
 Impedenza di uscita: 8 Ω
 Toni bassi: 20 dB
 Toni acuti: 20 dB
 Presa per registratore
 Dimensioni: 300 x 90 x 160 mm





IL MINIRIVELATORE: CERCAMETALLI TASCABILE

Questo piccolo rivelatore di materiali metallici è particolarmente studiato per l'impiego da parte di coloro che lavorano «negli appartamenti»: tappezzieri, idraulici, manutentori in genere dicendo. Serve infatti per segnalare la presenza di condutture, barre cavi sotto l'intonaco. In altre parole, ha una «profondità di rivelazione» di pochi centimetri. Ciò non toglie che il suo impiego possa da un lato scongiurare disastrosi eventi (come forare la conduttura del gas accidentalmente) e dall'altro risparmiare moltissimo tempo perso in «esplorazioni», fori sbagliati da turare, tentativi di forare un muro che ricopre una putrella e simili.

Pensate ad un cercametalli. Chiudete gli occhi e pensatelo. Come lo «vedete»? Certamente come uno scheletro di legno, plastica o altro che regge un complicato dispositivo elettronico. E... i particolari? Ecco là le strane e complicate bobine, ecco i costosi milliamperometri, i delicati oscillatori.

Ora, sgombrate la mente da tutto questo.

Facciamo un passo in avanti e vediamo invece «chi» usa questi apparecchi. Scindiamo la massa in due categorie.

Vi sono gli «avventurosi» ed i «pratici». I primi sono gli arcinoti «maniaci del tesoro». Noi conosciamo un dottore in filosofia che invece di filosofare, impiega tutto il denaro che gli viene dal possesso di certi poteri nelle Marche per studiare i bassi fondali del Po, nell'intento di rintracciare il rottame di

una Volkswagen della Wermacht, che (oh vedi caso!) dovrebbe essere affondata dalle parti di Piacenza stracarica di prezioso vasellame, di collezioni di auree monete, di lingotti rubati alla Banca d'Italia, di pietre preziose dal peso (in carati, è ovvio) incommensurabile.

Povero Jan Fleming, è morto troppo presto: che personaggio, che protagonista avrebbe trovato in quello «scavatore elettronico»!

Il Dottore ha collezionato ogni cercametalli reperibile, ed altri ne acquista ogni mese. Possiede gommoni, sonde, magnetometri, livelle e teodoliti. Ha «già» il tesoro e non lo sa: se vendesse tutta la sua attrezzatura ad un «serio» ente di ricerche, ne ricaverebbe il bastevole per vivere alcuni anni tra Gstaad ed Acapulco! Ma no, lui persiste. Rincorre il suo sogno tra piene improvvise, bombe interrate, scheletri che fanno tanto «Isola del tesoro» ap-

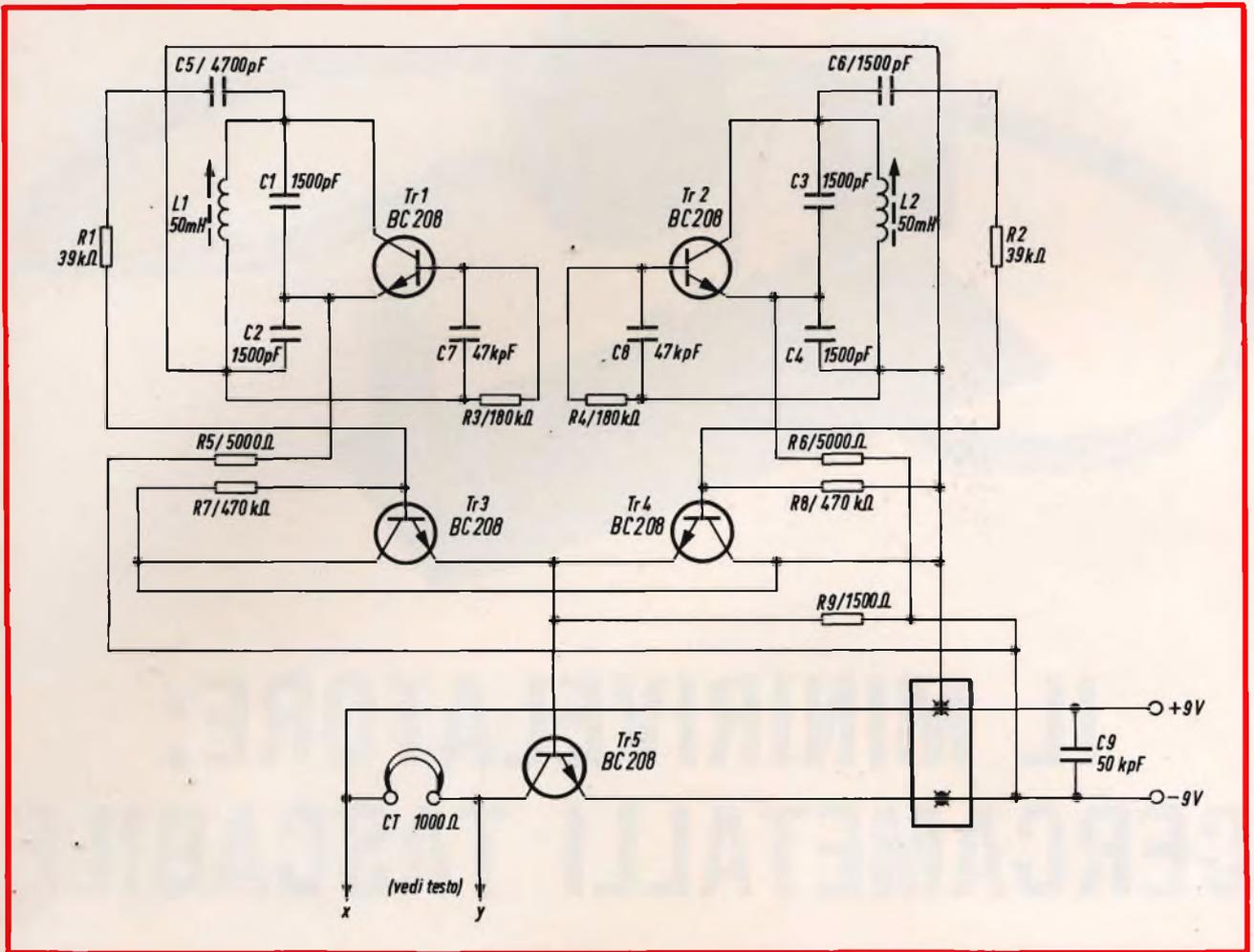


Fig. 1 - Schema elettrico del rivelatore di metalli, il tutto è molto razionale e semplice, e comprende solo 5 transistori.

punto, casse che si rivelano immancabilmente vuote, o anche piene; ma di «Panzerfaust». Rottami di jeep anfibe ne ha trovati parecchi: peccato che al massimo recassero i resti di qualche «Oberst» che cercava di tornare alla casetta in Baviera o nella Prussia odorante di Sauerkraut, e finito invece in una buca melmosa del Padus Ercolanus che tutto livella, rotola, corrompe ed annulla.

Eh! Questi «avventurosi»! Da uno studioso di Platone e Sofocle poi... Davvero non ce lo aspettavamo!

Ma lasciamo andare.

L'altra categoria di «utenti» dei cercametri è certamente meno sognatrice. I «pratici», come tali, hanno dei piedi solitamente larghi e ben appoggiati: sono gli operai che lavorano negli appartamenti: tap-

pezzi, elettricisti, idraulici, gasisti e muratori più o meno specializzati. Perché questi ultimi impiegano il nostro rivelatore? Beh, diciamo «per sapere dove piantano i chiodi».

Tutti noi, quando dobbiamo appendere un quadro o montare la «mantovana» di una tenda (diciamo, via!) smartelliamo col terrore di veder «sprizzare qualcosa dal muro»: acqua, gas, o... fiammate nel caso che il nostro chiodo vada a cortocircuitare qualche cavo dell'impianto elettrico murato.

Loro, no. Questi professionisti dello scalpello prima di mettersi a battere «esplorano» la zona interessata con un cercametri e «sentono se sotto c'è qualcosa».

I cercametri di tipo tradizionale sono, come sappiamo, costosi, fragili, scomodi, ingombranti. Lo

«SCR 625», classico dei classici, pesa venti chili, ha una «padella» per la ricerca del diametro di quasi mezzo metro, impiega pile ad alta tensione che durano poche ore e deve essere impiegato da persone tecnicamente preparate. Senonché un apparato del genere lo vedrete forse «in spalla» al Dottore che vi abbiamo presentato prima, ma mai «in mano» al moderno service-man.

Perché? Ma è semplice; anzi elementare; i «manutentori» usano dei rivelatori di metalli di tipo miniatura, quasi tascabili. Tali apparecchi hanno un potere di penetrazione abbastanza limitato: cinque centimetri o simili. Di più non occorre perché nel muro non si piantano delle sciabole, ma appunto dei chiodi che tali essendo, non hanno una lunghezza superiore ai 20-30 mm. Quindi, una maggiore sensibilità sa-

rebbe più un elemento di confusione ed imprecisione che un vantaggio.

Se però noi diamo una occhiata al costo dei «minircametalli», scopriremo che il loro costo è inverso all'ingombro: cifre da sobbalzo!

Ora, certamente tra i nostri lettori vi sono tecnici ed artigiani che sarebbero avvantaggiati dall'accessibilità del «Minirivelatore» ed a essi ci rivolgiamo, «in primis», per proporre la costruzione di un apparecchio del genere. Come dire di un cercametri miniatura, dall'impiego facilitato, dalle prestazioni dette ma dal costo basso.

Siamo certi che non solo tappezzeri, impiantisti e (putacaso) montatori di antenne centralizzate potranno trovare utile questo apparecchio, ma che molti altri amici di «Sperimentare» ne vedranno l'interesse: dai boscaioli e segantini (per via delle biette ferrose conficcate nei tronchi) ai veterinari (gli animali domestici ingeriscono spesso frammenti metallici) «tutti» o quasi possono trovare una possibilità di impiego pratico di questo apparecchio.

Non aggiungiamo altro, tanto ogni ulteriore osservazione sarebbe superflua. Vediamo invece lo schema elettrico del rivelatore: fig. 1. Già dalla prima occhiata, si noterà che il «Minirevaltore» ha una impostazione niente affatto estrosa, ma è anzi, in certo senso, «classico». In effetti non intendiamo proporre una quadro «pop» quindi lo estro non è indispensabile: per contro un circuito collaudato è garanzia di successo a priori. Il nostro è articolato su due oscillatori: uno a frequenza fissa, mettiamo TR1, ed uno a frequenza variabile, poniamo TR2. «Mettiamo» - «Poniamo»: perché? Semplice, perché gli stadi dei TR1 e TR2 sono perfettamente uguali e ciascuno dei due può servire da «riferimento» fisso. Chi ha già visto altri cercametri ha certo compreso che la bobina dell'oscillatore a frequenza variabile costituisce l'elemento «esploratore». Ove essa sia «accostata» a qualche massa metallica, sia pure attraverso ad alcuni centimetri di muro, ne è influenzata ed in conseguenza il segnale emesso dall'oscillatore «slitta»

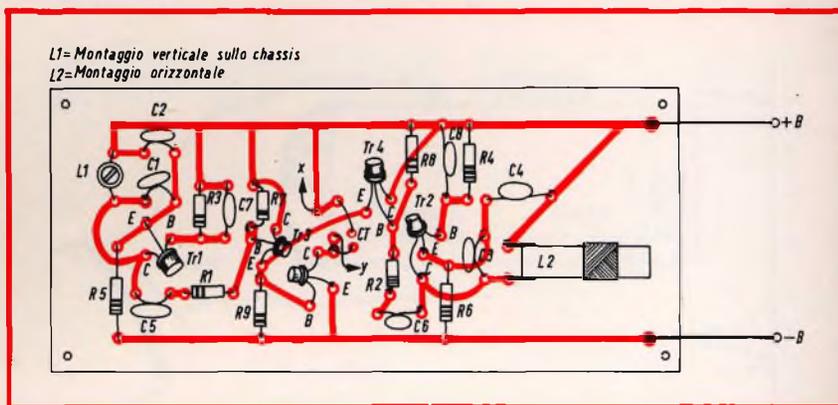


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato e vista dei componenti montati sulla basetta.

I nostri due oscillatori sono Colpitts e funzionano su di una gamma ultrasonica. Quando la loro frequenza è esattamente pari, al mixer costituito da TR3 e TR4 non giunge alcun segnale. Se per altro, come sempre in pratica, vi è una differenza, essa si traduce in un «battimento» a frequenza audibile che appare tanto più acuto per quanto i segnali si discostano. Regolando l'accordo di L1-L2 in modo che un certo battimento sia presente (servirà per la verifica dell'efficienza del rivelatore) avremo un fischio più acuto o più grave a seconda della presenza dell'oggetto metallico nascosto, della sua profondità, della sua grandezza.

Tale nota di battimento, raccolta dal TR5 su mixer (TR3-TR4 sarà resa alla cuffia con una ampiezza tale da non creare problemi di ascolto. Abbiamo detto «cuffia»: infatti tale è il sistema di rivelazione scelto. Se il lettore preferisce l'indicazione in altoparlante, il segnale può essere prelevato nei punti «x-y» della fig. 1, ed inviato ad un amplificatore premontato qualunque. Logicamente la cuffia deve essere sostituita da un resistore da 2,2 kΩ o di valore analogo, in questo caso. Un apparecchio semplice e lineare: «nulla di eccezionale» ma «tutto di funzionale».

Ora, passando all'atto pratico, è interessante notare che il nostro apparecchio non comporta alcunché da autocostruire: evviva! Le stesse bobine sono reperibili già pronte all'uso presso la G.B.C. e le sue Sedi: si tratta di elementi di correzione TV modello «OO/0480-00». Il

valore di queste è 28-70 mH in dipendenza alla regolazione del nucleo; nel nostro caso, L1/L2 saranno regolate per un valore di circa 50 mH. Ora, poiché i componenti non devono essere realizzati sperimentalmente, e poiché sono tutti «standard» e tradizionali, è facile prevedere un montaggio su circuito stampato o plastico stampato «a settori» G.B.C. «OO/5684-00» come nel prototipo. La figura 2 indica le connessioni «stampate» da fare, che per altro saranno del tutto simili anche usando la plastica «a settori» che verrà impiegata unendo i «circoletti» con brevi conduttori saldati punto per punto. Tali conduttori possono essere gli stessi reofori delle varie parti, pur curando di non produrre il surriscaldamento dei pezzi più delicati: mettiamo i transistori.

Queste brevi note sono tutto quel che è necessario dire sul montaggio, nient'affatto eccezionale.

Il contenitore del complesso non deve essere ovviamente metallico, ma in plastica. La L1 sarà accostata ad un lato della scatola come mostra la figura 3: nell'impiego tale lato sarà quello da far scorrere sul muro «studiato» o sull'analogica superficie. Data la frequenza di lavoro ed il tipo degli avvolgimenti impiegati, l'apparecchio risulta ben poco sensibile all'effetto «delle mani» dell'operatore anche se non è schermato. Pertanto può essere mosso ed impiegato senza particolari cautele.

Termineremo l'esame del «Minircametalli» con il collaudo e la

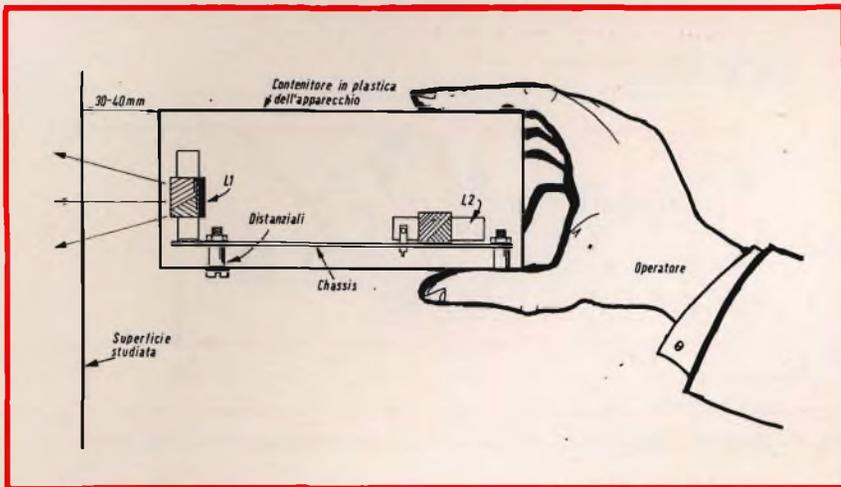


Fig. 3 - Il disegno illustra il modo corretto in cui bisogna adoperare lo strumento.

regolazione, come è di rito. Il coltello: applicata la tensione di alimentazione, la cuffia «CT» dovrebbe esprimere un sibilo. Se ciò non avviene, si prenderà un ricevitore a transistori per onde medie e lo si porrà in azione, accostandolo al cercametri: ruotando la sintonia del ricevitore, se gli oscillatori TR1/TR2 sono operanti si udranno le armoniche dei segnali, sotto forma di un sibilo che «frigge» al tempo. Ponendo un oggetto metallico a breve distanza dalla L1 o dalla L2 il

timbro del sibilo e la intensità devono mutare.

Accertato questo primo sintomo di funzionamento, per allineare lo apparecchio sarà unicamente necessario ruotare i nuclei delle bobine quanto basta per udire il battimento in cuffia.

Quindi... nulla; null'altro. La regolazione può terminare qui. Se però il lettore appartiene alla specie dello «sperimentatore paziente» può ancora lavorare (si noti: SEMPRE usando una chiave in plastica) sui

nuclei delle L1-L2 sino ad ottenere un battimento «cupò» nella cuffia. A questo punto di lavoro corrisponde la maggiore sensibilità del rivelatore.

Allorché l'operatore si sarà fatto una certa esperienza nell'impiego dell'apparecchio, noterà che la maggiore profondità di rivelazione ottenibile corrisponde a circa 50-60 mm., e che i materiali ferrosi sono più facilmente identificabili. Se la regolazione del battimento è veramente «fine» (così come l'orecchio di chi impiega il nostro) si noterà che è possibile distinguere addirittura la natura del metallo «nasosto». Infatti, ferro, acciaio e simili produrranno un «abbassamento» nel timbro della nota, mentre ottone, rame ed altri produrranno sia pure un più lieve «innalzamento» nella frequenza del fischio.

Se l'oggetto è in ferro e derivati, ed è «grande» ed a poca distanza dalla bobina, gli oscillatori possono addirittura giungere allo «zero beat», ovvero alla parità di frequenza, punto in cui non si ode più alcun suono in cuffia.

I MATERIALI

- CT cuffia magnetica da 1 kΩ
- C1 condensatore da 1,5 kpF a disco
- C2 come C1
- C3 come C1
- C4 come C1
- C5 condensatore da 4,7 kpF ceramico a disco
- C6 come C5
- C7 condensatore ceramico «quadro» da 47 kpF
- C8 come C7
- C9 condensatore ceramico da 50 kpF
- L1 bobina di correzione per TV da 28/70 mH
- L2 come L1
- R1 resistore da 39 kΩ 1/2 W - 10%
- R2 come R1
- R3 resistore da 180 kΩ - 1/2 W - 10%
- R4 come R3
- R5 resistore da 5 kΩ - 1/2 W - 5%
- R6 come R5
- R7 resistore da 470 kΩ - 1/2 W - 5%
- R8 come R7
- R9 resistore da 1,5 kΩ - 1/2 W - 5%
- TR1 transistor BC 208
- TR2 come TR1
- TR3 come TR1
- TR4 come TR1
- TR5 come TR1

ADATTATORE PER CASSETTE STEREO 8 TCA-46



Questo interessante apparecchio consente di ascoltare le cassette di tipo normale con apparecchi stereo 8.

Caratteristiche tecniche

6 transistori + 7 diodi
Alimentazione:
11 ÷ 25 Vc.c.
Wow e Flutter: 0,5%
Dimensioni: 110x250x45

Reperibile presso tutti i punti di vendita G.B.C.

GENERATORI A FREQUENZA COSTANTE PER ORGANI ELETTRONICI

a cura del Dott. A. RECLA

Questo articolo, dopo qualche considerazione sugli oscillatori-generatori di nota impiegati negli organi elettronici, con i loro vantaggi e svantaggi, descrive i risultati delle prove effettuate su un circuito standard. Segue la descrizione di una compensazione della temperatura comune ai dodici generatori. Infine viene presentato un circuito campione che impiega il partitore a circuito integrato SAJ 110 che è costruito dalla ITT Standard.

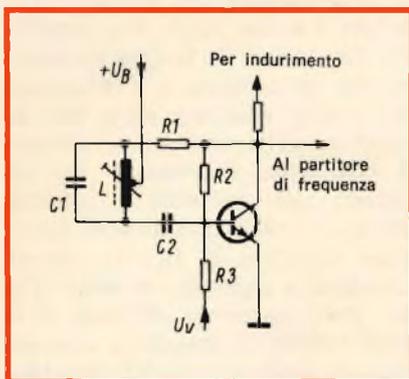


Fig. 1 - Oscillatore Hartley modificato.

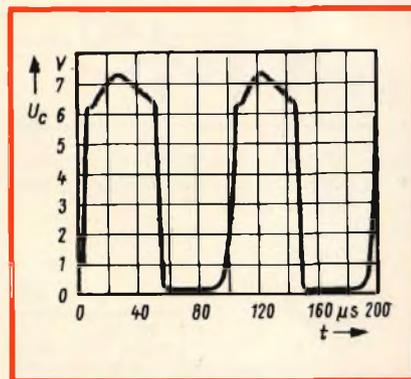


Fig. 2 - Tensione di uscita di un oscillatore-generatore con lo schema di fig. 1 e fig. 12 alimentato con 9 V (in questo caso 10 kHz).

L'interesse per gli organi elettronici, anche per quanto riguarda l'autocostruzione, è in continuo aumento. Fra le unità più critiche sono da annoverare gli oscillatori-generatori di nota, la cui frequenza deve rimanere costante al fine di poter ottenere un'esecuzione in accordo con gli altri strumenti musicali.

Oggidi pressoché tutti i costruttori impiegano come oscillatore-generatore un circuito Hartley simile a quello di fig. 1. Il circuito oscillante C1-L può risultare accoppiato in maniera diversa, tuttavia è comune a tutti i circuiti il resistore R1 aggiunto sul collettore ed un resistore R3 attraverso cui arriva la tensione del vibrato U_V e con la quale viene variata la corrente della base allo scopo di ottenere la variazione di frequenza. Il resistore R1 fa sì che la tensione sul collettore assuma un andamento pressoché rettangolare (fig. 2) e che la

frequenza generata dipenda in parte dalla corrente di base (comportamento a memoria). Occorre notare però che la corrente di base, e perciò la frequenza, subisce le variazioni della temperatura di ambiente e della tensione di alimentazione.

Allo scopo di mostrare come varia nel circuito di fig. 1 la frequenza con la tensione, le curve di fig. 3 indicano le variazioni percentuali di frequenza ottenute variando la tensione di alimentazione con la tensione di vibrato U_V presa come parametro. Pur stabilizzando come al solito la tensione di alimentazione, permane sempre l'influenza della temperatura sulla frequenza.

Prove nell'intervallo di temperatura da 0 a 40° effettuate in cabine tropicali, diedero uno scarto di frequenza di $\sim 1\%$ riferito a 20 °C; ciò corrisponde ad un coefficiente di temperatura di $-0,5\%/^{\circ}\text{C}$

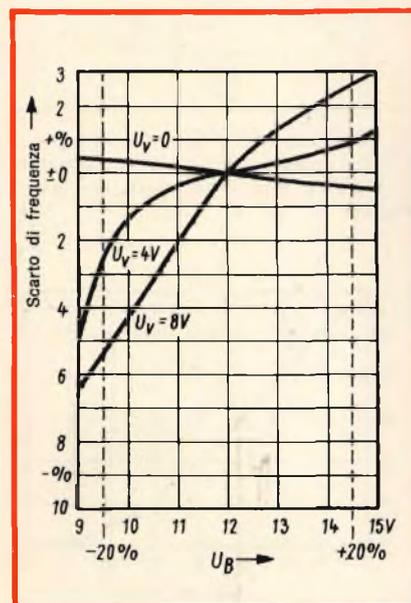


Fig. 3 - Influenza della tensione di alimentazione U_B sulla frequenza di un oscillatore come in fig. 1.

Tali scarti di frequenza, pur relativamente piccoli, sono tuttavia di notevole disturbo. In molti or-

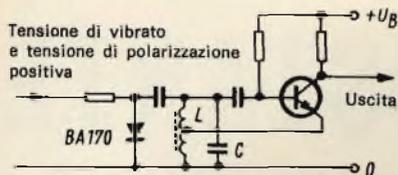


Fig. 4 - Schema di principio di un oscillatore modulato di frequenza mediante un diodo posto in conduzione (controllo con avvolgimento percorso da corrente).

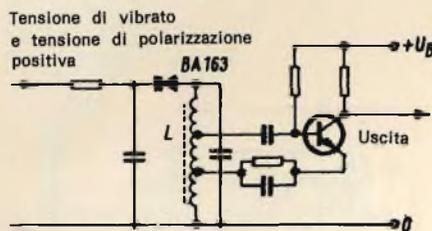


Fig. 5 - Schema di principio di un oscillatore modulato di frequenza con diodo a capacità variabile.

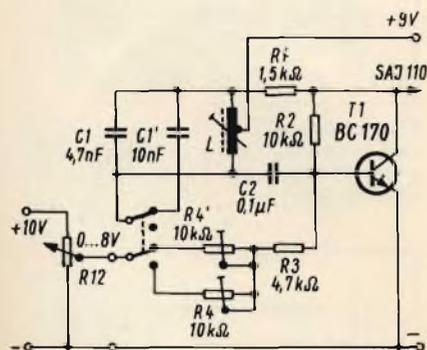


Fig. 6 - Circuito di prova. L = 1500 Sp., 0,1 con presa centrale per la copertura di 6 ottave risp. 2000 spire, 0,1 per 5 ottave.

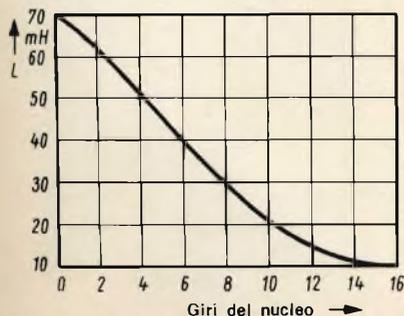


Fig. 7 - Variazione di induttanza della bobina avvolta su unità Vogt 2349.1 con 1500 spire 0,1.

gani del commercio è perciò previsto un dispositivo di correzione regolabile dall'esterno col quale le frequenze di tutti i dodici oscillatori possono venire variate contemporaneamente e nello stesso senso.

CIRCUITI A FREQUENZA COSTANTE

Adottando un accoppiamento debole del circuito accordato al transistor, la frequenza di oscillazione si mantiene praticamente indipendente dalle variazioni causate da oscillazioni della temperatura e della tensione di alimentazione nei parametri del transistor. La deriva termica introdotta dalle induttanze dalle capacità del circuito risulta, per il nostro scopo, trascurabile. Per far variare la frequenza occorre che la capacità o l'induttanza del circuito oscillante siano rese dipendenti dalla tensione di vibrato. A tale scopo si prestano per es. circuiti con controllo a corrente che scorre negli avvolgimenti (principio illustrato in fig. 4) oppure con diodi a capacità variabile (fig. 5). Particolarmente efficiente è la modulazione di frequenza ottenuta con un diodo a capacità variabile. Per quanto riguarda il costo di questo sistema non ci sono dubbi in proposito.

MISURE SU UN CIRCUITO STANDARD

Per ragioni di costo gli oscillatori generatori debbono essere in grado di controllare, senza stadio separatore, un partitore di frequenza di 2⁷ tipo SAJ 110. Siccome per questo pilotaggio occorrono impulsi positivi (o di una tensione sinusoidale) dell'ampiezza di 6 V con una corrente di entrata di 0,8-1 mA, occorre un resistore di collettore R1 = 1,5 kΩ ed una tensione di alimentazione di 9 V (fig. 6).

Per la misura della necessaria tensione di vibrato, della linearità della variazione di frequenza, ecc. fu costruito un circuito come quello in fig. 6.

I condensatori del circuito accordato C1 e i resistori di polarizzazione per il vibrato R3 e R4 furo-

no resi commutabili per raggiungere l'estremo superiore e inferiore delle ottave c⁶-b⁶. Nel circuito finale vengono così prelevate solo le frequenze utili per il partitore 2⁷ - SAJ 110. Ciò ha il vantaggio di presentare l'impulso di uscita con la stessa forma e con una stessa resistenza di generatore.

La bobina è avvolta con 1500 spire, filo rame smaltato 0,1 con presa centrale su carcassa VOGT 2349.1. Come mostra la fig. 7 la sua induttanza è regolabile col nucleo entro vasti limiti. Con una capacità del circuito accordato di 15 nF si ottiene un campo di frequenze come in fig. 8 e con 4,7 nF, come in fig. 9.

TENSIONE NECESSARIA PER IL VIBRATO

In fig. 10 è rappresentata la caratteristica statica della frequenza in funzione della tensione di vibrato per il circuito rappresentato in fig. 6. Questa curva è tipica anche per le altre frequenze e capacità richieste; quando, prima di ciascuna serie di prove, per l'adattamento alle diverse frequenze e capacità di circuiti accordati, si sia regolato col potenziometro R4 per la deviazione del vibrato, per U_v = 8 V su circa -15% rispetto a 0 V. Per il collaudo per ogni valore capacitivo di C1 vengono inseriti i resistori determinati empiricamente R3 + R4 che rimangono poi fissi nella serie. Dalla curva si può rilevare che nel campo che interessa di ± 1/2 nota, la frequenza varia con

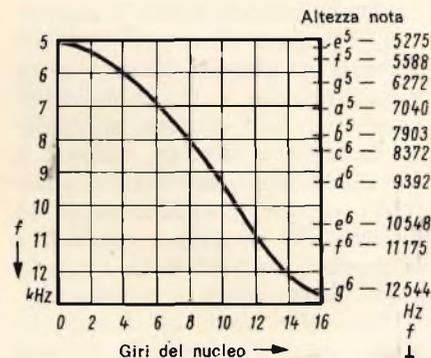


Fig. 8 - Campo di taratura con capacità d'accordo di 15 nF e bobina da 1500 spire.

sufficiente linearità con la tensione di vibrato. La necessaria tensione di vibrato ammonta a 4-5 Vpp.

DIMENSIONAMENTO DELL'OSCILLATORE GENERATORE PER LA QUINTA OTTAVA

Con la data gamma di frequenze da $c^6 = 8372$ Hz fino a $b^6 = 15.804$ Hz viene coperta senza impiego diretto dell'oscillatore-generatore, ma solo con le uscite del partitore SAJ 110 una gamma di frequenze da $c = 65,41$ Hz fino a $b^5 = 7902$ Hz ossia complessivamente di sette ottave. Desiderando l'ottava «contrabbasso» $c^1 = 32,7$ Hz a $b^1 = 61,74$ Hz, il circuito si presta pure per frequenze generatrici di $c^5 = 4186$ Hz a $b^5 = 7902$ Hz.

I valori delle capacità del circuito oscillante necessarie per le singole frequenze generatrici (c^6 fino a b^6 , risp. c^5 fino a b^5) sono indicati nella tabella 1.

TABELLA 1 - Capacità del circuito oscillante

Bobina 1500 spire, Ø 0,1 di rame smaltato con presa centrale	Bobina 2000 spire, Ø 0,1 di rame smaltato con presa centrale
$c^6 \dots dis^6$ 18 nF	$c^5 \dots dis^5$ 33 nF
$e^6 \dots g^6$ 10 nF	$e^5 \dots g^5$ 18 nF
$gis^6 \dots b^6$ 4,7 nF	$gis^5 \dots b^5$ 10 nF
oppure	oppure
$c^6 \dots f^6$ 15 nF	$c^5 \dots f^5$ 22 nF
$fis^6 \dots b^6$ 6,8 nF	$fis^5 \dots b^5$ 12 nF
per la copertura di 6 ottave	per la copertura di 5 ottave

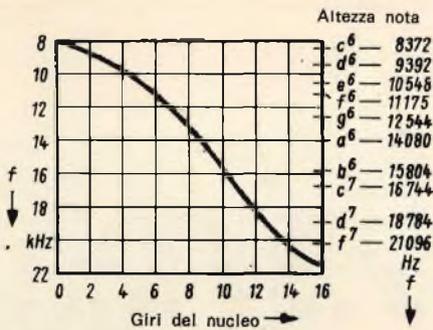


Fig. 9 - Campo di taratura con capacità d'accordo di 4,7 nF e bobina da 1500 spire.

di entrata in modo che viene compensata la variazione di frequenza dal transistor T1. Mediante il potenziometro P1, col potenziometro P2 posto in posizione centrale viene regolato il punto di funzionamento per il vibrato su 4,5 V. Si può così variare entro piccoli margini la riproduzione complessiva dell'organo accordandola con gli altri strumenti agendo sul potenziometro P2.

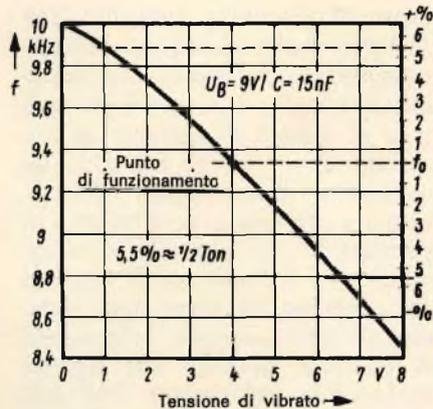


Fig. 10 - Caratteristica di modulazione (vibrato) dell'oscillatore di fig. 4 con $C_1 = 15$ nF, nucleo svitato.

I transistori di compensazione T2 e T3 vengono montati sulla stessa piastra dei dodici oscillatori-generatori la quale viene posta in una custodia comune, migliorando così l'andamento di temperatura del complesso di un fattore maggiore di 50. Si ottiene così nell'intervallo di temperatura da 0 a 60° uno scarto di frequenza da meno di -0,2 fino a + 0,6‰ riferita a 20°C. Inoltre nello stadio di compensazione la tensione alternata di vibrato viene amplificata in modo che necessiti solo $U_{vpp} = 0,8$ V su 10 kΩ. Ciò rende possibile l'aggiunta di un resistore di polarizzazione e la riduzione del condensatore di accoppiamento a 10 - 100 μF.

LA REALIZZAZIONE DEL PROTOTIPO

La fig. 12 mostra lo schema del prototipo costruito secondo le indicazioni precedenti.

L'ALIMENTATORE

Oltre alla tensione di alimentazione per gli oscillatori generatori e per il partitore di frequenza di 9 V con carico di 250 mA, è necessaria un'altra tensione di alimentazione di 12 V con carico di 250 mA, per le altre unità dell'organo. Per la tensione 12 V è sufficiente un semplice circuito stabilizzato con un transistor BD 106 e un diodo Zener ZW 13. La tensione di ronzio sovrapposta è minore di 40 mV, il fattore di stabilizzazione è circa 50. Questa tensione destinata agli oscillatori e al partitore

LA COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA

Come già detto, la frequenza ottenuta è influenzata dalla temperatura. E' stata studiata una compensazione termica comune per i dodici oscillatori generatori il cui schema è rappresentato in fig. 11. La tensione base-emettitore del transistor T3 si sposta, variando la temperatura di circa -2mV/°C. Questa tensione viene amplificata e sposta la tensione di vibrato

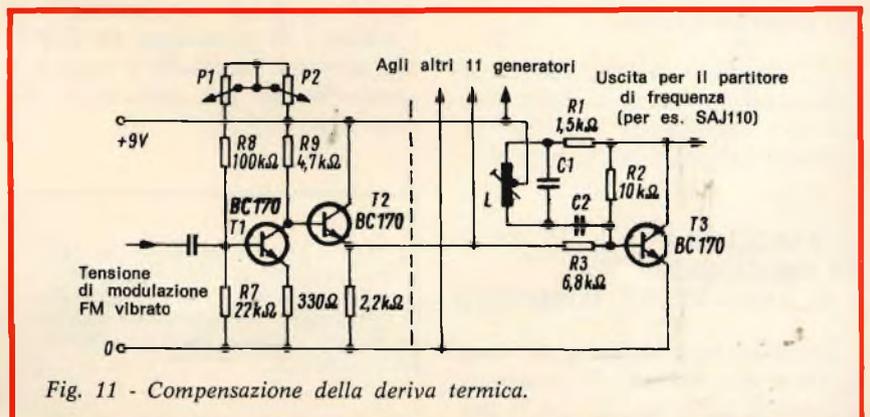


Fig. 11 - Compensazione della deriva termica.

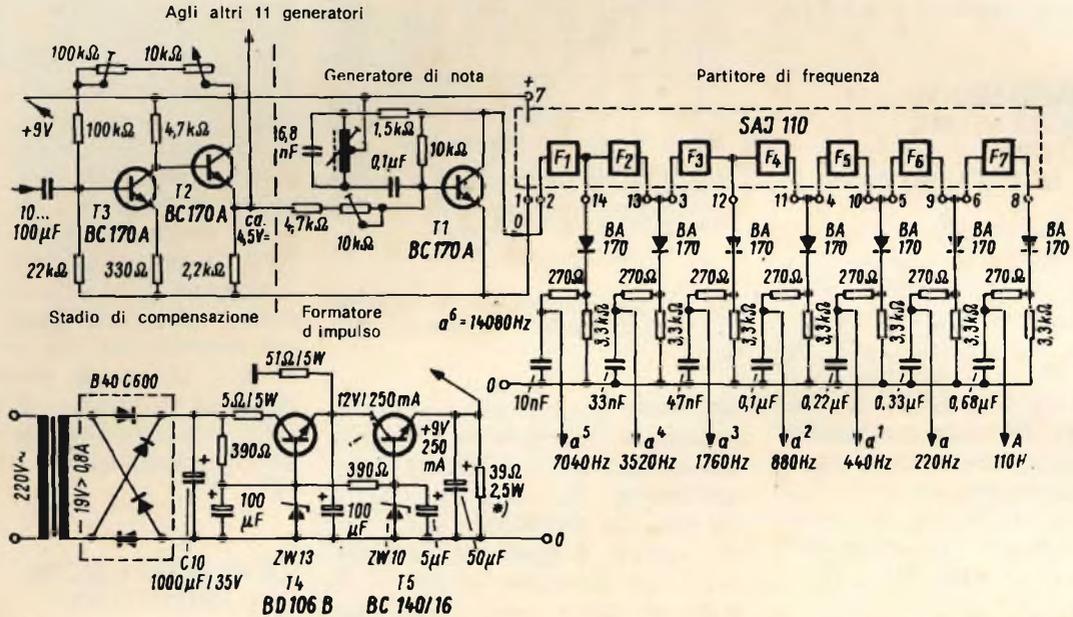


Fig. 12 - Campione di laboratorio per il «la» con catena di partitori, compensazione termica ecc.

di frequenza viene abbassata, tramite il transistor BC 140, a 9 V e ulteriormente stabilizzata.

Non sono previsti resistori di carico di compensazione per le unità non inserite durante la costruzione sperimentale.

Misurando con variazioni di tensione di rete da 175 a 260 V alla uscita dei 9 V non si riscontra praticamente nessuna variazione di tensione. Per questa variazione della tensione di rete la frequenza generata dall'oscillatore principale rimane costante a $\pm 0,1\%$.

OSCILLATORE COMPENSATO DI TEMPERATURA

Il circuito dell'oscillatore di compensazione termica della temperatura corrisponde alla fig. 11. Esso è predisposto per la nota a^6 .

IL PARTITORE DI FREQUENZA E IL FORMATORE D'IMPULSO

L'oscillatore-generatore di nota fornisce una tensione di uscita come risulta dalla fig. 2; così il par-

titore di frequenza integrato SAJ 110 può venire accoppiato galvanicamente. In condensatori dei formatori di impulso sono scelti per una nota di entrata al partitore di frequenza $a^6 = 14.080$ Hz. Con un oscillatore dimensionato diversamente e con una nota di entrata al partitore $a^5 = 7.040$ Hz sono necessari per il formatore di impulso dei condensatori aventi una capacità all'incirca doppia. I formatori di impulso ricavano dal segnale rettangolare del circuito SAJ 110 un segnale a dente di sega dotato di uno spettro di armoniche musicalmente interessante. Se per suoni speciali necessita un segnale rettangolare, questi condensatori con i resistori di protezione da 270 Ω non servono. La tabella 2 riporta le caratteristiche più importanti del prototipo.

N.B. - Le note musicali riportate nel presente articolo sono espresse col sistema in uso nei paesi anglosassoni, per cui nella tabella a lato pubblichiamo le relative equivalenze.

TABELLA 2 - Dati tecnici

Gamma di frequenze: $c^5 \dots b^5 \approx 4 \dots 8$ kHz oppure $c^5 \dots b^4 \approx 8 \dots 16$ kHz

Costanza della frequenza $\pm 1\%$ con una temperatura ambiente da 0 a + 60 °C e una tensione di alimentazione di 220 V $\pm 20\%$.

Tensione di uscita: $U_{pp} > 6$ V su 6 k Ω di tensione sinusoidale o rettangolare atta a pilotare il partitore di frequenze SAJ 110.

Vibrato: con una tensione ausiliaria la frequenza fondamentale può variare di mezza nota.

Sistema Anglosassone	Nota Equivalente
a	La
b	Si
c	Do
d	Re
e	Mi
f	Fa
g	Sol

SINCRONIZZATORE PER FLASH ELETTRONICI

di Livio CAMBIAGHI

Tutti coloro che si interessano di arte fotografica ben sanno cosa voglia dire scattare fotografie a soggetti illuminati con due o più lampi anziché con il sistema tradizionale a lampo singolo.

Il sistema a più flash contemporanei offre innegabili vantaggi, primo tra tutti quello di eliminare completamente quell'effetto di piattezza, all'immagine fotografica, dovuto appunto all'uso di un solo lampo, (questi difatti illumina il soggetto da una sola direzione causando così l'effetto sopra accennato). La maggior parte dei fotografi solitamente pone il flash sopra la macchina fotografica peggiorando così ulteriormente le cose.

Nonostante gli innegabili vantaggi del sistema a più lampi, i fotografi hanno sempre avuto una certa avversione per esso, dovuta unicamente al fatto che il sistema a più lampi richiede l'uso di particolari componenti quali:

- ingombranti cavi per i collegamenti dei vari lampi
- apposite spine multiple da innestare nella presa flash della macchina fotografica.

A volte i cavi raggiungono lunghezze di 10/15 m e se si considera che l'operatore è quasi sempre costretto a lavorare tra la folla (come ad esempio in certe cerimonie) questo per lui rappresenta un grosso ostacolo, tale addirittura da far ri-

nunciare all'impresa accontentandosi dei risultati ottenibili con l'impiego di un solo flash.

Per ovviare agli inconvenienti sopra descritti, si ricorre ai sincronizzatori a fotocellula. Ma a questo punto, sia per i professionisti che per gli amatori (in particolare), nasce un nuovo problema: il fattore costo. In commercio i sincronizzatori hanno un costo valutabile attorno ad alcune decine di migliaia di lire, e se si considera che per ottenere buoni risultati in certi casi si richiede l'uso contemporaneo di due o più sincronizzatori (incidendo così ancora maggiormente sul lato economico), la maggior parte degli operatori fotografici è costretta ad abbandonare l'idea.

PRESENTAZIONE DELLO STRUMENTO

Il sincronizzatore per flash qui descritto, offre innegabili vantaggi, oltre a quello economico che è di maggior importanza tra tutti e che difatti non supera di molto le cinque mila lire. Essi sono:

- dimensioni ridotte a circa un quarto rispetto ai tipi normalmente in commercio
- sensibilità che è sicuramente maggiore
- assoluta mancanza di una sorgente di alimentazione interna (ne accumulatori, ne batterie).

L'apparecchio è stato fatto in due versioni:

- la prima, su circuito stampato,

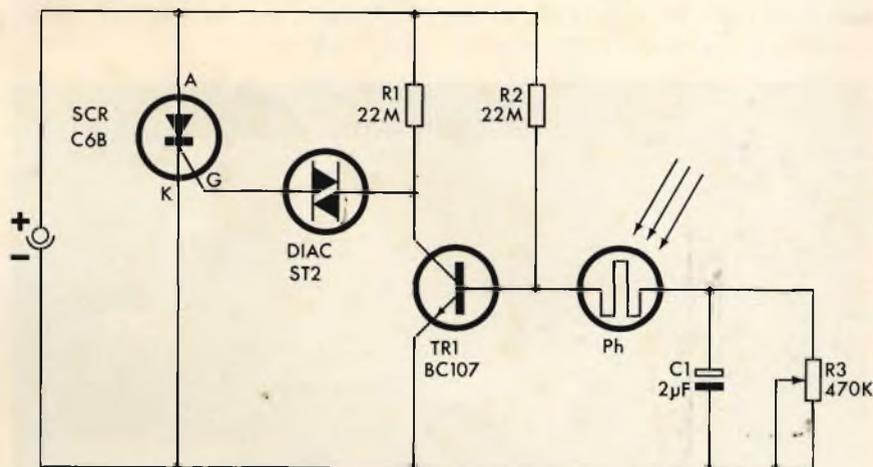


Fig. 1 - Schema elettrico del sincronizzatore per flash elettronici.

con montaggio tradizionale su basetta per circuiti sperimentali. Il tutto ha dimensioni di cm 4,5 x 8,5 circa.

— la seconda, con montaggio in aria, è risultata di soli cm 2 x 5 circa.

Nella seconda versione è stato possibile ottenere queste dimensioni particolarmente ridotte, grazie al conglobamento del circuito in plastica liquida. Questa (una volta solidificatasi) offre numerosi altri vantaggi quali:

- fattore estetico di un certo rilievo
- isolamento perfetto tra i componenti stessi anche se molto vicini
- protezione assoluta contro qualsiasi agente atmosferico (umidità, corrosione, ossidazione ecc.)
- notevole resistenza agli urti.

Il potenziometro semifisso R3 è stato sostituito con una resistenza da 330 k Ω questo per ovvii motivi quali: l'impossibilità di ottenere dimensioni ridotte usando un componente così ingombrante e l'impossibilità di una futura regolazione del potenziometro stesso una volta indurita la plastica.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettronico si compone di un «SCR» pilotato da un «diac» e questo a sua volta è controllato da una fotocellula tramite un transistor al silicio del tipo NPN. Il dispositivo inoltre ha un gruppo RC che gli conferisce la sensibilità impulsiva necessaria per renderlo sensibile soltanto sotto l'effetto di un impulso luminoso quale appun-

to quello di un flash, sia del tipo elettronico che del tipo a lampade al magnesio.

La resistenza R2 porta il transistor in stato di netta conduzione, abbassando così il potenziale di collettore del transistor stesso ad un valore di tensione praticamente zero. Il condensatore C1 è scarico perché praticamente non riceve tensione dal partitore formato da R3 e dalla resistenza fotosensibile «Ph» (questa infatti offre una resistenza elevata in mancanza di luce che colpisca la sua superficie sensibile), in queste condizioni anche il diac e l'SCR sono in stato di non conduzione.

Al giungere di un impulso luminoso, la fotocellula abbasserà rapidamente la sua resistenza interna e il condensatore verrà a trovarsi ai capi del diodo emitter-base del transistor e con la sua bassa impedenza interna (essendo scarico) annullerà per un istante la tensione ivi presente. A questo punto il potenziale di collettore salirà bruscamente provocando l'inevitabile innesco del diac (infatti la sua tensione critica è di soli 40 V mentre la tensione di alimentazione è di 200 V circa), con la conseguente accensione dell'SCR il quale a sua volta farà scattare il lampo ad esso collegato.

La R3 è una resistenza semifissa con la quale sarà possibile, mediante la sua regolazione, adattare il sincronizzatore a qualsiasi flash elettronico in commercio ed inoltre, indirettamente, permetterà la regolazione della sensibilità del punto di innesco per le migliori condizioni di lavoro.

Con la mancanza di una sorgente di alimentazione interna vengono eliminati tutti quegli inconvenienti dovuti alla inefficienza dell'apparecchio per carenza di tensione di alimentazione da parte della pila. Inoltre questa si scarica da sola col tempo e quindi si è costretti dopo un certo periodo a sostituirla anche se non si è mai usato l'apparecchio e molte volte si procede alla sua sostituzione prima ancora del necessario, per poter avere una certa garanzia di funzionamento.

Grazie al suo esiguo consumo di corrente, (dallo schema elettrico riportato in figura 1 si può ben notare l'assoluta mancanza di qualsiasi componente a forte assorbimento, come ad es.: relè, trasformatori, resistenze di basso valore e di potenza) il dispositivo può venire alimentato direttamente dalla tensione del flash a cui viene abbinato. Difatti ai capi del cavetto di collegamento che unisce il lampo al sincronizzatore, vi è presente una tensione che serve a creare lo impulso di innesco della lampada a gas del flash. Questo piccolo prelievo di corrente, necessario al dispositivo a fotocellula, non influisce minimamente sul corretto funzionamento del lampo.

PROGETTAZIONE

In fase sperimentale per la progettazione è stata usata una basetta S-DeC come mostra la figura 2; essa ha permesso di realizzare il circuito e di cercare i valori ottimi dei componenti, per i migliori risultati, in un tempo relativamente breve.

Il dispositivo inoltre doveva presentare ben quattro altre caratteristiche:

- 1) tutti i componenti dovevano essere di facile reperimento e risultare di minimo ingombro
- 2) l'assorbimento doveva risultare il minimo possibile
- 3) il circuito elettrico non doveva risultare critico, ma funzionare anche con componenti aventi grandi tolleranze di costruzione come transistori e SCR.
- 4) il dispositivo doveva reagire soltanto ad un impulso luminoso e non alla luce ambiente.

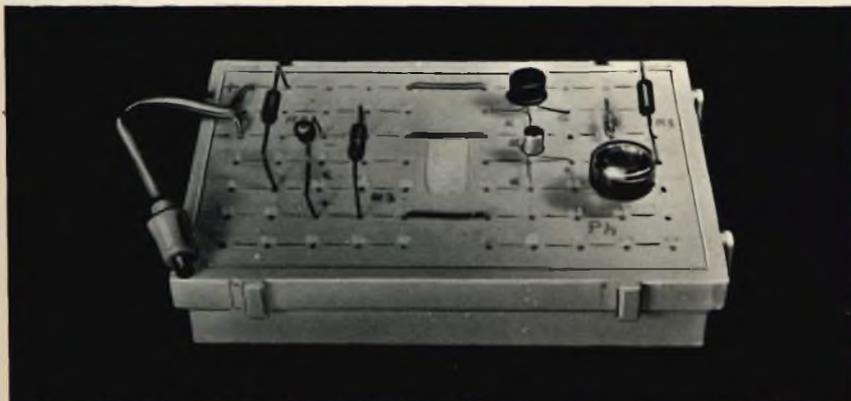


Fig. 2 - Foto illustrante la progettazione del sincronizzatore su basetta S-DeC.

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione della prima versione del sincronizzatore non è affatto critica e può quindi essere affrontata anche dai più inesperti. Il montaggio è stato fatto su una bassetta di circuito stampato per cablaggi sperimentali, dove sul retro vi sono solamente puntini di rame e non le solite piste già complete (le piste verranno autoconstruite poi collegando i puntini tra di loro, come indica il disegno di figura 3, con del filo di rame stagnato).

A montaggio ultimato, se non sono stati commessi errori, il dispositivo dovrà funzionare immediatamente.

Successivamente si troverà un involucro per la sistemazione della bassetta (es.: un contenitore di rullini fotografici come in figura 4. Andranno quindi praticati due fori, uno per la fotocellula e l'altro per l'uscita del cavetto destinato al collegamento del lampo. La forma ovviamente non ha alcuna importanza, mentre l'involucro dovrà essere del tipo opaco, in caso contrario si provvederà a dipingere di nero le sue superfici interne usando possibilmente una bomboletta di vernice spray.

La seconda versione richiede invece, da parte del montatore, una certa esperienza in cablaggi in aria oltre ad una buona dose di pazienza per le dimensioni ridotte che verrà ad assumere questo nuovo montaggio; quindi questa versione è consigliabile solo ai più esperti in montaggi elettronici (vedi figura 5).

Una volta eseguita la cablatura del montaggio in aria, si dovrà trovare un contenitore provvisorio per procedere alla colata della plastica liquida seguendo naturalmente tutte le istruzioni contenute nella confezione apposita per montaggi del caso. A questo scopo è adattissimo un contenitore di vetro, esempio una fialetta di 10 cc. circa, che verrà successivamente frantumata non appena la plastica avrà raggiunto una compattezza sufficiente (vedi figura 6).

In mancanza di questa si potranno ottenere gli stessi risultati con un tubetto, di dimensioni adatte, di

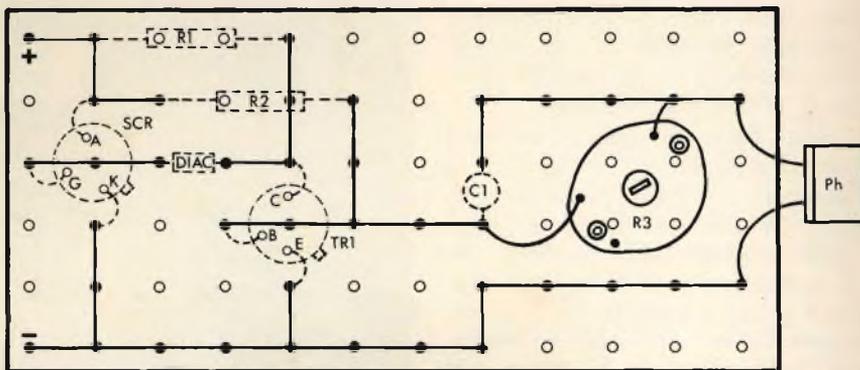


Fig. 3 - Collegamento dei punti di contatto tra loro con filo di rame stagnato.

plastica morbida (del tipo «Moplen») perché il liquido intaccherebbe qualsiasi tipo di plastica rigida, impedendo così l'estrazione del circuito ad essiccazione avvenuta. Naturalmente durante queste operazioni si dovrà far bene attenzione a non provocare corti circuiti accidentali al cablaggio elettrico, perché una volta indurita la plastica, non ci sarà più nessuna possibilità di porre rimedio.

USO DEL DISPOSITIVO

Prima di usare il dispositivo si dovrà procedere alla sua taratura. Questa, dopo aver collegato il sincronizzatore al flash, consiste nel regolare il potenziometro fino al punto in cui si provocheranno volontariamente gli inneschi del lampo, indi si ritornerà indietro di quel tanto che basti per farli cessare. L'apparecchio risulterà così adattato il più possibile al tipo di flash usato e alla luminosità ambiente in cui dovrà funzionare.

A questo punto si potrà procedere

re all'uso vero e proprio del dispositivo; si orienterà quindi la coppia lampo-sincronizzatore verso il soggetto da fotografare. In questo modo la fotocellula riceverà l'impulso luminoso prodotto dal flash principale per riflessione del soggetto stesso e farà scattare il lampo a cui è collegato, naturalmente se ci fossero presenti nel medesimo ambiente più coppie lampo-sincronizzatori, questi, scatterebbero tutti simultaneamente.

Il sincronizzatore offre diversi impieghi tipici: primo tra tutti è quello in cui esso viene usato (sempre come flash secondario) per creare la luce diffusa in ambienti interni. Questo lo si ottiene rivolgendo il flash verso l'alto, così la luce che colpisce il soggetto è in effetti quella riflessa dal soffitto, in questo modo è possibile ottenere un notevole miglioramento della qualità dell'immagine.

Un altro particolare effetto lo si ottiene disponendo la coppia sopra citata in una posizione tale da illuminare il soggetto anche di fianco (oltre naturalmente al flash princi-



Fig. 4 - Sistemazione della bassetta in un involucro plastico per rullini fotografici.

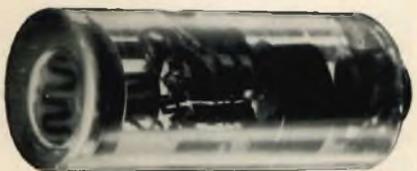
pale posto come di solito sopra la macchina fotografica). In questo caso si otterrà un particolare effetto di rilievo dell'immagine.

Altri impieghi tipici sono tutti quei casi in cui si dovranno fare fotografie con campi molto lunghi. Infatti la sola luce del lampo principale non basterebbe a coprire tutta la profondità di campo necessaria e quindi i soggetti che si troveranno lontani dall'obiettivo saranno insufficientemente illuminati. Un esempio di quanto detto è il caso che si presenta fotografando dei commensali disposti attorno ad un tavolo di una certa lunghezza, come accade di solito in un banchetto, le persone che si trovano vicine al flash risulteranno ben illuminate, mentre quelle che si trovano ad una distanza maggiore riceveranno invece un'illuminazione esigua.



Fig. 5 - Realizzazione del cablaggio in aria.

Fig. 6 - Come si presenta il cablaggio dopo la colata. A black and white photograph showing the same complex arrangement of wires and components as in Fig. 5, but now encased in a clear, cylindrical protective casing.



Un caso analogo lo si ha anche quando si devono eseguire delle fotografie in ambienti molto vasti come all'interno di una chiesa, dove per la mancanza di riflessione da parte delle pareti e del soffitto, la luce del lampo tende a disperdersi molto rapidamente anche dopo soli pochi metri, mettendo in evidenza soltanto i soggetti vicini e lasciando completamente in ombra tutto il resto. Questo perché l'energia luminosa che colpisce il soggetto è inversamente proporzionale al quadrato della distanza che lo separa dal lampo.

Una soluzione ideale quindi per evitare gli inconvenienti citati consiste nell'impiegare due o più coppie lampo-sincronizzatori disponen-



Fig. 7 - Disposizione: fotografo - sincronizzatore - soggetto.

doli in posizioni opportune. Essi infatti agendo simultaneamente al flash principale, illumineranno tutta la profondità di campo necessaria.

La distanza massima utile fra soggetto e sincronizzatore è all'incirca di 3 m ed è inversamente proporzionale alla luminosità ambiente. Logicamente se si desidera una distanza maggiore ed una maggiore sicurezza di intervento, non si dovrà far altro che orientare il dispositivo in direzione del lampo principale anziché verso il soggetto, in questo caso la distanza massima

utile in un ambiente semi-illuminato, salirà facilmente anche verso i 20 m e quindi più che sufficienti a qualsiasi scopo fotografico.

Un consiglio molto importante per chi dovrà far uso di questo sincronizzatore: bisognerà evitare, il più possibile, che la luce ambiente giunga direttamente sulla fotocellula, si provvederà quindi ad una opportuna schermatura con l'aiuto di un paraluce. L'accorgimento è particolarmente valido nel caso della seconda versione, dove un semplice tubetto di diametro adatto sarà sufficiente per raggiungere lo scopo.

ELENCO MATERIALI

DESCRIZIONE	N. di Codice G.B.C.	Prezzo di Listino
C1 - condensatore al tantalio da 2 μ F	BB/3181-40	200
R1-R2 - resistori da 22 M Ω - 1/2 W	DR/0113-47	16
R3 - potenziometro semifisso da 470 k Ω	DP/0284-47	350
Ph - Fotoresistenza	DF/0960-00	930
1 - Borchia con gemma bianca	GH/3420-00	84
diac - ST2	YY/9250-00	720
SCR - C6B	YY/9100-05	4.860
TR1 - transistore BC107	YY/8359-00	400
1 - presa coassiale ad uso fotografico	—	—
1 - Custodia (vedi testo)	—	—
piastra forata «Teystone»	OO/5640-00	2.000



radioamatori

ALIMENTATORE E MODULATORE SISTEMATI SU «RACK»

a cura di I2JJK

Molto volentieri abbiamo curato negli scorsi numeri la descrizione completa di un Trasmittitore Millen per le 5 bande base dei radioamatori (80 - 40 - 20 - 15 - 10 metri di lunghezza di onda). Con esso abbiamo pure descritto il VFO (Variable frequency oscillator) VF1 della Heathkit.

Queste parti sono gli elementi fondamentali di un trasmettitore e abbiamo descritto degli schemi di facile esecuzione alla portata di tutti, di buon progetto e rendimento. Ma questi elementi necessitano di una alimentazione, se il caso (in radiotelegrafia), di un modulatore ed in ogni modo di un supporto che permetta la dislocazione «organizzata» del tutto.

Si tratta di telai verticali di tipo normalizzato che permettono il fissaggio cosiddetto «a Rack» dei vari pannelli di misura «standard».

Questa disposizione, visibile nella foto di testo, è particolarmente pratica ed importante in quanto non solo riduce l'ingombro e permette di raccogliere su di un fronte unico tutti i comandi dell'apparato, ma permette anche la migliore dissipazione termica per «convezione» verso l'alto del calore dissipato prevalentemente dai tubi finali dell'eventuale modulatore e del trasmettitore.

Nel nostro caso abbiamo previsto che il «Rack» possa servire:

- un alimentatore generale
- un modulatore di potenza (50 W massimi)
- un trasmettitore HF (per onde corte)
- un trasmettitore per 144 MHz (onde ultracorte)

I comandi devono quindi prevedere tra l'altro:

- la semplice e pratica commutazione a relè dei vari collegamenti di alimentazione e modulazione da un trasmettitore all'altro mediante interruttore manuale.
- la commutazione dei relè di antenna dei relativi trasmettitori come pure l'inserzione dell'alimentazione con il comando del pulsante del microfono (sistema PTT o «Push to talk»).

L'insieme dei collegamenti non è per nulla complesso, ma ai meno preparati questa «organizzazione» potrà sembrare un poco ostica. Abbiamo quindi provveduto a discutere ogni particolare analizzandolo nei dettagli di schema e di interconnessione con il resto dei componenti.

Questa disposizione offre oltretutto il massimo di difesa dai pericoli derivanti dalle alte tensioni anodiche impiegate.

Ormai la modulazione di ampiezza è poco usata in onda corta e viene utilizzata invece in ultracorta (144 MHz).

La modulazione di ampiezza può però risultare utile, specie sui 28 MHz (10 metri), per emergenza e nel caso di propagazione molto aperta per grandi distanze (collegamenti in DX), poiché sono molte le stazioni che operano ancora in AM su questa banda.

Sulle altre bande (e cioè 80 - 40 - 20 metri) è consigliabile impiegare il Tx Millen prevalentemente per CW (Continuous Wave) cioè per telegrafia non modulata.

Con pochi watt si coprono distanze formidabili. E' un ramo della attività radiantistica che può offrire grandi soddisfazioni.

Precisiamo tra l'altro che abbiamo curato al massimo, come vedremo ora, l'economicità della realizzazione.

LA SCELTA DEI COMPONENTI

Con l'avvento della 220 V a 50 Hz, si è reso disponibile un notevole numero di autotrasformatori e, nello stesso tempo, si è svalutato sul mercato del seminuovo dell'ottimo materiale (complessi, trasformato-

ri ecc. alimentati a $110 \div 117$ V). Si tratta di materiale generalmente di origine americana.

Gli USA impiegano di solito lo accorgimento ingegnoso di utilizzare due avvolgimenti eguali di primario da disporre in parallelo per l'alimentazione a 110 V od in serie nel caso della 220 V.

Se però l'avvolgimento è unico ed a 110 V non resta che utilizzare due trasformatori identici, collegando in serie i loro primari, ma facendo attenzione, nel caricare il secondario di ogni trasformatore in modo perfettamente eguale.

E' quindi più pratico ricorrere ad un autotrasformatore che permetta di utilizzare il materiale nel modo migliore.

Noi disponevamo di trasformatori e impedenze tipo Thodarson (del buon tempo antico) ben dimensionati ed in ottimo stato (si dice comunemente nel linguaggio tecnico USA «brandy new»). Utilizzando un autotrasformatore che aveva portato un vecchio frigorifero abbiamo così:

- adattato dell'ottimo materiale di recupero a basso prezzo.
- variata a piacere la tensione di lavoro del trasformatore AT.
- regolata l'alimentazione sull'effettivo valore nominale della tensione di rete (che è pur sempre per capitolato il $\pm 10\%$).

Il «Rack» utilizzato è del tipo piccolo, alto solo 80 cm (si può arrivare fino ai 2 m di altezza) ma comodissimo per un impianto di modesta potenza come il nostro.

LO SCHEMA ELETTRICO

Si è utilizzato un cordone di alimentazione di 2,5 m di lunghezza e con spina d'innesto moderna a connettore centrale di massa. Questa lunghezza è un corretto compromesso per dislocare nel modo migliore l'apparato nella stanza di lavoro. Si è doverosamente inserito un fusibile da 4 A ed un interruttore fondamentale che comanda:

- l'alimentazione dell'autotrasformatore
- tramite l'autotrasformatore l'alimentazione a 110 V del modulatore modello EICO.
- sempre tramite l'autotrasforma-

tore l'alimentazione di due trasformatori per filamento ciascuno a 6,3 V di secondario. Questi sono fra loro disposti in serie in modo da fornire le tensioni $0 \div 6,3$ V e $0 \div 12,6$ V. La prima per il Tx HF e la seconda per i 144 MHz.

Sullo $0 \div 6,3$ V è collegata una spia verde che testimonia all'operatore l'avvenuta inserzione della alimentazione base.

Fusibile, interruttore e spia sono disposti frontalmente sulla sinistra del pannello; questo perché sono gli elementi di inserzione preliminare della alimentazione.

Questa inserzione infatti permette la sola accensione dei filamenti sia del trasmettitore che del modulatore.

L'anodica di questi complessi come vedremo viene invece comandata solo in un secondo tempo semplicemente premendo il pulsante del microfono. Questa manovra dà luogo all'accensione di una seconda spia di colore diverso dalla prima e cioè rossa, che rimane accesa per tutta la durata della trasmissione.

Questo tipo di comando anodico offre notevoli vantaggi:

- dato che, come vedremo, agisce interrompendo o chiudendo il primario del trasformatore AT, non lascia alte tensione pericolose nell'apparato quando non si è in trasmissione, e cioè in condizioni di riposo.
- sempre per i motivi di cui sopra limita al minimo la dissipazione anodica dei tubi di potenza e ne aumenta quindi la durata.
- evita, per quanto visto, che si possano avere emissioni spurie o indebite o emissioni di messaggi indesiderati causa «microfoni e trasmettitori rimasti inavvertitamente in funzione». In tal modo la banda di frequenza viene occupata per lo stretto tempo indispensabile alla comunicazione e senza emissioni spurie. Occorre tenere presente che quando si rilascia il pulsante microfonico, in ogni caso un contatto ne cortocircuita l'uscita di modo che è impossibile avere una uscita indesiderata. E' anche per questo moti-

vo che questo sistema è stato largamente utilizzato dal «Signal Corp.» americano e, specie nel dopoguerra, è passato nell'impiego comune.

Sono i vantaggi base che hanno portato alla adozione del sistema PTT o «Push to talk», cioè con comando di «premi per poter parlare».

Esiste un altro sistema di commutazione molto comodo ma di utilizzazione adatta solo per gli operatori più preparati. E' il comando cosiddetto «Vox» con il quale l'alimentazione sonora del microfono, comporta automaticamente il passaggio in trasmissione mediante commutazione di appositi relè che operano con un certo ritardo in modo da permettere anche qualche leggera pausa nel messaggio.

Questo sistema lascia completamente libere le mani dell'operatore; viene utilizzato di solito con cuffia munita di microfono, collegato a breve distanza dal viso dell'operatore.

Il sistema Vox è utilissimo quando occorra il massimo di rapidità di trasmissione di messaggi durante i «contest» periodici, cioè le gare di telecomunicazioni fra radioamatori, nel corso delle quali occorre realizzare in un tempo prefissato il massimo di collegamenti.

Noi ci siamo limitati al comando PTT utilizzando un relè (relè A nello schema elettrico) alimentato dal pulsante del microfono.

Avevamo a disposizione un relè a 6 V di lavoro. E' stato sufficiente raddrizzare in semionda semplice i 12 V, livellarli con un buon condensatore elettrolitico per ottenere i 12 V di lavoro necessari per azionare non solo il relè A (con una resistenza di caduta in serie) ma pure i relè di antenna del trasmettitore HF e 144 MHz.

Questi relè ovviamente attirano e cadono in parallelo al relè A eccitati sempre dal comando del pulsante microfonico.

Come si può notare dallo schema, agli zoccoli octal di connessione, sono stati portati i terminali relativi a questi relè di antenna. Il relè A azione con due contatti:

- la chiusura del primario del tra-

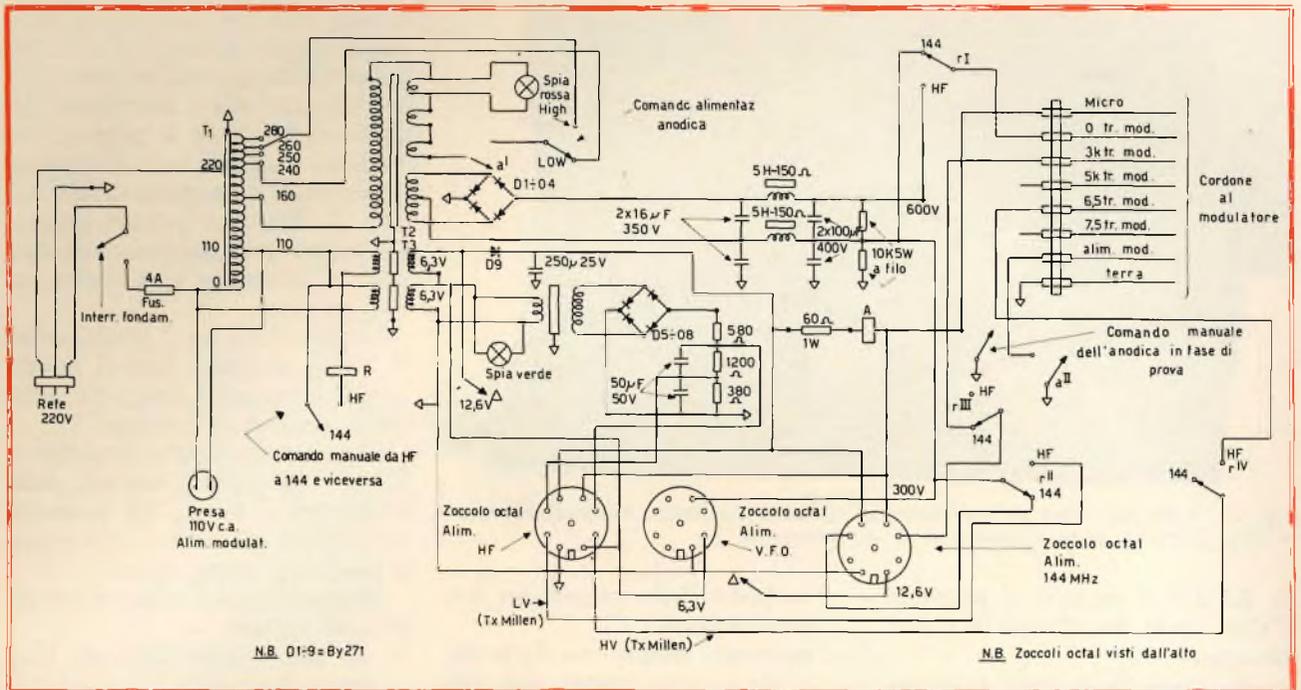


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore per trasmettitori su HF e 144 MHz con commutazione a deviatore che aziona un apposito relè per le opportune commutazioni.

sformatore di Alta Tensione

— la chiusura a massa dell'alimentazione anodica del modulatore.

In questo modo si ottiene tra l'altro la sicurezza di operare con il modulatore caricato al trasformatore di modulazione, in modo che questo non possa in ogni caso «sparare» per sovratensione.

Ovviamente nel corso delle operazioni di messa a punto è necessario dare tensione per regolare il carico del Tx e verificare il modulatore (bilanciamento ad esempio dei tubi finali e regolazione del negativo di griglia base in classe AB, come vedremo).

Allo scopo sono previsti due comandi:

- un interruttore sul fronte del pannello dell'alimentatore, che si sostituisce al pulsante microfonico, in parallelo al quale è infatti disposto dal punto di vista elettrico. Con questo comando si dà anodica ma non si ha possibilità, ricordiamo, di emissioni foniche spurie o indesiderate, poiché il microfono rimane cortocircuitato come uscita dal suo pulsante in posizione di riposo.
- un interruttore sul fronte del pannello del modulatore che dà

chiusura al ritorno di massa anodico e permette l'alimentazione del solo alimentatore.

In condizioni di lavoro normali con comando di azionamento dal microfono questo interruttore rimane normalmente aperto.

Vediamo ora l'alimentazione anodica come circuito: a prima vista è inconsueto. Disponevamo, come si è detto, di un trasformatore Thodarsen con:

- un primario a 110 V
- un secondario AT a 360 + 360 V e 200 mA
- due secondari a 2,5 V 6A
- due secondari a 5 V 4 A

A noi interessava ricavare una tensione di 600 V ed una di 300 V circa con il minimo di spesa ed il massimo di sicurezza e di semplicità circuitale.

Potevamo senz'altro utilizzare il massimo di tensione secondaria con un circuito di diodi a ponte di Graetz e sfruttare la presa centrale per ottenere la tensione dimezzata. Ma 720 V erano troppi. D'altra parte i secondari di bassa frequenza non ci interessavano, dato che avevamo stabilito di comandare comodamente l'AT sul primario di alimentazione (cosa che permette di operare a tensione bassa, cioè

di 110 V, e senza archi di sorta ai contatti, dato che si opera in c.a.).

Si sono disposti quindi i secondari da 2,5 e 5 V in serie fra loro ed in serie al primario in modo da ridurre il rapporto di trasformazione.

La presenza inoltre dell'autotrasformatore ci ha permesso di alimentare il primario:

- tra il 160 ed il 240 V con soli 80 V con circa 550 e 270 V continui di uscita (Posizione «Low» dell'apposito commutatore).
- tra il 160 ed il 260 V con 100 V questa volta ed una uscita di 650 e 325 V in corrente continua (Posizione «High» del relativo commutatore).

La prima posizione «Low» vale per il funzionamento continuo in fonìa che comporta un limite più severo di dissipazione; la seconda «High» viene utilizzata per il funzionamento intermittente in telegrafia che comporta una minore dissipazione anodica complessiva con una potenza di uscita ovviamente superiore (è il vantaggio del funzionamento in telegrafia, cioè in «CW»).

Questa disposizione di secondari

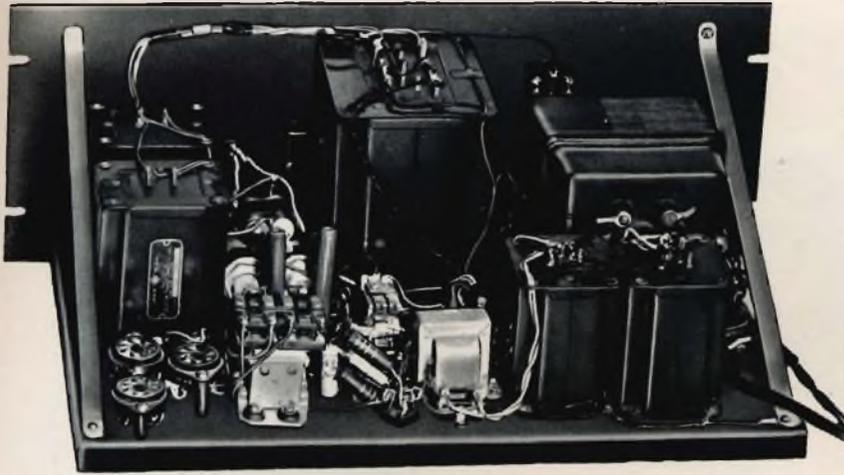


Fig. 2 - Vista del retro dell'alimentatore realizzato in modo molto compatto e pratico. In primo piano i connettori di alimentazione.

da 2,5 e 5 V in serie al primario d'altra parte ha comportato due vantaggi:

- ha ridotto l'induzione di lavoro nel ferro e per conseguenza le perdite di magnetizzazione, che sono proporzionali al quadrato dell'induzione.
- non ha impedito l'alimentazione della spia rossa che denuncia l'eccitazione del primario del trasformatore Thodarson per alta tensione e di conseguenza la messa in funzione dell'apparato.

L'operatore quindi sul fronte del «Rack» ha due controlli fondamentali a disposizione:

- la spia rossa che assicura la alimentazione primaria AT in c.a.
- il milliamperometro di placca del trasmettitore Millen o di quello dei 144 MHz che permette la verifica dell'alimentazione anodica in c.c. e della presenza del cavetto carico di placca.

Con questi due soli controlli più la spia verde di alimentazione base si ha tutta la situazione sotto controllo e con estrema semplicità di comandi e di manovra.

Qualche particolare sul filtraggio dell'anodica.

La disposizione a ponte di Graetz dei diodi in unione all'avvolgimento AT e presa centrale presenta vari vantaggi:

- permette il funzionamento a ponte con il ricavo della tensio-

ne piena della somma dei due avvolgimenti.

- permette, sempre con lo stesso ponte facendo operare due soli diodi in questo caso, la tensione dimezzata ricavata con i metodi convenzionali prelevata come positivo dalla presa centrale. Non esiste problema di sovraccarico per somma delle due correnti nei diodi, dato che il carico massimo si aggira sui 200 mA con un «rating» di quasi 1 A di normale funzionamento dei dischi al silicio.
- consente di utilizzare degli elettrolitici di filtro, di normale tensione di lavoro in serie tra loro che filtrano contemporaneamente le due tensioni di lavoro con due impedenze da 5 H e 150 Ω .

Le due resistenze poste alla fine del filtro assolvono ad una doppia funzione e cioè:

- funzionano da dissipatori di scarica rapida dei condensatori di filtro quando viene interrotto il primario del trasformatore AT.
- assicurano che la tensione ai capi dei condensatori di filtro si mantenga eguale anche per differenze del 10-20% nelle capacità di ognuna delle due coppie di condensatori fra loro disposti in serie.

Si tratta quindi di un circuito di raddrizzamento e livellamento ancora poco conosciuto ma molto pratico, efficiente e funzionale che siamo lieti di presentare ai lettori.

Il trasmettitore Millen può fun-

zionare pure con due distinti negativi di griglia. Questi sono stati ricavati da un trasformatore montato invertito con il secondario collegato al 6,3 V ed il primario ad un diodo e ad una serie di resistori di partizione e condensatori elettrolitici di filtro. La potenza erogata è dissipata principalmente nei resistori in partizione e si aggira sul watt in tutto.

La partizione ed i condensatori di filtro assicurano, dato il ridotto carico dei negativi base, una sufficiente stabilità di tensione.

Queste tensioni sono ovviamente di uso opzionale a seconda delle condizioni di lavoro del trasmettitore Millen già descritto nei numeri precedenti della rivista.

In pratica tutti i collegamenti sono stati portati:

- ad uno zoccolo octal per l'alimentazione HF
- ad un altro zoccolo octal per l'alimentazione del trasmettitore dei 144 MHz
- ad uno zoccolo octal per l'alimentazione del VFO
- ad una morsettiere da cui parte un cordone che termina in uno zoccolo octal maschio che viene innestato nel modulatore EICO.

Questo sistema di collegamenti ad innesto permette di rimuovere ogni singolo apparato (trasmettitori, VFO modulatore) per manutenzione, controlli o riparazione senza ricorrere al saldatore.

I cavi possono venire disposti in modo corretto e pratico lungo i dati del piccolo «Rack».

Resta da esaminare come si è realizzata la commutazione dal funzionamento in HF ai 144 MHz.

Si è adattato un relè con alimentazione c.a. 110 V (sempre ricavato «brandy new» dal surplus americano).

Esso consente l'azionamento contemporaneo di 4 contatti di scambio. In condizioni di riposo si alimenta il trasmettitore per OUC sui 144 MHz e con relè azionato si opera in HF.

In sostanza:

- si alimenta lo stadio finale o con 500 V (HF) o con 250 V (144).
- si collega il Tx ai 6-500 Ω di

impedenza del trasformatore di modulazione (HF) o ai 3.000 Ω (144).

Il tutto azionando semplicemente un interruttore dal fronte del pannello dell'alimentatore seguendo le diciture a Dymo «HF» o «144».

IL MODULATORE EICO

Dalle figure del testo è interessante ricavare come è stato sistemato con pannello frontale, questo modulatore, che riproduciamo molto volentieri in quanto di schema molto moderno e pratico.

Due EL 36 in controfase AB2 forniscono 50 W di modulazione e possono quindi, pilotare correttamente fino a 100 W di alimentazione «imput» dello stadio finale a Radiofrequenza di un trasmettitore.

Il trasformatore di modulazione permette tutta una serie di impedenze di modulazione dai 1500 ai 10.000 Ω fra le quali è facile scegliere la più adatta al trasmettitore che si desidera modulare. Detta impedenza viene determinata dividen-

do la tensione anodica per la corrente di lavoro. Nel nostro caso:

- per i 144 MHz si hanno 250 V massimi di alimentazione con 70 mA e quindi circa 3.000 Ω .
- per le HF si hanno 550-660 V, nel funzionamento con modulazione, con circa 90 mA a carico; l'impedenza di lavoro è quindi di 6.000 Ω .

Il funzionamento delle EL 36 è in classe AB2, con quindi un modesto contributo di potenza di pilotaggio.

Ciò perché le valvole finali operano con un negativo base, ricavato a parte dalla alimentazione, che viene superato solo nei picchi di modulazione, con un tempo molto ridotto durante il quale si ha corrente di griglia.

Per un perfetto bilanciamento dei tubi finali è necessario che:

- operino con il corretto negativo base
- siano bilanciati come corrente anodica.

Queste regolazioni vengono effet-

tuate misurando con un semplice tester, da due boccole poste sul retro del pannello del modulatore la «caduta» di tensione, ai capi di due resistenze disposte in serie ad ogni circuito anodico.

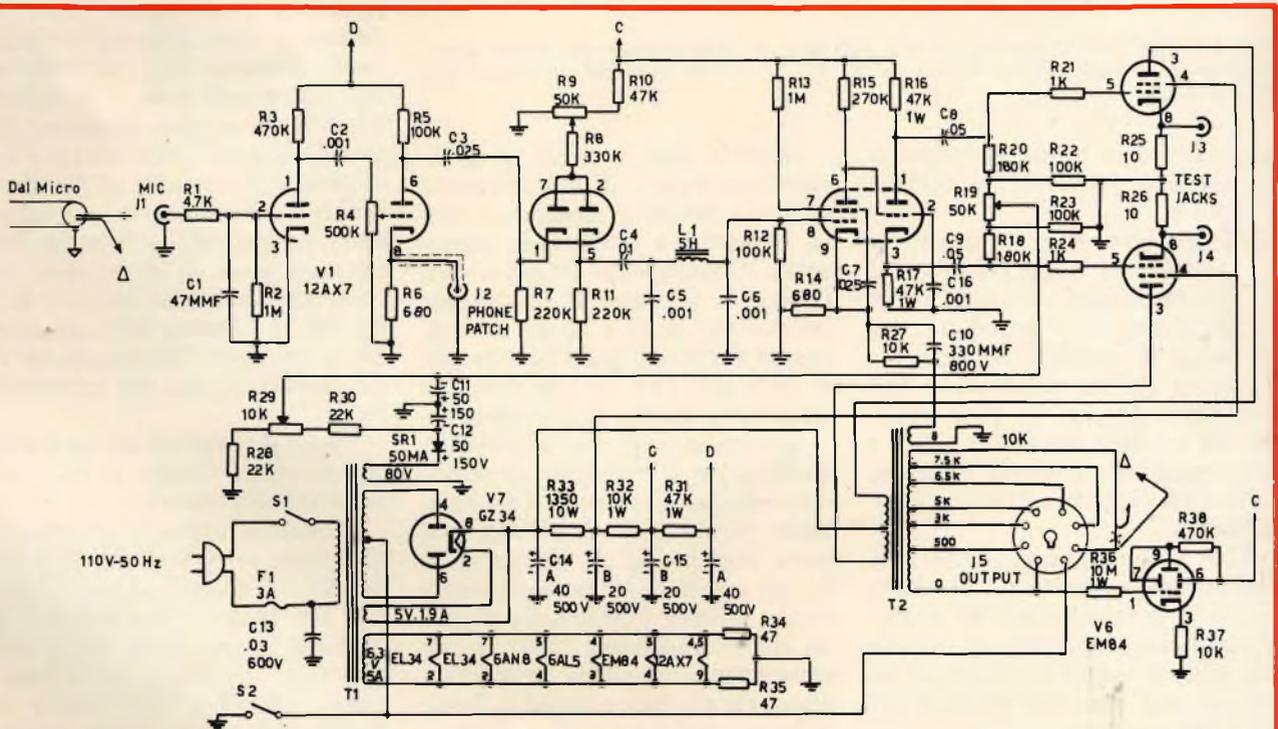
Ritourneremo su queste messe a punto.

Ci preme invece dire due parole circa il circuito di ingresso.

Si inizia con un tubo con alta impedenza di ingresso, ottima per i microfoni ceramici e piezoelettrici.

Una presa sulla resistenza di catodo non bypassata fornisce un'uscita su bassa impedenza ed anche un ingresso eventuale a bassa impedenza per eventuali segnali di miscelazione.

Segue il comando di volume e subito dopo uno stadio di limitazione dei picchi di bassa frequenza, di livello superiore ad un dato valore prestabilito. Segue un filtro che taglia decisamente tutte le frequenze che superano i 3.000 Hz. In questo modo si raggiungono due risultati molto importanti:



NOTE : 1) Tutte le resistenze in ohm e da 1/2 W di dissipazione a meno che non sia diversamente specificato.

2) Tutti i condensatori sono in microfarad a meno che non sia diversamente specificato

Fig. 3 - Schema elettrico di un modulatore da 50 W massimi di uscita impiegante un controfase di EL34 in classe AB2.



Fig. 4 - Vista posteriore del «Rack» completo di alimentatore (in piano base), modulatore e trasmettitore Millen da 50 W. Si noti la praticità di questo tipo di montaggio.

— si limita la banda di lavoro ai massimi 3.000 Hz di modulazione

— Si tagliano tutte le armoniche superiori ai 3.000 Hz (sono le più fastidiose) dovute al taglio di limitazione introdotto dai diodi: il cosiddetto «clipping».

Questi artifici comportano una modulazione forse un poco discosta dal naturale ma molto nitida e penetrante, con notevole riduzione di pericoli «splatter» di sovr modulazione.

Ciò è tanto più importante se (ad esempio modulando i 144 MHz da 10 W di uscita con i 50 W dell'amplificatore EICO) si modula una potenza imput notevolmente inferiore alla massima prevista dal modulatore stesso.

Al circuito di limitazione di livello e di banda di modulazione, fa seguito, come si può notare, un normale circuito di preamplificazione ed un «invertitore di fase» che pilota il controfase finale in classe AB2.

Oltre ai due controlli di polarizzazione base e di bilanciamento statico è possibile eseguire a carico un segnale a 1.000 Hz in ingresso, un bilanciamento dinamico verificando la «caduta» in c.a. ai capi dei resistori R 25 e 26 da 10 Ω di catodo che fanno capo dal lato caldo ai 2 jack J3 e J4. Ciò riduce la distorsione specie di 2° armonica.

Va notato pure che un avvolgimento a bassa impedenza di secondario del trasformatore di modulazione permette di introdurre una certa percentuale di controreazione, sul catodo della preamplificatrice che precede l'invertitore, di modo che la distorsione totale, e per conseguenza la qualità di modulazione, rimane buona anche ai limiti di erogazione nei picchi di potenza quando si verifica di solito il massimo di distorsione.

Di fatto questo modulatore «tiene» effettivamente i 50 W massimi di erogazione.

Notevole inoltre è l'artificio per

il controllo della sovr modulazione che è presente nel circuito. Un indicatore di sintonia a striscia luminosa viene collegato al circuito in modo che se la tensione di modulazione supera in valore quella di alimentazione (è in questo caso che si va in sovr modulazione) la semionda negativa di modulazione superando il positivo anodico del tubo finale del trasmettitore provoca la formazione di un negativo in griglia del-tubo di controllo e per conseguenza, la scomparsa della luminescenza del tubo indicatore.

Otticamente è quindi possibile avere dal pannello frontale del «Rack» un segnale per ridurre la «manetta», cioè il potenziometro di volume, di quel tanto che permette di evitare la sovr modulazione.

Da segnalare inoltre i due resistori da 47 Ω da ogni lato del 6,3 V di filamento e massa, per ridurre il rumore di fondo. E' un vecchio trucco. S2 infine comanda l'inserzione dell'anodica del modulatore.

Noi abbiamo rinunciato all'attacco dei 10 k Ω di impedenza di modulazione (ben difficilmente utilizzata). Abbiamo disconnesso ed isolato il terminale così come indicato ed abbiamo collegato al piedino dello zoccolo octal, posto sul retro dello chassis, il comando di terra proveniente dal pulsante del microfono come indicato nello schema. E' questa terra, come abbiamo visto, che permette l'attrazione dei relè A (e dei relè di antenna dei trasmettitori) e comanda l'alimentazione sia del modulatore che del trasmettitore.

Facciamo presente un particolare che potrebbe sfuggire ai più e che ha la sua importanza.

Quando si preme il pulsante del microfono si dà tensione al primario AT ed al modulatore. L'apparato non inizia immediatamente ad emettere, tenuto conto anche delle resistenze di carico dell'alimentazione dell'AT e del carico costituito dal consumo del trasmettitore. In sostanza, esiste una certa costante di tempo che fa sì che si abbia sicuramente emissione di Radiofrequenze solo quando i relè di antenna sono commutati; non si ha quindi nessun peri-

colo per gli ingressi dei ricevitori per HF e 144 MHz sia pure per capacità tra molla e molla o, peggio, per trascinarsi di contatto.

Inversamente quando si rilascia il pulsante del micro, il relè A cede prima dei relè di antenna (lo abbiamo infatti scelto con un circuito magnetico molto modesto) e aprendo l'alimentazione fa cessare la radiofrequenza, prima che cadano i relè di antenna che per difetto di molla, o per deformazione di contatto (formazione di crateri), potrebbero convogliare anche in questo caso radiofrequenza e con potenza all'ingresso dei ricevitori. Ecco un altro motivo per preferire l'interruzione sul primario del trasformatore AT.

Il resto del circuito del modulatore non merita commenti in quanto è del tutto convenzionale, sia per l'alimentazione anodica che per la formazione del negativo base per il controfase appunto in classe AB2.

Un ultimo dettaglio circuitale infine ha notevole importanza. Occorre per quanto possibile, prevenire ed impedire ritorni di alta frequenza dell'ingresso microfonico che, rivelati dai primi stadi dell'amplificatore, potrebbero dar luogo ad inneschi fastidiosi.

Un gruppo di filtro RC da 47 kΩ e 47 pF in ingresso al primo tubo permette di tagliare ogni traccia di radiofrequenza evitando ogni possibilità di innesco.

Inutile dire che S1 rimane sempre chiuso nel funzionamento sul telaio a «Rack» e che serve solo assieme a S2 per prove su tavolo.

Molto opportuno il fusibile che invece purtroppo viene di solito ignorato dalla maggioranza degli OM di casa nostra.

LA REALIZZAZIONE

L'alimentatore è stato realizzato su un pannello base di legno di 2 cm di spessore, coperto in plastica nera autoadesiva e fissato ad un pannello frontale normalizzato con forature laterali di fissaggio al «Rack».

Sulla base sono stati fissati con viti a legno i componenti e sul pannello frontale, verniciato a fuoco in forno in colore nero satinato, i vari

MIDLAND INTERNATIONAL

VASTA GAMMA DI RICETRASMITTENTI PORTATILI,
UNITA' MOBILE - FISSA



◀ 13-872
5 W - 23 canali

23 Canali banda CB controllati a quarzo - Potenza d'ingresso: 5 W - AGC - Delta Tuning - P.A. - 20 trans.: 11 d., 1 I.C. - Alimentazione: 12-16 Vc.c.

13-855
5 W - 6 canali ▶

6 canali banda CB a tasti - Potenza d'ingresso: 5 W - AGC - 12 trans., 3 d., 1 I.C. Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione: 12-16 Vc.c.



13-795
5 W - 23 canali

23 canali controllati a quarzo - Banda CB - Potenza d'ingresso: 5 W - AGC - 17 trans., 3 d., 1 I.C. - Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione: 12 Vc.c.

13-700
1 W - 2 canali

2 canali banda CB controllati a quarzo - Potenza d'ingresso: 1 W - AGC - 12 trans., 1 term., 1 diodo - Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione 12 Vc.c.



13-046
Morse

Ricetrasmittente con dispositivo per segnali MORSE - 4 trans., 1 quarzo - Frequenza canale 14 (27.125) CB - Alimentazione: 9 V.



Agente Generale per l'Italia :

elektromarket INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859

comandi di cui abbiamo parlato (fusibile, interruttori, deviatori, lampade spia). Due squadrette in laminato di alluminio hanno rafforzato la rigidità dell'insieme tra piano di base e pannello frontale. Questa soluzione costruttiva:

— è risultata di pratica, facile e rapida esecuzione con conduttori ben in vista e di modeste dimensioni data l'opportuna disposizione dei componenti base (si vedano le foto nel testo).

Fissare su legno è infatti molto più sicuro e stabile che non su chassis in ferro. La vite a legno morde e tiene bene, non richiede l'impiego di ranelle grower come è invece necessario nel caso di fissaggio a chassis metallico. Diversamente le vibrazioni portano inesorabilmente ad un allentarsi di viti e dadi.

— è risultata molto più economica e agevole. Fare uno chassis, forarlo, perforarlo, ecc. è semplicemente massacrante, anche se lo si realizza in alluminio, materiale molto più facile come lavorazione, del ferro. Il lavoro meccanico è spesso il grosso «handicap», la palla al piede del radioamatore. Operando invece su una base in legno che non si vernicia neppure perché la si copre con plastica autoadesiva, il lavoro risulta semplificato.

— è senz'altro più sicuro perché si riducono i pericoli di cortocircuito, specie di AT verso una massa metallica di chassis.

Il lavoro è riuscito bene ed è risultato anche adatto al vecchio tipo di fissaggio dei «Thodarson», trasformatori e impedenze impiegate.

Si noti la notevole mole dell'autotrasformatore che ha tra l'altro permesso di impiegare il modulatore EICO acquistato per una cifra molto modesta ad una svendita di materiale come scatola di montaggio.

Ripetiamo che è una realizzazione consigliabile a tutti. Una volta fatto non ci si pensa più e può servire in molte occasioni. Lo schema elettrico è ottimo e molto scarso di collegamenti e componenti. Adatto quindi ai principianti!

Abbiamo completato lo chassis

con un pannello frontale esso pure fissato con due squadrette in profilato di alluminio.

I comandi S1 S2, il potenziometro di sensibilità e quello di taglio di modulazione sono stati portati fuori del piano del pannello frontale senza difficoltà. Si è aperta una finestrella in corrispondenza del tubo indicatore che opera anche da spia luminosa per l'anodica con il pulsante del microfono premuto.

Sul fronte è presente pure la presa di ingresso del Microfono (un Astatic ceramico particolarmente utile per il taglio delle frequenze oltre i 3.000 Hz) ed il fissaggio a fronte del pannello di notevole effetto estetico e pratico dato il cavo di raccordo di tipo estensibile.

CONCLUSIONE

Qualcuno potrà forse criticare questa nostra minuziosa discussione su di un tipo di emissione (a modulazione di ampiezza) che si sta avviando al tramonto.

Facciamo presente che sulle Onde Ultra corte la AM è tuttora valida anche se si sta affacciando la

FM con predisposizione a canali fissi con comando a commutatore che fanno preludere, speriamo, al mobile.

Inoltre va osservato che il Radiante per formarsi deve «digerire» tutta una serie di dati e di compromessi. Il «saltare» tutta una serie di esperienze non è senz'altro positivo. Almeno da queste pagine si comincia con la discussione serrata e, speriamo, abbastanza efficace, di tutta una serie di particolari base che possono divenire senz'altro utili.

Tra poco inizieremo a parlare della Banda Laterale Unica o SSB (Single Side Band) descrivendo un alimentatore che può venire agevolmente autocostruito per il Complesso Sommercamp FT 250 che è uno dei più economici e pratici per chi vuole cominciare. Ma fin qui abbiamo parlato anche dei complessi «vecchia maniera» e non crediamo di avere mancato al nostro dovere. L'improvvisazione non serve a nessuno, tantomeno al Radioamatore o a chi appunto al Radiantismo si avvicina magari con qualche esitazione.

protegete la vostra automobile con l'allarme capacitivo



UK 790



Questa scatola di montaggio, per efficienza ed utilità, è certamente unica nel suo genere.

Impiegata come antifurto per auto essa garantisce una sicura protezione.

CONVERTITORI DI FREQUENZA

**elettronica
industriale**

I convertitori di frequenza a tiristori sono fondamentalmente di due tipi, invertitori e cicloconvertitori. Gli invertitori cambiano una entrata in c.c. in una uscita a frequenza variabile. Essi sono versatili e relativamente semplici.

I cicloconvertitori convertono direttamente da una entrata c.a. ad una frequenza in una uscita c.a. ad un'altra frequenza. Generalmente la frequenza di uscita è limitata solamente ad una frazione dell'entrata. Sebbene più complesso degli invertitori, un cicloconvertitore è capace di fornire una attenuata uscita FI (frequenza intermedia) con le connesse possibilità di rigenerazione.

Questo articolo riguarda i circuiti invertitori e cicloconvertitori ed i loro requisiti di controllo e paragona i loro parametri di funzionamento.

I CONVERTITORI DA c.c. a c.a.

Un invertitore converte la tensione continua in alternata. Se si opera da una sorgente di tensione alternata, è necessario come prima cosa rettificarla e livellarla in una tensione continua prima che possa essere applicata ad un convertitore.

Nella figura 1 si è mostrato un circuito invertitore basilare. Le frecce nei tiristori indicano che essi vengono chiusi, quando è richiesto, per mezzo di alcuni metodi esterni, che non sono indicati. I diodi da D1 a D4 sono necessari per i carichi induttivi, ma non lo sono se il carico è resistivo. Il funzionamento dell'invertitore può essere spiegato riferendosi alla figura 2. Questa mostra l'istantanea tensione di carico, la tensione media di carico, ed il carico di corrente dopo il filtraggio.

A t_0 i tiristori CSR1 e CSR4 sono eccitati. La corrente di carico è negativa e fluisce attraverso D1 e D4 impedendo la conduzione dei tiristori. Tuttavia, da quando questi diodi cominciano a condurre, la ten-

sione di carico è nondimeno positiva. A t_1 la corrente diventa positiva ed i tiristori CSR1 e CSR4 si aprono, purché il loro impulso di sblocco sia stato mantenuto da t_0 . A t_2 CSR1 e CSR4 sono chiusi esternamente, e CSR2 e CSR3 sono eccitati. Ancora essi non possono condurre dal momento che la corrente di carico è positiva e questa fluisce attraverso D1 e D3 fino a t_3 , quando la corrente diventa negativa ed i tiristori si aprono.

Normalmente il variatore di frequenza funziona in un carico, simile ad un motore che dovrà funzionare a flusso costante.

Dal momento che:

$$\text{flusso} \propto \frac{\text{Tensione}}{\text{Frequenza}}$$

la tensione media deve essere variata proporzionalmente alla frequenza. Un metodo è illustrato nella figura 3. A t_0 i tiristori CSR1 e CSR4 sono eccitati e conducono dal momento in cui la corrente comincia ad essere positiva. A t_1 il tiristore CSR4 è chiuso. La

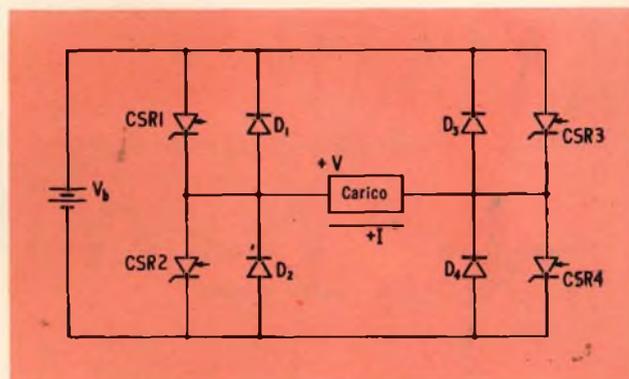


Fig. 1 - Circuito invertitore basilare con esclusione dei componenti di commutazione.

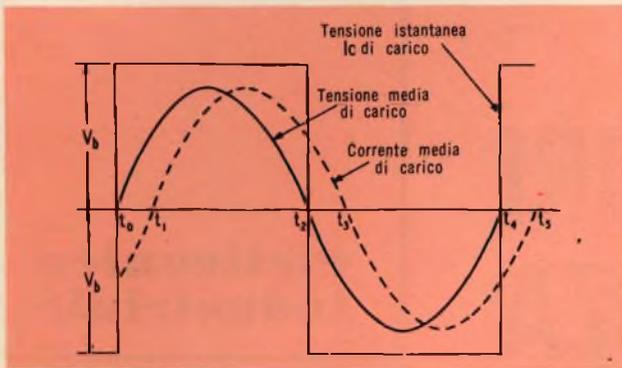


Fig. 2 - Forme d'onda di un invertitore per la massima tensione d'uscita.

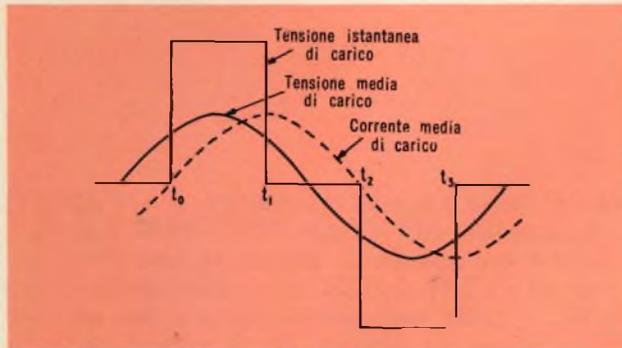


Fig. 3 - Forme d'onda di un invertitore con uscita ridotta.

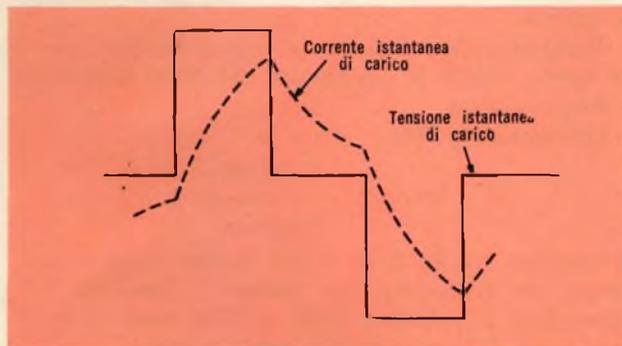


Fig. 4 - Forma d'onda di un invertitore con corrente di carico non filtrata.

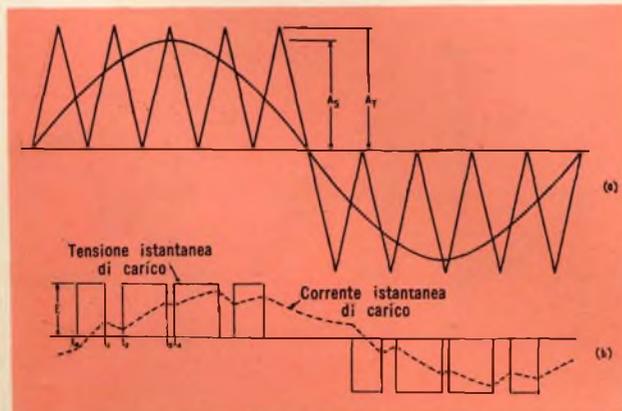


Fig. 5 - Controllo di tensione a più impulsi per un invertitore.

corrente continua a circolare attraverso il tiristore CSR1 ed il diodo D3 ed effettivamente cortocircuita il carico. A t_2 il tiristore CSR1 è chiuso ed i tiristori CSR2 e CSR3 sono aperti. La corrente si inverte. A t_3 il tiristore CSR3 è chiuso e la corrente di carico circola attraverso il tiristore CSR2 ed il diodo D4. La tensione di carico è nuovamente zero. Come si è visto la tensione media è molto minore che nella figura 2.

Nelle forme d'onda mostrate nella figura 2 e nella figura 3 è stato supposto che la corrente di carico sia filtrata e sinusoidale. Con tutta probabilità questo non sarà il caso, come negli invertitori impiegati per pilotare i motori.

Le forme d'onda di corrente e di tensione possono essere rappresentate con la figura 4. L'uscita è ricca di armoniche che causano delle eccessive perdite di carico. Un metodo di controllo alternativo è mostrato nella figura 5. La forma d'onda della tensione di carico della figura 5 (b) può essere ottenuta miscelando un'onda triangolare AF (alta frequenza) ed un'onda sinusoidale BF (bassa frequenza), come nella figura 5 (a). La tensione di uscita invertita è proporzionale al rapporto di A_s/A_1 , e la frequenza di uscita è regolata dalla frequenza dell'onda sinusoidale di riferimento. La forma d'onda di corrente sembra avere, stando alla figura 5 (b) meno armoniche che nel tradizionale metodo di controllo «markspace» (relazione tra la durata di un impulso e l'intervallo tra due impulsi successivi), indicato in figura 4.

Un requisito frequente nei comandi a variatori di frequenza è quello della rigenerazione. Per esempio una locomotiva, comandata da una sorgente di corrente continua attraverso un invertitore ed un motore a corrente alternata, sta viaggiando in salita. Quando raggiunge la cima, ed inizia a percorrere la discesa, l'invertitore può essere impiegato per rigenerare in senso inverso l'energia cinetica del motore nella sua alimentazione a batterie.

Se richiesto, si può fare in modo che negli invertitori avvenga il processo di rigenerazione. Comunque, ciò potrebbe causare degli eccessivi aumenti di tensione. Per invertitori azionati da una sorgente a corrente alternata rettificata è necessario collegare un ponte invertitore per restituire questa energia rigenerata dalla c.c. in senso inverso alla alimentazione c.a. come mostrato nella figura 6.

$D_1 \div D_4$ e CSR1 \div CSR4 formano il circuito a ponte nella figura 1. L'alimentazione a corrente continua per l'invertitore è derivata da D5 a D8 e livellata per mezzo di L5 e C.

I tiristori CSR5 fino a CSR8 formano un invertitore di rete a corrente alternata, commutato, che alimenta l'energia dal lato corrente continua in senso inverso all'alimentazione a corrente alternata. Esso impiegato durante la rigenerazione per prevenire un'eccessivo aumento di tensione attraverso il condensatore.

Durante l'arresto del motore, L1 ed L3 sono saturate dalla corrente di carico, ed L2 ed L4 assorbono l'istantanea differenza di tensione fra raddrizzatore ed invertitore. Durante la rigenerazione il flusso di energia

va dal motore all'alimentazione c.a. e le funzioni di $L_1 \div L_4$ sono invertite.

La figura 7 è uno schema a blocchi dei collegamenti elettrici per un comando invertitore. Il riferimento rappresenta la tensione e la frequenza richieste; esso è impiegato per eccitare i tiristori nella esatta successione attraverso circuiti di distribuzione. Non è richiesto il segnale di reazione per indicare lo stato della corrente di carico.

CONVERTITORI DA c.a. a c.a.

Il funzionamento di un cicloconvertitore può essere meglio illustrato riferendosi al circuito della figura 8 ed alle forme d'onda mostrate nella figura 9.

La figura 9 (a) mostra la tensione di ingresso a corrente alternata attraverso A fino a B. La figura 9 (b) dà le forme d'onda della tensione di uscita per una riduzione di frequenza di 3 : 1. Il principio del funzionamento è il seguente: al tempo t_0 la linea A diventa positiva rispetto a B ed i tiristori CSR3 CSR6 sono aperti. Questi tiristori sono chiusi a t_1 quando B comincia a diventare positivo. Adesso CSR4 e CSR5 sono eccitati, mantenendo la polarità di carico positiva. Al tempo t_2 i tiristori CSR4 e CSR5 si chiudono mentre CSR3 e CSR6 sono rieccitati. Quando questi sono chiusi a t_3 la tensione di carico è oscillante nel verso negativo. Da quando la linea B è positiva rispetto ad A i tiristori CSR8 e CSR1 sono eccitati. Questi si chiudono a t_4 mentre CSR7 e CSR2 vengono eccitati. A t_5 i tiristori CSR8 e CSR1 vengono rieccitati.

Come si è visto ci sono due «gruppi» di tiristori che sono eccitati a seconda che la tensione di carico diventi positiva o negativa. I tiristori 3, 6, 4, 5 sono chiamati il gruppo positivo ed 8, 1, 7, 2 sono il gruppo negativo.

La tensione media può essere variata in modo proporzionale alla frequenza, se richiesto, come mostrato nel grafico 9 (c). I punti di eccitazione t_1, t_2 ecc. sono ora stati ritardati per produrre una tensione più bassa di quella in 9 (b), e per dare allo stesso tempo un'uscita che si approssima maggiormente ad un'onda sinusoidale.

Le forme d'onda della figura 9 illustrano parecchie importanti proprietà di un cicloconvertitore.

- 1) Un cicloconvertitore cambia alternando direttamente la tensione da una frequenza ad un'altra frequenza. Non c'è uno stadio di raddrizzamento intermedio (tensione continua).
- 2) La frequenza di uscita è normalmente minore o uguale a quella della frequenza di ingresso.
- 3) La frequenza di uscita non può essere cambiata in modo continuo. Deve sempre variare ad intervalli di mezzo ciclo rispetto all'ingresso (per alimentazione monofase). Per una frequenza di ingresso f l'uscita può essere $f/2, f/3, f/4, f/5, f/6$ ecc.

E' spesso richiesto che un cicloconvertitore funzioni in carichi induttivi. La figura 10 mostra i diagrammi della tensione di linea A a B, della tensione di carico istantanea come determinata dalla sequenza di ecci-

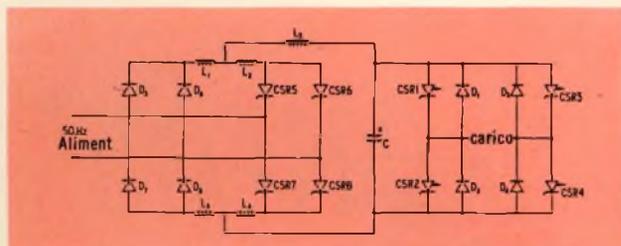


Fig. 6 - Rigenerazioni in un invertitore a corrente alternata raddrizzata.

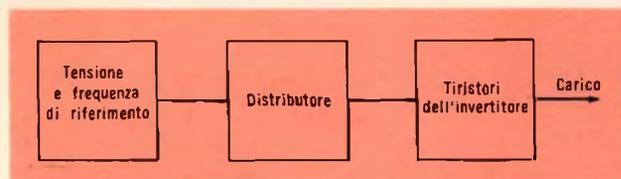


Fig. 7 - Schema a blocchi di un circuito di controllo invertitore.

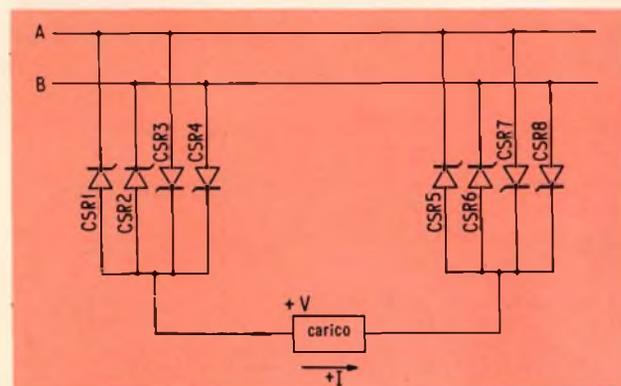


Fig. 8 - Tipico circuito di un cicloinvertitore monofase.

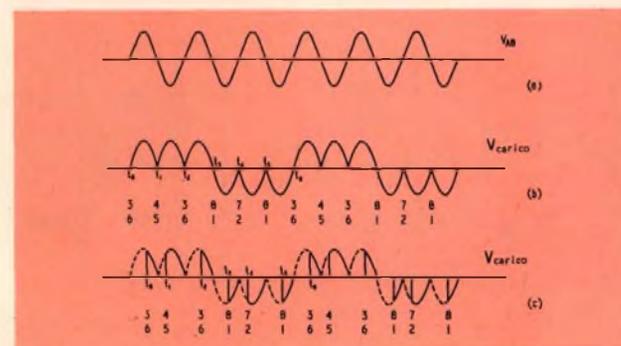


Fig. 9 - Circuito cicloinvertitore monofase su carico resistivo.

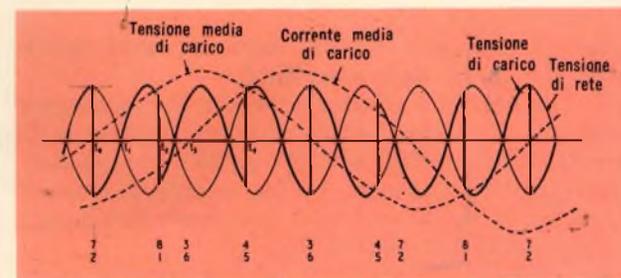


Fig. 10 - Cicloinvertitore monofase su carico induttivo.

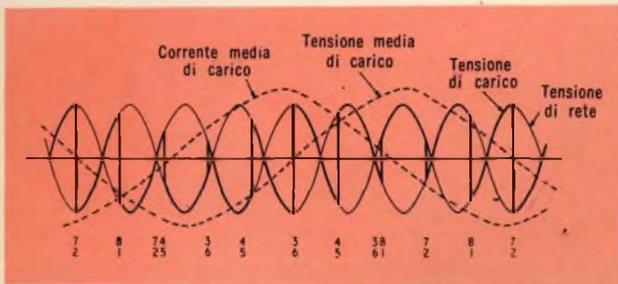


Fig. 11 - Rigenerazione con un cicloconvertitore.

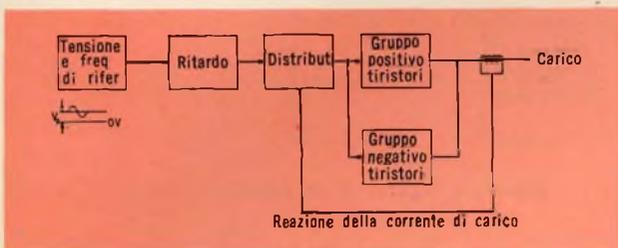


Fig. 12 - Schema a blocchi dei circuiti elettronici di un cicloconvertitore.

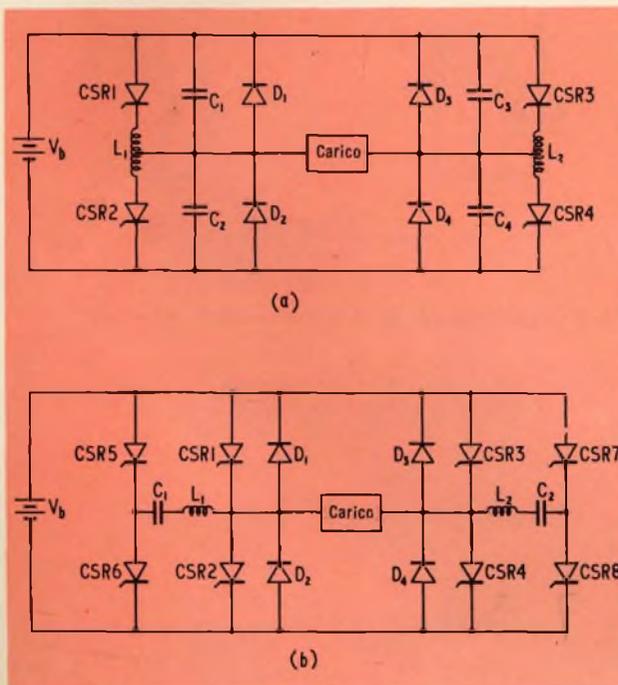


Fig. 13 - Circuiti invertitori completi dei componenti di commutazione.

tazione, e tensione e correnti medie di carico ipotizzando che queste siano sinusoidali.

A t_0 , la linea A è positiva rispetto a B e la corrente è negativa (cioè opposta alla direzione indicata in figura 8) così che i tiristori CSR7 e CSR2 sono eccitati. Questi tiristori conducono perfino quando la tensione attraverso di essi si inverte a t_1 a causa dell'energia immagazzinata nel carico induttivo.

A t_2 i tiristori CSR8 e CSR1 sono eccitati e chiudono CSR7 e CSR2 e fanno cadere nel verso negativo la ten-

sione istantanea di carico. Quando la corrente di carico si inverte a t_3 i tiristori CSR8 e CSR1 si chiudono e CSR3 e CSR6 vengono eccitati. Questi conducono fino a t_4 quando CSR4 e CSR5 vengono eccitati chiudendoli. E così via lungo tutto il ciclo. I seguenti particolari debbono essere posti in evidenza.

- 1) Il gruppo positivo dei tiristori 3, 6, 4, 5 conduce a coppie quando la corrente di carico è positiva. Il gruppo negativo 7, 2, 8, 1 conduce quando la corrente di carico è negativa.
- 2) Il ritardo di 90° E in qualunque fase corrisponde alla tensione di carico zero. I punti di eccitazione dei tiristori oscillano intorno a questo ritardo ad una frequenza determinata dalla frequenza di uscita richiesta. Chiaramente, maggiore è la variazione dell'oscillazione intorno ai 90° E (escursione totale massima 180° E) maggiore sarà la tensione di uscita media.

La figura 10 mostra una forma d'onda di corrente sinusoidale sebbene in realtà essa non sia tale a meno che non vengano usati filtri di carico. Tuttavia, verrà mostrato più tardi che i cicloconvertitori sono più frequentemente usati in sistemi trifase quando corrente e tensione di uscita possono essere adattate in modo da assomigliare strettamente ad un'onda sinusoidale. Durante i periodi nei quali corrente e tensione di carico vanno nello stesso verso, sia positivo che negativo, c'è un flusso di energia dall'alimentazione al carico. Quando corrente e tensione vanno in verso opposto, c'è rigenerazione dal carico all'alimentazione. Un attento esame della figura 10 mostrerà che i periodi di energia di ingresso sono maggiori di quelli di rigenerazione. Una rigenerazione netta può essere ottenuta attraverso un riassetto degli impulsi di eccitazione come nella figura 11. Il problema della rigenerazione è qui identico a quello incontrato in circuiti di controllo di fasi normali. Perciò un cicloconvertitore può essere costruito per controllare il flusso di energia in qualunque direzione. Questo è uno dei suoi maggiori vantaggi.

Nella figura 12 viene illustrato uno schema dei circuiti elettrici di controllo per il cicloconvertitore della figura 8. Il riferimento d'ingresso è costituito da un livello di corrente continua costante V_0 al quale viene sovrapposto un segnale a corrente alternata di ampiezza e frequenza variabile.

La corrente continua costante è sistemata in modo da fornire un ritardo di eccitazione di 90° E e una tensione di uscita zero. Maggiore è l'ampiezza del segnale in corrente alternata, più lontano l'impulso di eccitazione oscilla intorno alla sua posizione, e più alta è la tensione di uscita. Chiaramente, la frequenza del cicloconvertitore è determinata dalla frequenza del segnale. Questo segnale può essere regolato in modo da controllare la tensione e la frequenza di uscita.

Il circuito di ritardo risponde al segnale di ingresso e regola l'impulso ai tiristori in modo da fornire l'angolo di eccitazione richiesto. Poiché solo il gruppo di energia positivo o quello negativo debbono condurre di volta in volta, in dipendenza della direzione della corrente di carico, un segnale di corrente viene retro-

cesso al circuito di distribuzione in modo da sopprimere i segnali al gruppo di tiristori che non conducono.

CIRCUITI MONOFASI E TRIFASI

Quantunque la figura 8 rappresenti l'ordinamento completo di un cicloconvertitore monofase, l'invertitore nella figura 1 è incompleto. La figura 13 dà lo schema elettrico di tipici circuiti di invertitore, comprendendo i componenti di commutazione. Quello mostrato nella figura 13 (a) è forse l'arrangiamento più comunemente impiegato. E' tuttavia inadatto per un funzionamento ad alte frequenze, come nella figura 5, a motivo delle eccessive perdite di commutazione. La figura 13 (b) permette di ovviare a questa mancanza di efficienza a spese di una maggiore complessità del circuito. I tiristori da CSR5 a CSR8 sono dispositivi ausiliari che chiudono i tiristori principali da CSR1 a CSR4. Essi necessitano solamente di essere regolati per sopportare una frazione del carico. Le perdite di commutazione sono teoricamente a zero, ma in pratica questo dà come risultato una perdita di una piccola percentuale del rendimento di uscita. Quindi questo invertitore può essere fatto funzionare nel modo illustrato nella figura 5 (b). Gli invertitori trifase sono ottenuti aggiungendo un terzo «lato» (comprendente i componenti di commutazione) ad uno o all'altro dei circuiti mostrati nella figura 13.

I cicloconvertitori monofase sono raramente impiegati a motivo del gran numero di armoniche di uscita che essi producono. I comandi ad ingresso trifase ed uscita monofase sono più pratici ma sono dispendiosi se paragonati agli invertitori. La figura 14 mostra il più semplice circuito cicloconvertitore trifase, normalmente impiegato. Sebbene sia richiesto un numero maggiore di tiristori che per un invertitore trifase (il circuito della figura 13 (a) ne impiega 6), questi dispositivi hanno un ciclo di funzionamento molto più basso, e possono essere più piccoli e più a buon mercato per comandi a grande potenza. Le forme d'onda della tensione di uscita per i cicloconvertitori sono date nella figura 15. Per una uscita più uniforme è comunemente impiegato un convertitore da sei fasi a tre fasi, con 36 tiristori.

CONFRONTO FRA TECNICHE DI CONVERSIONE

Le differenze principali tra un invertitore ed un cicloconvertitore sono compendiate qui di seguito:

- 1) Un invertitore è più semplice nella costruzione di un cicloconvertitore e richiede meno circuiti di controllo. Per comandi di potenza più grandi un cicloconvertitore può diventare competitivo dato che il più basso fattore di funzionamento per dispositivo può significare che possono essere impiegati dei tiristori più piccoli. Questo non è un vantaggio notevole nei comandi di bassa potenza dove il prezzo dei tiristori è prevalentemente determinato dai valori di tensione.
- 2) Un invertitore può funzionare da una sorgente a corrente alternata (che è prima raddrizzata a cor-

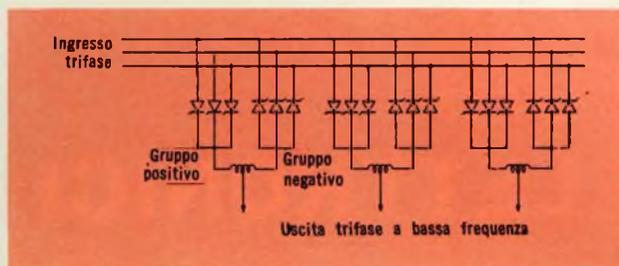


Fig. 14 - Arrangiamento di un cicloconvertitore trifase.

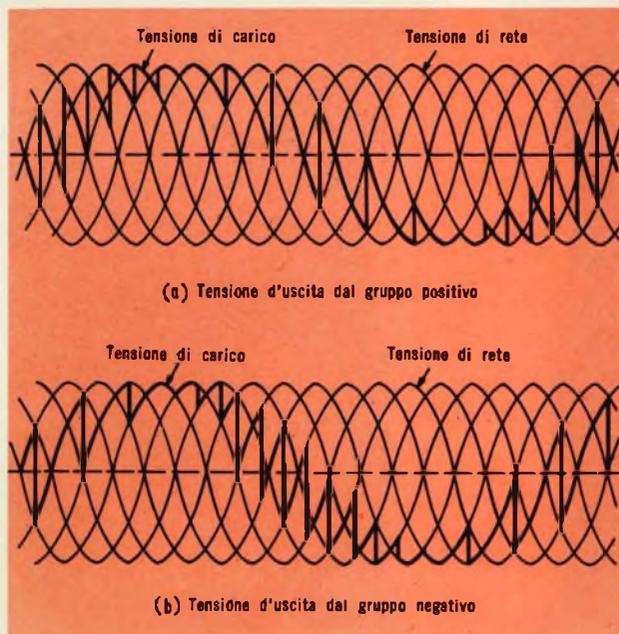


Fig. 15 - Forme d'onda della tensione di carico del cicloconvertitore trifase di fig. 14.

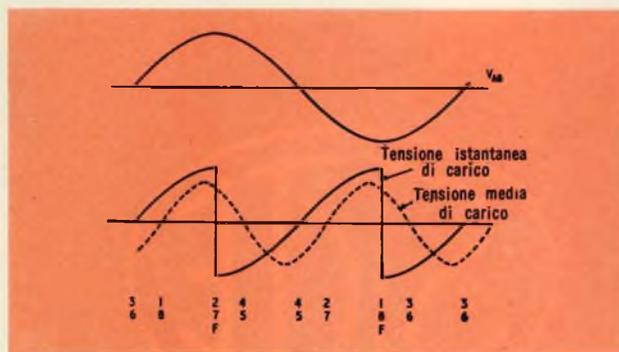


Fig. 16 - Forme d'onda del cicloconvertitore elevatore.

rente continua) o da una sorgente a corrente continua (una batteria). Un cicloconvertitore può funzionare solamente da un'alimentazione a corrente alternata. Non può essere impiegato in veicoli pilotati a batteria, a meno che non sia trattato con un convertitore corrente continua/corrente alternata. Inoltre non è così versatile come un invertitore.

3) Un cicloconvertitore può essere agevolmente impiegato per la rigenerazione. Però la rigenerazione è utile solamente nei sistemi di grande potenza, dove

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

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

l'efficienza è importante, e dove vengono fatti dei ripetuti arresti e partenze.

4) La frequenza di uscita di un invertitore può oltrepassare la frequenza di ingresso, rendendolo più versatile di un cicloconvertitore, che può funzionare solamente a circa un terzo della frequenza di ingresso se le armoniche di uscita non diventeranno eccessive.

Dato che l'energia in un cicloconvertitore può prontamente fluire in una direzione o nell'altra non c'è ragione perché non possa essere fatto funzionare da una bassa frequenza e convertito in un'uscita a frequenza più alta. Tuttavia, dato che è necessario fornire la potenza motrice in kVA per commutare i tiristori dal lato AF, sarà richiesta una commutazione forzata come in un invertitore.

La figura 16 mostra le forme d'onda per un cicloconvertitore monofase a commutazione forzata, di un arrangiamento simile alla figura 8, che dà un rapporto di frequenza aumentato di 2 : 1. E' indicata anche la sequenza di eccitazione dei tiristori. La lettera F sotto i numeri dei dispositivi significa che i tiristori precedenti debbono prima essere commutati forzatamente prima che possa essere eccitato il complesso indicato. Quindi i tiristori 1,8 e 2,7 in questo caso necessitano solamente di una commutazione forzata. Tuttavia, per alcune altre frequenze è possibile che tutti i dispositivi possano necessitare di commutazione artificiale.

5) Il fattore di potenza imposto nell'alimentazione in un cicloconvertitore è direttamente dipendente da quello del carico. Per un invertitore, dato che la corrente alternata entrante è prima raddrizzata in corrente continua e livellata, il fattore di potenza come visto dalla sorgente è pressoché indipendente dal carico, ed è molto alto.

CONCLUSIONI

I cicloconvertitori e gli invertitori trovano entrambi frequenti impieghi industriali. A causa della loro semplicità e versatilità gli invertitori sono molto più diffusi. Essi sono in grado di funzionare da una corrente continua o da una corrente alternata (dopo raddrizzamento) e di dare un'uscita di frequenza infinitamente variabile, da una frequenza pressoché a zero ad un limite massimo determinato solamente dalle perdite degli invertitori.

I cicloconvertitori, in altre parole, hanno la capacità di rigenerare prontamente in senso inverso nella alimentazione. L'uscita ha un contenuto di armoniche relativamente basso ed è variabile pressoché continuamente fin quando il rapporto fra la frequenza di ingresso e di uscita è più grande di tre. Sebbene siano necessari un numero maggiore di tiristori che per un invertitore con funzioni simili questo è bilanciato nei comandi ad alta potenza dato che i tiristori hanno un basso ciclo di funzionamento. Un invertitore potrebbe, in queste circostanze, necessitare di avere parecchi tiristori paralleli in ciascun ramo. Gli invertitori sono generalmente impiegati dove è richiesta un'ampia variazione di frequenza, ed i cicloconvertitori sono preferiti dove la maggior parte dei requisiti di uscita sono a frequenze molto basse.

DISSIPAZIONE DEL CALORE DA UN CONTENITORE IN PLASTICA DUAL-IN-LINE

di Frank PIEPER

Questo articolo tratta la dissipazione del calore dal contenitore in plastica «dual-in-line» con aletta di raffreddamento. Quest'aletta di raffreddamento può essere collegata ad una delle tracce in rame della trama del circuito stampato mediante saldatura per immersione, il che migliora la dissipazione del calore. Con l'aiuto dei grafici illustrati in questo articolo si possono conoscere le resistenze termiche dei materiali usati come base delle piastre dei circuiti stampati.

TEMPERATURA DI GIUNZIONE EQUIVALENTE E RESISTENZA TERMICA

La temperatura di giunzione equivalente è definita come valore della temperatura attribuito ad una zona o punto all'interno di un semiconduttore o circuito integrato sul quale per semplicità si immagina che esista una fonte di calore concentrata, tale da rappresentare tutta la dissipazione di calore dovuta alla corrispondente dissipazione della potenza elettrica del circuito.

In questo articolo viene preso in esame un circuito integrato nel quale la maggior parte dell'energia elettrica è trasformata in calore in una giunzione come sopra definita. La temperatura di questa giunzione può quindi essere considerata la temperatura di giunzione equivalente. Otteniamo perciò una rete termica analoga molto semplificata, già nota per la letteratura pubblicata sui semiconduttori montati in circuiti non integrati.

La resistenza termica è definita come il quoziente della differenza fra la temperatura di giunzione equivalente e la temperatura di un punto di riferimento esterno fisso da un lato e la dissipazione che si verifica nei semiconduttori alloggiati nel corpo del blocco integrato, dall'altro.

Si presume che tutto il flusso dell'energia termica corrispondente alla dissipazione passi attraverso questa resistenza termica.

PROBLEMI DI RAFFREDDAMENTO NEI CIRCUITI INTEGRATI ALLOGGIATI IN CONTENITORI «DUAL-IN-LINE» (DIP)

Per un più facile montaggio nelle piastre a circuiti stampati è stata sviluppata la tecnologia del contenitore «dual-in-line» (TO 116) per i circuiti integrati. I terminali hanno fra di loro una distanza di 2,54 mm. Diversamente dall'elemento TO 74 essi possono

essere montati agevolmente nelle piastre dei circuiti, senza speciali utensili e saldati mediante saldatura per immersione. Il materiale base dei contenitori plastici DIP è la resina epossidica o la resina ai siliconi con vari materiali riempitivi.

Saranno descritti qui di seguito con esempi quotati i rapporti a volte critici fra la dispersione del calore e la dissipazione dell'energia termica in tali contenitori.

Se fissiamo una temperatura ambiente $t_{amb} = 50^\circ$ e una temperatura massima di giunzione $t_j = 150^\circ\text{C}$, si può disperdere una energia termica uguale a:

$$P = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{thJA}} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{250^\circ\text{C/W}} = 0,4 \text{ W}$$

in un DIP a 14 terminali, caratterizzato da una resistenza termica R_{thJA} (resistenza termica fra la giunzione equivalente e l'aria ambiente) di circa 250°C/W con il materiale usato dall'AEG-TELEFUNKEN. Si deve notare anche che, oltre al corpo, i terminali contribuiscono notevolmente alla dissipazione del calore.

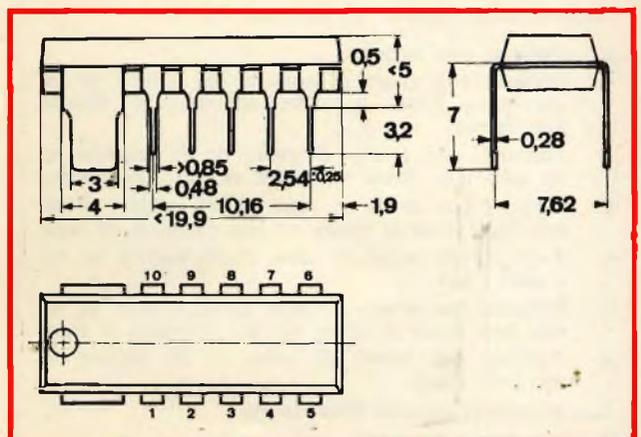


Fig. 1 - Circuito integrato con aletta di raffreddamento.

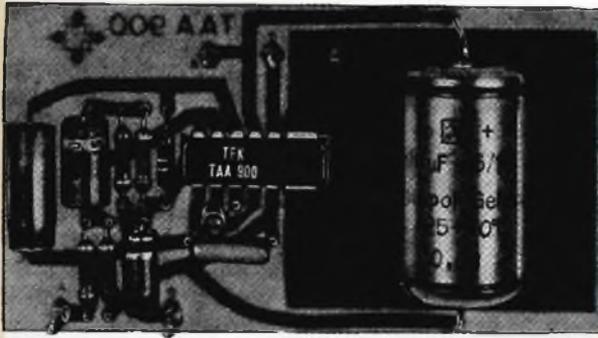
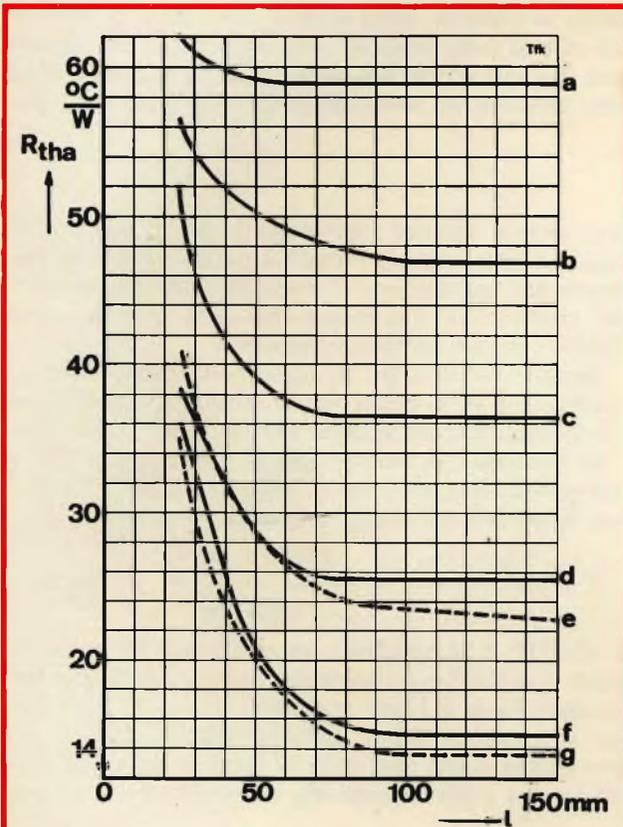


Fig. 2 - Piastra a circuito stampato con superficie ricoperta di rame.



Spessore delle piastrine di pertinax: 1,5 mm

- a: Pertinax non ramato
- b: Pertinax con strato di rame di 35 micron su un solo lato, fonte di calore sul lato in plastica non ramato
- c: Pertinax con strato di rame di 70 micron su un solo lato, fonte di calore sul lato in plastica non ramato
- d: Pertinax con strato di rame di 35 micron su un solo lato, fonte di calore sul lato ricoperto di rame
- e: Pertinax con strato di rame di 35 micron su entrambi i lati
- f: Pertinax con strato di rame di 70 micron su un solo lato, fonte di calore sul lato ricoperto di rame
- g: Pertinax con strato di rame di 70 micron su entrambi i lati

R_{thJA} Resistenza termica delle basette

l: Lunghezza dei bordi

Per migliorare le proprietà termiche del contenitore «dual-in-line», si deve ridurre la resistenza termica interna R_{thJC} (resistenza termica fra la giunzione equivalente e la superficie del contenitore) mediante misure costruttive per circuiti integrati con dissipazione più elevata. Questa esigenza può essere soddisfatta, per esempio, se l'insieme è provvisto di aletta di raffreddamento come illustrato nella fig. 1. In questo caso la temperatura dell'aletta di raffreddamento è valutata come temperatura di tutto il corpo del circuito integrato.

Si ha una dissipazione di calore particolarmente buona se il semiconduttore è saldato ad un'aletta di raffreddamento fissata ad un'estremità del contenitore. In questo modo otteniamo una resistenza termica interna $R_{thJC} = 40^\circ\text{C}/\text{W}$. Se si suppone anche qui una temperatura ambiente $t_{amb} = 50^\circ\text{C}$ e una temperatura massima di giunzione $t_j = 150^\circ\text{C}$ in virtù della resistenza termica $R_{thJA} = 100^\circ\text{C}/\text{W}$ relativamente bassa ottenuta con l'aletta di raffreddamento, si può disperdere un'energia uguale a

$$P = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{thJA}} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{100^\circ\text{C}/\text{W}} = 1 \text{ W}$$

senza ulteriori misure.

CALORE DISSIPATO CON L'AIUTO DELLA RAMATURA SULLE PIASTRE A CIRCUITI STAMPATI

Dal momento che per il contenitore «dual-in-line» qui descritto sono date la temperatura di giunzione massima ammissibile $t_j = 150^\circ\text{C}$, la temperatura ambiente — per esempio — $t_{amb} = 50^\circ\text{C}$ e la resistenza termica interna $R_{thJC} = 40^\circ\text{C}/\text{W}$, si può ottenere una dissipazione in eccesso di 1 W solo riducendo la resistenza termica interna R_{thJA} , cioè usando una superficie di raffreddamento. Ciò risulta dall'equazione:

$$P = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{thJC} + R_{thCA}}$$

Una superficie ricoperta di rame sulla piastra del circuito è adatta a questo scopo - figura 2. Essa costituisce una soluzione per il fabbricante di apparecchiature e queste ultime possono essere costruite con una spesa ragionevole e conformi ai fini della integrazione tecnica dei circuiti integrati.

Si deve tuttavia notare che la superficie ramata del circuito stampato usata come superficie di raffreddamento è separata dal circuito stesso o collegata ad un punto di esso.

Con ciò si mostra il giusto potenziale per la piastrina di silicio saldata all'aletta di raffreddamento; oltre alle dimensioni fisiche sono necessarie la resistenza termica esterna R_{thCA} della superficie di raffreddamento e la costante di scambio del calore. Essa risulta inversamente proporzionale alla resistenza termica della superficie di raffreddamento e comprende la costante dovuta alla dissipazione del calore per radiazione, quella per convezione e quella per conduzione termica.



uno piú uno... anno dopo anno

in questi anni che ricordiamo
segnati da tappe difficili
ma prestigiose.
punteggiati da mille problemi
risolti,
decisi a progredire ancora
con la sicurezza
che la nostra esperienza ci dà.
oggi piú che per il passato.
dopo 50 anni di vita produttiva

- ☐ commutazione e trasmissione telefonica e telegrafica
- ☐ trasmissione su filo e via radio anche tramite satelliti artificiali
- ☐ trasmissione dati
- ☐ immagini e per teleoperazioni
- ☐ impianti trasmettenti radio televisivi
- ☐ telefoni e citofoni
- ☐ elettroacustica
- ☐ segnalamento ferroviario
- ☐ segnalazione e allarme

1921-1971

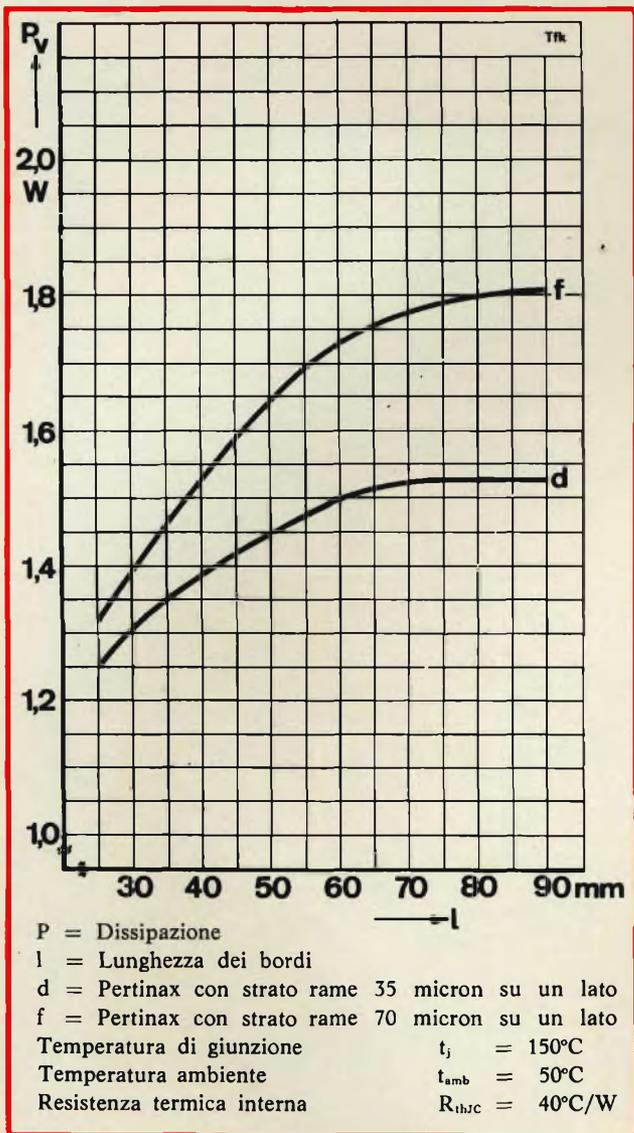


Cinquant'anni
al servizio
delle
telecomunicazioni
in Italia



**SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.**

20149 Milano
p.le Zavattari, 12 - tel. 4388



In molti casi questi valori non sono molto precisi. Per questa ragione le curve illustrate nella figura 3 sono state determinate per mezzo di misurazioni di materiali aventi diversi strati di spessore diverso. Esse indicano la resistenza termica di piastre ricoperte di rame di forma quadrata in funzione della lunghezza dei bordi. I valori si riferiscono ad una fonte di calore nel precisato centro concentrato della superficie quadrata, in ambiente di aria non ventilata e con le piastre sistemate in posizione perpendicolare.

Qui di seguito è calcolata la superficie di raffreddamento necessaria sulle piastre a circuito stampato per il circuito stampato integrato monolitico TAA 900, che può fornire una potenza d'uscita $P_{out} \cong 2 \text{ W}$ a $R_L = 4 \Omega$ e $V_b = 11 \text{ V}$. La massima dissipazione P è $1,4 \text{ W}$, che deve essere calcolata in queste condizioni di funzionamento.

Dall'equazione:

$$t_j - t_{contenitore} = P \cdot R_{thJC}$$

risulta che la temperatura del contenitore (in questo caso, temperatura dell'aletta di raffreddamento) è:

$$t_{contenitore} = t_j - P \cdot R_{thJC}$$

$$t_{contenitore} = 150^\circ\text{C} - 1,4 \text{ W} \cdot 40^\circ\text{C/W} \cong 94^\circ\text{C}$$

per una temperatura massima di giunzione $t_j = 150^\circ\text{C}$, una resistenza termica interna $R_{thJC} = 40^\circ\text{C/W}$ ed una dissipazione $P = 1,4 \text{ W}$.

Ad una temperatura ambiente $t_{amb} = 50^\circ\text{C}$ si ha un valore per la resistenza termica esterna R_{thJA} :

$$\frac{t_j - t_{contenitore}}{t_{contenitore} - t_{amb}} = \frac{R_{thJC}}{R_{thJA}}$$

dalla quale:

$$R_{thJA} = \frac{R_{thJC} \cdot (t_{contenitore} - t_{amb})}{t_j - t_{contenitore}}$$

$$R_{thJA} = \frac{40^\circ\text{C/W} (94^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C})}{150^\circ\text{C} - 94^\circ\text{C}} = 31,5^\circ\text{C/W}$$

Se si usa come materiale di base una piastra pertinax di $1,5 \text{ mm}$ con strato uniforme di rame di 35 micron su un solo lato, è necessario disporre di un bordo di 42 mm di lunghezza per avere la dissipazione del calore secondo la curva d della fig. 3.

Se come materiale di base viene scelto una piastra pertinax con strato di rame di 70 micron su un lato, secondo la curva f la lunghezza dei bordi per la dissipazione del calore è ridotta a 31 mm . Il fabbricante di apparecchiature può quindi influenzare la resistenza termica esterna R_{thJA} entro certi limiti con la scelta delle dimensioni, del tipo e anche della disposizione della superficie di raffreddamento.

Le curve della fig. 4 sono state calcolate dalla fig. 3 e mostrano la dissipazione ammissibile in funzione della lunghezza dei bordi degli strati ramati quadrati per due tipi di materiale di base.

Come illustrato nel grafico, non c'è ragione di aumentare la lunghezza dei bordi oltre i 70 mm , poiché non si può dissipare molto più calore anche se la superficie di raffreddamento viene ulteriormente estesa.

PROPRIETA' DEI CONTENITORI PER CIRCUITI INTEGRATI

Contenitore	Termin.	R_{thJA} $^\circ\text{C/W}$	R_{thJC} $^\circ\text{C/W}$	$P_{max}^{1)}$ 0,445
TO 74 (simile al TO 5)	10	225		0,91
TO 74 con dispositivo di raffreddamento a stella	10	110		0,4
DIP	14	250		1,0
DIP con aletta di raffreddamento 2) 3)	10	110	40	2,5

1) Temperatura di giunzione $t_j = 150^\circ\text{C}$, temperatura ambiente o temperatura del corpo $t_{contenitore} = 50^\circ\text{C}$

2) Senza diminuzione di calore

3) Con diminuzione di calore

SPINE E PRESE UNIFICATE

**bassa
frequenza**

Quando impieghiamo i nostri apparecchi elettronici raramente diamo importanza ai vantaggi che l'unificazione comporta.

Questo succede perché esistono delle norme di unificazione alle quali si attengono i più importanti fabbricanti di apparecchiature elettroniche. Cambieremmo presto avviso, però, se tali norme non esistessero o non venissero osservate.

Il presente articolo esamina una piccola parte delle norme di unificazione: le spine e le prese che servono a collegare fra di loro giradischi, sintonizzatori, registratori a nastro, microfoni e amplificatori. In Europa le spine e le prese sono unificate secondo le norme DIN e possiamo soltanto raccomandare vivamente ai nostri lettori di acquistare preferibilmente apparecchiature conformi a tali norme.

In pratica, però, non è sufficiente disporre di spine e prese meccanicamente unificate, esse devono anche essere correttamente cablate. In questo articolo spieghiamo appunto come devono essere cablate le spine e le prese per i vari collegamenti.

OSSERVAZIONI GENERALI

Le nuove apparecchiature di B.F. sono esclusivamente provviste di spine e prese di collegamento a cinque poli, in cui i cinque contatti sono sistemati a semicerchio. Dalla parte opposta del contatto medio (2) si trova un attacco di massa.

La fig. 1 presenta, in alto, in prospettiva la presa con i terminali di saldatura ed in basso la spina con i relativi piedini.

I cinque piedini della spina e gli attacchi della presa sono numerati da 1 a 5. Naturalmente, i numeri di riferimento fra le prese e le spine corrispondono.

Tutte le figure del presente articolo mostrano le prese e le spine viste dal lato posteriore (solitamente numerato) poiché le varie saldature vengono eseguite tutte da questo lato. Osservando bene la numerazione dei collegamenti delle spine e delle prese risulta praticamente impossibile effettuare collegamenti errati.

Eventuali inversioni di collegamento possono causare spiacevoli inconvenienti, ma senza serie conseguenze commettendo un simile errore, infatti, durante una riproduzione stereofonica, per esempio, si possono invertire fra loro i canali destro e sinistro, oppure un canale può risultare cortocircuitato, o anche udire indesiderabili ronzii.

I VARI COLLEGAMENTI

La figura 1 illustra una presa e una spina a cinque poli, conformi alle norme DIN.

E' comunque necessario fare attenzione che non vengano usate anche prese e spine DIN che assomigliano molto a quelle qui riprodotte, ma che non sono adatte per apparecchiature di B.F. Per questa ragione si raccomanda di stare bene attenti!

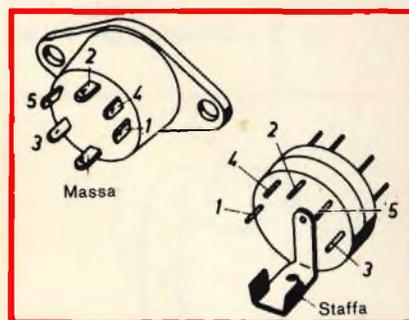


Fig. 1 - In alto presa e in basso spina DIN a cinque poli.

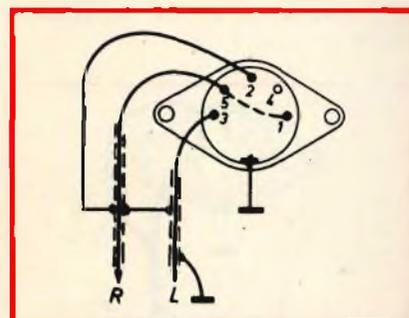


Fig. 2 - Presa per il collegamento fra un giradischi o un sintonizzatore e un amplificatore stereo.

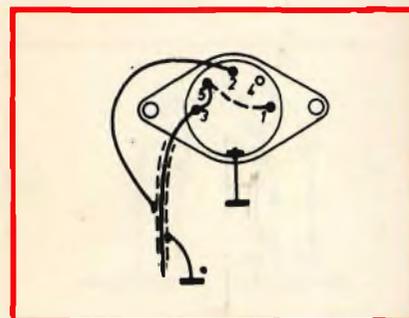


Fig. 3 - Presa per il collegamento fra un giradischi o un sintonizzatore e un amplificatore monofonico.

Una tipica presa per il collegamento fra un giradischi o sintonizzatore, ed un amplificatore stereofonico è illustrata in figura 2.

R e L indicano i canali destro e sinistro. Tra l'ingresso dell'amplificatore e la presa stessa dell'amplificatore (collegamento interno) si adopera un cavo a due conduttori schermati singolarmente.

Entrambe le schermature sono collegate all'attacco 2, ma solo la schermatura L viene collegata alla massa all'interno dell'amplificatore. In alcuni giradischi il canale destro è collegato al punto 1, in questi casi il collegamento tratteggiato da 1 a 5 - fig. 2 - elimina ogni incon-

veniente. Il corpo della presa può essere portato a massa mediante il terminale inferiore. Ciò è necessario soltanto quando la presa è montata su materiale isolante.

Diversamente, per il collegamento a massa, bastano le due viti di fissaggio o i rivetti.

La figura 3 illustra una presa adatta per il collegamento di un giradischi o di un sintonizzatore ad un amplificatore mono. Il canale destro e sinistro dal giradischi o sintonizzatore sono uniti attraverso il collegamento 1 - 5 - fig. 2.

Una presa per il collegamento di un microfono stereofonico ad un amplificatore stereo è illustrata in

fig. 2. Entrambe le schermature sono collegate al punto 2. Anche in questo caso si mette a massa solo la schermatura L. Tralasciando il collegamento 1-5 di fig. 2 la stessa presa può bastare per collegare due microfoni.

La figura 5 illustra una presa per il collegamento di un microfono ad un amplificatore mono. Connettendo un microfono stereo i due canali vengono uniti. A parte i diversi punti di collegamento si verifica ciò che è stato illustrato in figura 3.

Una presa per il collegamento fra un registratore a nastro e un amplificatore stereo per effettuare una registrazione o una riproduzione è visibile in figura 6. Tutte le schermature vanno collegate al punto 2. Usando un amplificatore stereo si connette alla massa dell'amplificatore unicamente la schermatura del cavetto L di riproduzione. Se però si impiegano amplificatori mono separati per i canali destro e sinistro, sia per la registrazione che per la riproduzione, le schermature del cavetto della riproduzione L e quelle del cavetto della riproduzione R vanno collegate alla massa nei relativi amplificatori.

La figura 7 illustra una presa per il collegamento fra un registratore a nastro e un amplificatore mono per registrazione e riproduzione che non presenta alcuna particolarità.

Molte spine DIN di giradischi stereofonici sono cablate nel modo illustrato in figura 8. Due cavetti bifilari schermati collegano la testina ai piedini della spina. La schermatura dei due conduttori serve soltanto a collegare il telaio del giradischi alla massa dell'amplificatore.

La schermatura viene perciò saldata alla staffa serrafilo per il cavo (fig. 1). Questa spina col suo cablaggio si adatta alle prese illustrate nelle figg. 2 e 3. Con un giradischi mono si può fare a meno dell'attacco R e della relativa schermatura.

Nella maggior parte dei casi il cablaggio della spina dei giradischi stereofonici corrisponde a quanto riprodotto in figura 9, cioè con un cavetto a due conduttori, schermati singolarmente.

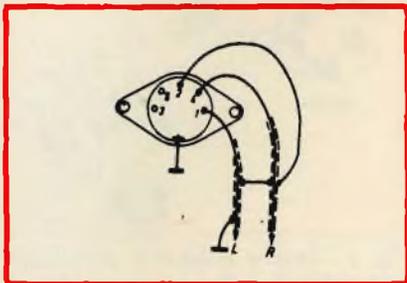


Fig. 4 - Presa per il collegamento di un microfono stereo ad un amplificatore stereo.

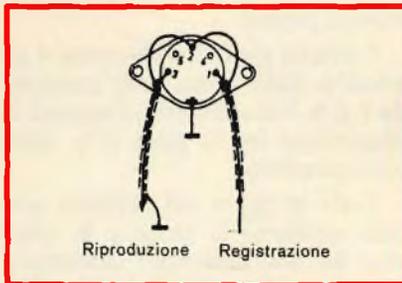


Fig. 7 - Presa per il collegamento fra un registratore a nastro e un amplificatore monofonico.

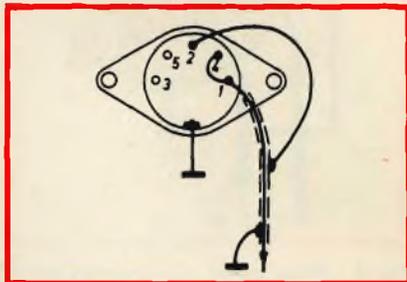


Fig. 5 - Presa per il collegamento di un microfono ad un amplificatore monofonico.



Fig. 8 - Cablaggio di alcune spine DIN di giradischi stereo.

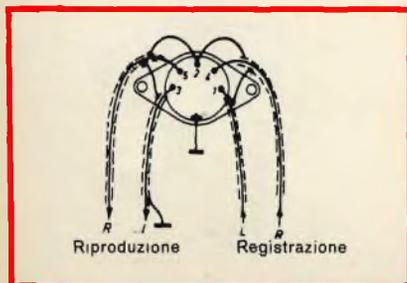


Fig. 6 - Presa per il collegamento di un registratore a nastro ad un amplificatore stereo.



Fig. 9 - Cablaggio della maggior parte delle spine per giradischi stereofonici.

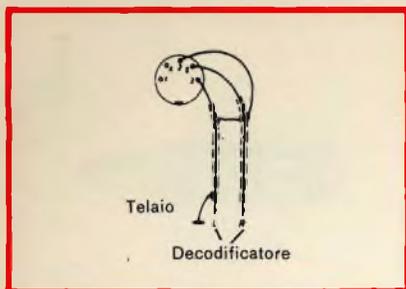


Fig. 10 - Cablaggio di una spina per il collegamento di un sintonizzatore stereo.

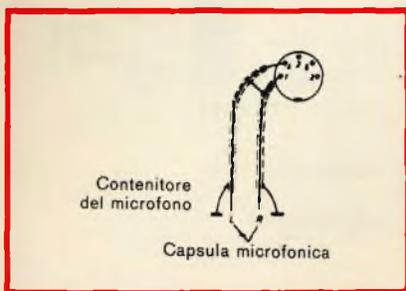


Fig. 11 - Cablaggio di una spina per il collegamento di un microfono stereo.



Fig. 12 - Altro possibile collegamento di un microfono stereo.

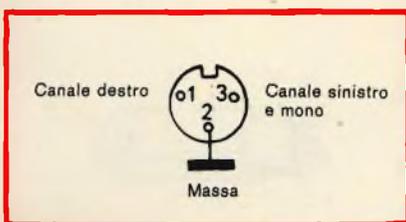


Fig. 13 - Tipica spina DIN a 3 poli di vecchia concezione.

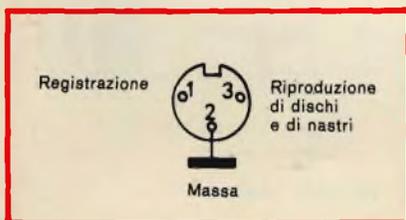


Fig. 14 - Cablaggio di una presa tripolare di un amplificatore mono.

La testina ha tre attacchi: L, R e massa. Entrambe le schermature sono collegate all'attacco 2 della spina e non alla staffa, come in fig. 8. La schermatura di L è collegata sull'altro lato alla massa del telaio del giradischi. Anche questa spina si adatta alle prese delle figg. 2 e 3. Con un giradischi mono si può tralasciare il collegamento di R e della relativa schermatura.

La figura 10 illustra il cablaggio della spina per il raccordo di un sintonizzatore stereofonico. Se non vi è un decodificatore stereofonico, cioè nel caso di un sintonizzatore mono, anche qui si può tralasciare il collegamento di R e della relativa schermatura.

La figura 11 presenta la connessione di un microfono stereo. Il contenitore metallico del microfono viene collegato alla schermatura di L. La spina si adatta alle prese delle figg. 4 e 5.

Impiegando un microfono mono il collegamento di R e la relativa schermatura si rendono inutili.

Una diversa soluzione per il collegamento di un microfono stereo è illustrata in figura 12. Anche qui la schermatura del cavetto bifilare serve soltanto a collegare alla massa il contenitore metallico del microfono. Nel caso di un microfono mono, il collegamento di R può essere trascurato insieme a quello della relativa schermatura. Certamente sono tuttora in uso numerosi apparecchi muniti delle vecchie spine a prese DIN tripolari. Volendo collegare questi apparecchi con altri di moderna realizzazione, muniti di attacchi a cinque poli, bisogna conoscere come vengono usati i terminali. Ciò al fine di preparare i cavetti di raccordo in modo corretto.

La figura 13 illustra appunto le funzioni dei vari terminali di una vecchia presa tripolare per stereofonia.

La figura 14, infine, riproduce il cablaggio della presa tripolare di un amplificatore mono. Essa consente il collegamento sia di un giradischi che di un registratore a nastro per effettuare registrazioni e riproduzioni.

VOLTMETRO PER LA TARATURA DI ALTRI STRUMENTI

Un voltmetro differenziale a corrente continua di facile funzionamento può essere adoperato come campione per tarare altri strumenti, perché sono disponibili tensioni precise dalle prese posteriori. Fornisce letture a sei cifre adoperando comandi a decadi, e letture dirette a due cifre su un misuratore del punto zero tarato.

La lettura a sei cifre, presa dalle impostazioni delle sei decadi con punto decimale illuminato, va da 100 mV a 1 kV, con risoluzione massima di 1 μ V. Il tempo di risposta è inferiore a due secondi per seguire il 90% di un cambiamento equivalente all'f.s.d., un'uscita analogica dal circuito del misuratore del punto zero è disponibile per l'azionamento di registratori. Nel punto zero, l'impedenza è infinita per tensioni fino a 30 V; al disopra di questo livello, è costante a 100 M.

La precisione di misurazione a 20°C è di $\pm 0,01\%$, $\pm 10 \mu$ V negli ambiti di 300 mV, 3 V e 30 V, e di $\pm 0,012\%$, $\pm 100 \mu$ V negli ambiti di 300 V e 1 kV. Si ottiene ciò confrontando la tensione da misurare con quella proveniente da una rete di divisione di tensione Kelvin-Varley avente un'alimentazione stabilizzata con un diodo Zener a compensazione termica, come riferimento assoluto. La rete K-V è comandata dai comandi a decadi, e la sua uscita è collegata elettricamente a prese attraverso le quali si possono tarare altri strumenti come ad esempio voltmetri numerici.

Un esempio dell'elevata reazione a modo comune di correnti alternate e correnti continue dell'apparecchio è dato dal fatto che la precisione di lettura non è influenzata da tensioni a modo comune alla frequenza di rete aventi valori da picco a picco fino a 10^{-5} volte la tensione di deflessione in piena scala dell'ambito del misuratore del punto zero. Segnali da 50-60 Hz a modo in serie aventi un valore fino a 50 volte l'ambito del punto zero possono essere tollerati. Al disopra di 50 Hz, la reiezione a modo in serie a corrente alternata aumenta di 20 dB per ottava, e la reiezione a modo comune a corrente continua è superata a 80 dB.

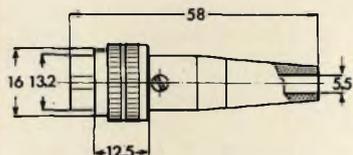
La potenza richiesta è di 95-125 V, 190-250 V, 45-65 Hz, e il consumo è di circa 10 VA. Il voltmetro pesa 5,7 kg; le sue dimensioni sono di 443x148x254 mm.

ESTRATTO DAL CATALOGO G.B.C. LETTERA GQ



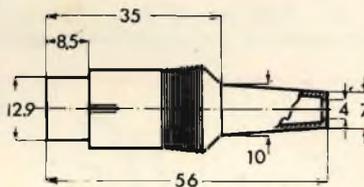
Spina volante «Lumberg»
 5 poli a 45°
 Corpo: ottone nichelato
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a graffetta
 Accoppiamento: a vite
 Impiego: con prese
 GQ/0960-00;
 GQ/1180-00

SV 5



GQ/0550-00

Spina volante «Lumberg»
 5 poli a 45°
 Corpo: ottone nichelato
 guaina in plastica.
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a graffetta
 Accoppiamento: a pressione
 Impiego: con prese
 GQ/1050-00;
 GQ/1060-00
 S 51 - S 51 E



GQ/0640-00

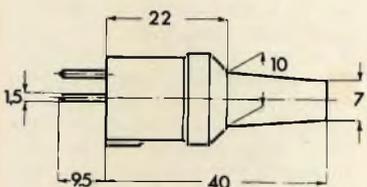
colore grigio

GQ/0650-00

colore avorio



Spina volante «Lumberg»
 5 poli a 45°
 Corpo: plastica
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a rivetto
 Accoppiamento: a pressione
 Impiego: con prese
 GQ/0990-00;
 GQ/1250-00
 SU 5 - SU 5 E



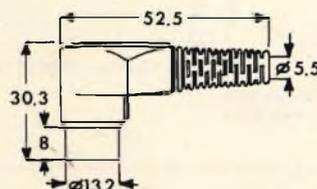
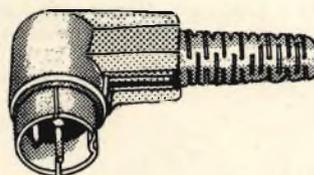
colore grigio

GQ/0580-00

colore avorio

GQ/0590-00

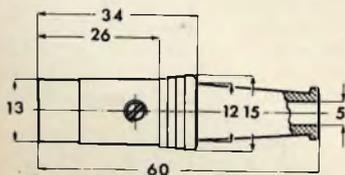
Spina angolare
 5 poli a 45°
 Corpo: ottone nichelato
 Guaina con guidacavo
 in plastica avorio.
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a graffetta
 Accoppiamento: a pressione



GQ/0664-00

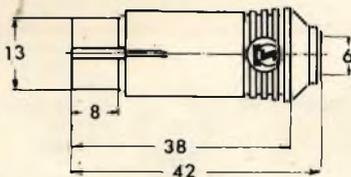


Spina volante «Lumberg»
 5 poli a 45°
 Corpo: acciaio nichelato
 Con salvacavo in
 gomma
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a graffetta
 Accoppiamento: a pressione
 Impiego: con presa
 GQ/1020-00
 S 5



GQ/0610-00

Spina volante «Zehnder»
 5 poli a 45°
 Corpo: ottone nichelato
 guaina in plastica.
 Contatti: ottone argentato
 Isolamento: resina fenolica
 Fissaggio cavo: a graffetta
 Accoppiamento: a pressione
 Impiego: con cavo piatto o tondo
 RO 22 - RO 21



GQ/0730-00

per cavo piatto

GQ/0740-00

per cavo tondo



**Spina volante
«Zehnder»**

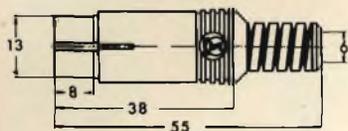
5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
Guaina con guidacavo
in plastica.

Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Fissaggio cavo:
a graffetta

Accoppiamento:
a pressione

Impiego:
con cavo piatto o tondo
RO 20 - RO 19



per cavo piatto

GQ/0770-00

per cavo tondo

GQ/0780-00

**Preso volante
«Lumberg»**

5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
Con salvacavo
in plastica

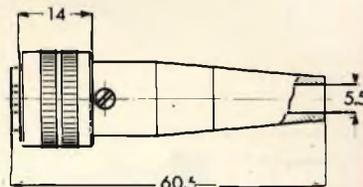
Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Fissaggio cavo:
a graffetta

in plastica.

Accoppiamento: a vite
Impiego: con spine
GQ/0550-00;
GQ/0880-00

KV 5



GQ/0960-00

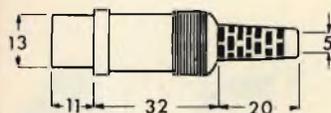
Spina volante

5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
guaina in plastica.

Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Fissaggio cavo:
a graffetta

Accoppiamento:
a pressione



GQ/0830-00

**Preso volante
«Lumberg»**

5 poli a 45°
Corpo: plastica

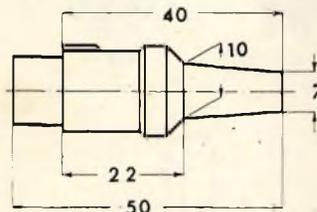
Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Fissaggio cavo:
a rivetto

Accoppiamento:
a pressione

Impiego: con spine
GQ/0580-00
GQ/0590-00

U 5 - KU 5 E



GQ/0990-00

colore grigio

GQ/1000-00

colore avorio

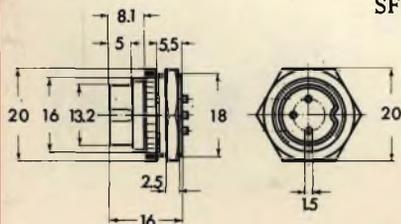
**Spina da pannello
«Lumberg»**

5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato

Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Terminali: a saldare

Accoppiamento: a vite
Impiego: con presa
GQ/0960-00
SFV 5



GQ/0880-00

**Preso volante
«Lumberg»**

5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
Con salvacavo in
gomma.

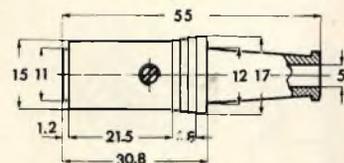
Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica

Fissaggio cavo:
a graffetta

Accoppiamento:
a pressione

Impiego: con spina
GQ/0610-00

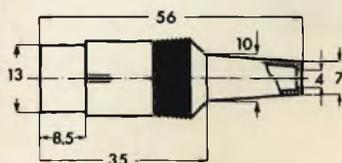
K 5



GQ/1020-00



**Presa volante
«Lumberg»**
5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
guaina in plastica.
Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica
Fissaggio cavo:
a graffetta
Accoppiamento:
a pressione
Impiego: con spine
GQ/0640-00;
GQ/0650-00
K 51 - K 51 E



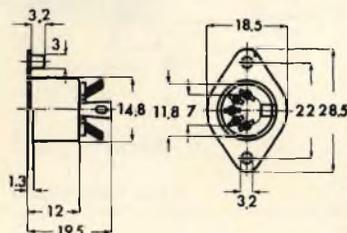
colore grigio

GQ/1050-00

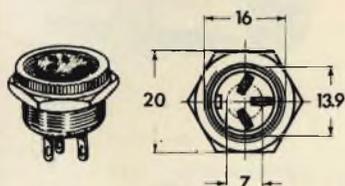
colore avorio

GQ/1060-00

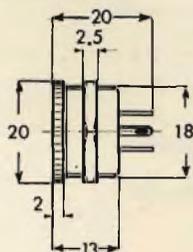
**Presa da pannello
«Lumberg»**
5 poli a 45°
Corpo: resina fenolica
Contatti:
ottone argentato
Ghiera:
acciaio nichelato
con rivetti
Terminali: a saldare
Accoppiamento:
a pressione
BN 51



GQ/1220-00

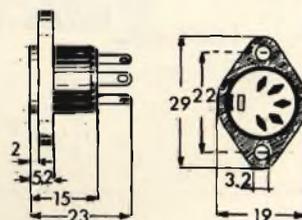


**Presa da pannello
«Lumberg»**
5 poli a 45°
Corpo: ottone nichelato
Contatti:
ottone argentato
Isolamento:
resina fenolica
Terminali: a saldare
Accoppiamento: a vite
Impiego: con spina
GQ/0550-00
KFV 5



GQ/1180-00

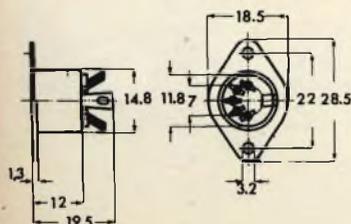
**Presa da pannello
«Zehnder»**
5 poli a 45°
Corpo: resina fenolica
Contatti:
ottone argentato
Terminali: a saldare
Accoppiamento:
a pressione
Impiego: con spina
GQ/0580-00
RO 11



GQ/1250-00

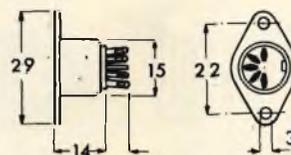


**Presa da pannello
«Lumberg»**
5 poli a 45°
Corpo: resina fenolica
Contatti:
ottone argentato
Ghiera:
acciaio nichelato
Terminali: a saldare
Accoppiamento:
a pressione



GQ/1210-00

Presa da pannello
5 poli a 45°
Corpo: resina fenolica
Contatti:
ottone argentato
Ghiera:
acciaio nichelato
Terminali: a saldare
Accoppiamento:
a pressione

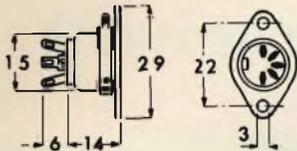


GQ/1300-00



Presa da pannello

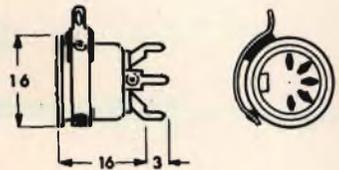
5 poli a 45°
Con interruttore esterno.
Corpo: resina fenolica
Contatti: ottone argentato
Ghiera: acciaio nichelato
Terminali: a saldare
Accoppiamento: a pressione



GQ/1320-00

Presa per circuito stampato

5 poli a 45°
Con interruttore esterno isolato.
Corpo: resina fenolica
Contatti: ottone argentato
Ghiera: acciaio nichelato
Accoppiamento: a pressione

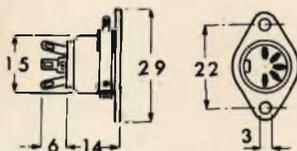


GQ/1390-00



Presa da pannello

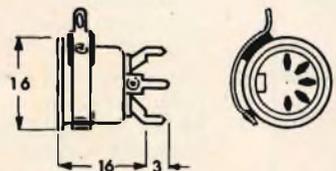
5 poli a 45°
Con interruttore esterno isolato.
Corpo: resina fenolica
Contatti: ottone argentato
Ghiera: acciaio nichelato
Terminali: a saldare
Accoppiamento: a pressione



GQ/1340-00

Presa per circuito stampato

5 poli a 45°
Con interruttore esterno
Corpo: resina fenolica
Contatti: ottone argentato
Ghiera: acciaio nichelato
Accoppiamento: a pressione

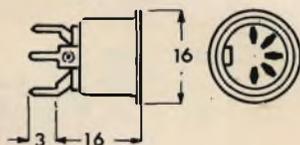


GQ/1410-00



Presa per circuito stampato

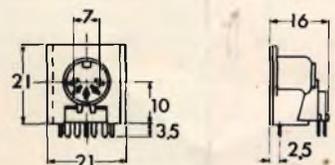
5 poli a 45°
Corpo: resina fenolica
Contatti: ottone argentato
Ghiera: acciaio nichelato
Accoppiamento: a pressione



GQ/1370-00

Presa per circuito stampato

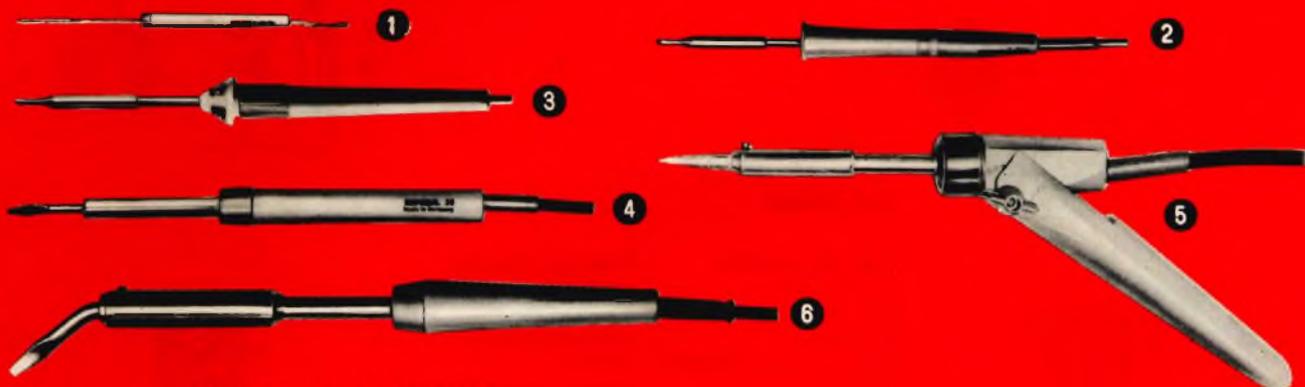
5 poli a 45°
Corpo: politene
Contatti: ottone argentato
Accoppiamento: a pressione



GQ/1424-00

SALDATORI

ERSA

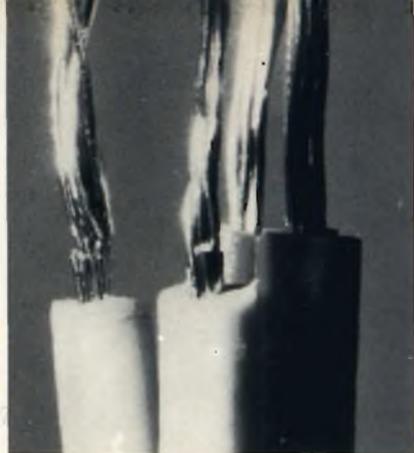


SERIE MINIATURA

Tipo	Fig.	Descrizione	Potenza W	Aliment. V	Temperatura di punta	Lung. mm.	Peso g (senza cavo)	Codice G.B.C.
Minor	1	Minisaldatore a matita per saldature di precisione (anche sotto microscopia) su microcircuiti.	5	6 *	315°C in 20"	138	4,5	LU/3500-00
Multitip	2	Le tre versioni sono a matita, trasformabili in saldatore a pistola.						
		8 W: per saldature miniatura su circuiti stampati, microcircuiti.	8	6 ° 220	270°C in 90"	155	18	LU/3510-00 LU/3590-00
		15 W: per circuiti stampati, piccole connessioni di relè, avvolgimenti.	15	6 ° 220	350°C in 60"	192	20	LU/3540-00 LU/3600-00
		25 W: per saldature di medie dimensioni, su connettori, strisce di ripartizione, circuiti stampati.	25	6 ° 220	430°C in 60"	208	26	LU/3550-00 LU/3640-00
SERIE STANDARD								
Tip 16	3	A matita, ultraleggero ed a punta sottile per saldature su circuiti miniatura.	16	220	340°C in 60"	213	30	LU/3620-00
30 K/30 30 K/40	4	E' il saldatore ERSA più diffuso. A matita, facile da maneggiare; adatta per impieghi su radio e TV.	30	220	380°C in 2'	250	250	LU/3650-00 LU/3680-00
			48	220	420°C in 2'	250	250	
Varius	5	Saldatore industriale estremamente robusto e ad alto rendimento per saldature in serie. Manico orientabile che permette di adottare la posizione più funzionale; trasformabile in saldatore fisso da banco mediante supporto.	50	220	430°C in 140"	280	110	LU/3730-00
50 80 150	6	Saldatore standard di media ed alta potenza. Adatti per saldature di massa o comunque relativamente grandi. Le resistenze incorporate e le punte sono sostituibili.	50	220	400°C in 3'	302	300	LU/3710-00 LU/3780-00 LU/3850-00
			80	220	410°C in 3'	330	380	
			150	220	470°C in 3'	350	460	

* Per 6 V usare batteria od alimentatori tipo LU/4280-00 - LU/4290-00.

COME SCEGLIERE I CAVI TV E FM



Alcuni criteri pratici per scegliere il tipo più adatto ed efficiente di cavo per collegare l'antenna al televisore ed alla radio a modulazione di frequenza.

REQUISITI ESSENZIALI

I punti da tenere presente nella scelta di un cavo possono essere così riassunti.

- 1) **Esso deve adattare l'impedenza dell'antenna a quella del ricevitore.**

Ad esempio, se l'impedenza della antenna è di 300 Ω , anche quella del cavo e del televisore o della radio devono avere tale valore. Se ciò non è, occorre interporre un trasformatore adattatore nei punti dove sussiste una variazione d'impedenza.

- 2) **Il cavo prescelto, qualunque esso sia, deve attenuare poco il segnale a radiofrequenza, ossia deve avere perdite ridotte.**

Se ciò non è, si hanno facilmente immagini TV con effetto neve o ricezioni radio FM fortemente disturbate. Se l'installazione è fatta in una zona dove i segnali in arrivo sono forti, l'inconveniente può risultare limitato, ma se le trasmissioni sono lontane ed il segnale ricevuto è debole, ulteriori perdite nel cavo possono rendere precarie le ricezioni più critiche, come sono ad esempio quelle della televisione a colori ed FM-stereo.

- 3) **Il cavo non deve captare disturbi esterni.**

Ciò può essere un requisito molto importante se ci si trova in zone fortemente disturbate dai sistemi di accensione delle automobili, da motori ed impianti industriali, o da antenne trasmissioni situate troppo vicine. Se ciò non avviene appaiono

immagini «fantasma» o punteggiature nelle ricezioni TV ed intermodulazioni e distorsioni in FM.

- 4) **Meccanicamente e chimicamente deve resistere nel tempo.**

Ossia non deve alterarsi al sole, al gelo, all'acqua, al vento, al ghiaccio, all'aria salmastra od inquinata ed alle più varie sollecitazioni meccaniche. Nessun cavo è da questo punto di vista perfetto, ma si tratta di volta in volta di scegliere il tipo più adatto, capace di resistere bene alle particolari condizioni ambientali dove verrà installato.

A questi requisiti che possiamo chiamare «primari», ne fanno riscontro altri «secondari». Tuttavia, se un cavo non soddisfa a quelli che sono i punti fondamentali, non è possibile sperare di effettuare un impianto d'antenna esterna efficiente.

Se invece viene meno qualche requisito «secondario» si avranno degli inconvenienti, che pur tuttavia non pregiudicheranno del tutto il funzionamento.

Ad esempio, tanto per intenderci, se il cavo prescelto è troppo costoso, ciò fulminerà il portafoglio, ma non più il televisore.

Così se il cavo adattato si rivela poco pratico nella messa in opera, ciò indurrà alla disperazione ed al frequente turpiloquio il personale installatore, ma il funzionamento elettrico sarà ineccepibile.

UHF - TVC e STEREO

Casi particolari subentrano quando ciò che si tende a rendere migliore è la ricezione delle UHF, dei

A seconda delle esigenze individuali e della località in cui si risiede si può far ricorso o meno ad antenne esterne per la ricezione dei programmi TV od FM.

E' indubbio, tuttavia, che le ricezioni migliori si ottengono con antenne esterne. Questa soluzione, anche se si tratta della più semplice versione di antenna da terrazzo o da balcone, implica però sempre lo impiego di un adatto cavo per collegare l'antenna all'apparecchio ricevente.

E qui, nove volte su dieci, il problema si complica perché non si può usare un cavo qualsiasi, scelto fra i molti disponibili in commercio, ma occorre realizzare una scelta ed una installazione accurata, non solo dal punto di vista meccanico, ma anche da quello elettrico.

Ciò non facendo si rischia di avere dei vantaggi molto limitati, passando dall'antenna interna a quella esterna, quando non si hanno addirittura dei peggioramenti.

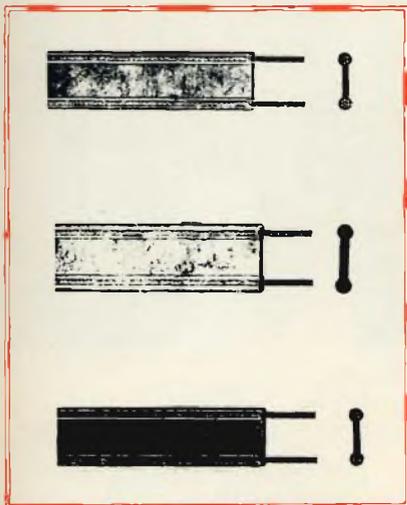


Fig. 1 - Comuni «piattine» bifilari non schermate, con impedenza caratteristica di 300 Ω .

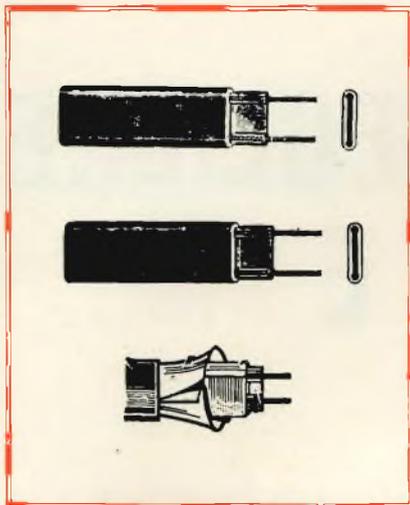


Fig. 3 - Piattine bifilari schermate. Offrono tutti i vantaggi delle comuni piattine, piú la protezione assoluta da campi perturbatori esterni.

segnali televisivi a colori e della FM-Stereo.

L'attenuazione di un qualsiasi cavo cresce non soltanto con la sua lunghezza, ma anche se aumenta la frequenza che lo percorre.

In particolare, una buona ricezione stereo comporta che il segnale a 19 kHz pilota giunga ben nitido, altrimenti invece di una ricezione in rilievo si ha una ricezione confusoria.

Lo stesso dicasi per le ricezioni TVC ed in tutte quei casi in cui non si tratta soltanto di ricevere la portante principale, ma anche delle sottoportanti e dei canali con informazioni supplementari complesse. Il tutto può essere reso piú critico dal fatto che la larghezza di banda da ricevere è quasi sempre notevole ed in piú le frequenze massime di trasmissione possono estendersi sino alle UHF.

Poiché le perdite nei cavi crescono all'aumentare della frequenza di lavoro, ciò significa che alcuni tipi possono funzionare bene in VHF, ma non in UHF.



Fig. 2 - La foto illustra un cavo coassiale schermato con impedenza caratteristica di 75 Ω .

TIPI FONDAMENTALI

Per molti anni il tipo di cavo piú comune per TV-FM, perché piú economico, è stato quello a «piattina» (fig. 1) con impedenza caratteristica di 300 Ω ; esso è di tipo bilanciato rispetto alla massa e non è schermato.

Un poco meno popolare si è dimostrato, il tipo «coassiale» (fig. 2) con impedenza caratteristica di 72 ÷ 75 Ω .

A differenza del tipo a piattina, il piú costoso cavo coassiale è sbilanciato (un lato infatti è a massa) e schermato. L'adattamento d'impedenza fra cavi bilanciati e sbilanciati può essere fatto mediante appositi trasformatori che sono stati denominati «balun», dalla combinazione delle prime lettere delle parole inglesi «balanced» e «un balanced».

In seguito si sono avuti vari perfezionamenti, come ad esempio la «piattina schermata» (fig. 3) che pur conservando una impedenza di 300 Ω ed un perfetto bilanciamento verso massa è ben schermata contro tutti i disturbi parassiti.

La fig. 4 mostra l'andamento delle linee di forza elettrostatiche ed elettromagnetiche nei tipi di cavi fin qui citati.

Tuttavia, all'atto pratico vi sono notevoli differenze nelle prestazioni di questi tre tipi di cavo.

Quello a piattina bifilare, non schermato, può essere usato dove non sono presenti forti disturbi locali e deve essere fatto passare non aderente a parti metalliche estranee (grondaie, tubazioni, ecc.) per evitare inconvenienti.

I tipi schermati non richiedono quest'ultimo accorgimento durante l'installazione, ma l'effetto schermante del cavo coassiale lascia molto a desiderare in certi casi.

La cosa è facilmente spiegabile col fatto che la guaina metallica di schermatura, non solo convoglia il segnale utile ma è anche percorsa dalla corrente relativa ai disturbi, specie di rete, per cui delle interferenze possono essere presenti nel circuito del segnale.

Diversamente procedono le cose con le piattine schermate, dove i due conduttori centrali servono per convogliare solo e soltanto il segnale prelevato dall'antenna, mentre la schermatura è percorsa solo dai disturbi.

Partendo dai tipi fondamentali di cavo sono poi stati derivati e sviluppati molti altri tipi di cavo.

TIPI DERIVATI

Per ridurre le perdite dielettriche e rendere i cavi a «piattina» meglio funzionanti alle frequenze piú elevate, è stato escogitato il tipo con guaine spugnose dette anche polietilene cellulare espanso. (fig. 5A).

Poiché l'arco ha delle perdite dielettriche molto piú basse rispetto al polietilene, si è fatto ricorso all'accorgimento di rivestire i due conduttori della piattina con guaine di plastica spugnose realizzate con il polietilene arricchito di molte bolle d'aria. La presenza di queste ultime tende a ridurre, specie alle frequenze piú alte, le perdite dielettriche rispetto al polietilene compatto.

Nella fig. 5B è schematizzato la sezione della piattina bifilare ovale.

Tale forma ha lo scopo di eliminare incavi ed interstizi entro cui

nelle piattine di tipo normale può annidarsi l'umidità, il sudiciume, ecc.

Nella fig. 5 C si ha una linea bifilare, simile alla piattina, tranne il fatto che la struttura in plastica è tubolare. Poiché la parte centrale è occupata dall'aria, o al massimo da plastica spugnosa ricchissima di aria, è ovvio che tale struttura presenta minime perdite dielettriche pur conservando i pregi propri delle linee bifilari.

Nella fig. 5D compare la piattina schermata, a cui si è già accennato, ma provvista di guaina isolante sopra la schermatura per isolare e meglio proteggere quest'ultima.

Infine nella fig. 5E è visibile il tipo coassiale a nucleo solido e schermatura protetta, disponibile per installazioni in case di abitazione nelle versioni RG-59/U ed RG-6/U.

Esiste anche un tipo RG-6/U leggermente più grande e con meno perdite, come pure un tipo coassiale in cui il nucleo isolante è realizzato con plastica cellulare espansa per ridurre le perdite dielettriche.

La tab. 1 riporta le perdite «reali» misurate su alcuni cavi in opera, dopo 3 anni di esercizio continuato.

Per meglio valutare questi dati empirici occorre tenere presente che le perdite di segnale previste in media dai fabbricanti per le piattine bifilari normali da 300 Ω e per i cavi coassiali schermati da 75 Ω sono soltanto, rispettivamente, di 1,1 e 3,8 dB a 100 MHz e di 4,5 e 12 dB a 860 MHz.

Tuttavia, quando si passa dalla teoria alla pratica si vede che mentre le perdite dei cavi coassiali da 3,8 e 12 dB si elevano soltanto (tab. 1) a 7 e 16 dB (a 1000 e 869 MHz), per le piattine comuni, sia per l'umidità, che per l'azione del vento, dello smog, ecc. dai teorici 1,1 e 4,5 dB si passa invece a 10 e 35 dB di perdita.

Ciò spiega perché parecchi utenti, dopo qualche anno dall'installazione dell'impianto esterno, sono insoddisfatti della qualità della ricezione che assicurano che «continua» a peggiorare. Proprio per la

poca durata nel tempo hanno conosciuto scarsa diffusione le linee bifilari «aperte» in cui la parte in plastica delle comuni piattine è sostituita da distanziatori posti ad intervalli regolari.

Accadeva infatti che questo tipo di linea, ottima in teoria (solo 0,5 dB di perdita a 100 MHz) si dimostrasse molte volte un vero disastro, specie nelle installazioni in aree industriali, dove lo smog, la umidità ed i depositi carboniosi e solfidrici fra i fili finivano per causare cortocircuiti e guasti.

I cavi coassiali e le piattine schermate, benché più cari, proprio per l'azione protettiva che esercita lo schermo verso l'ambiente esterno, si conservano molto più a lungo efficienti nel tempo, sovvertendo qualsiasi previsione teorica.

Fa eccezione il coassiale RG-50/U da 75 Ω , che per le proprie elevate perdite intrinseche (12 dB ad 860 MHz), mal si presta per la ricezione delle UHF.

All'atto pratico i cavi coassiali risultano in genere svantaggiati rispetto ai tipi più moderni di piattine schermate e di linee bifilari tubolari schermate e ciò anche per considerazioni contingenti.

Infatti, sono assai poche le antenne ed i televisori capaci di funzionare direttamente con i 75 Ω d'impedenza dei cavi coassiali. Ciò obbliga ad aggiungere dei trasformatori adattatori in entrata e in uscita che, se tutto va per il meglio, introducono altre perdite, spese e complicazioni.

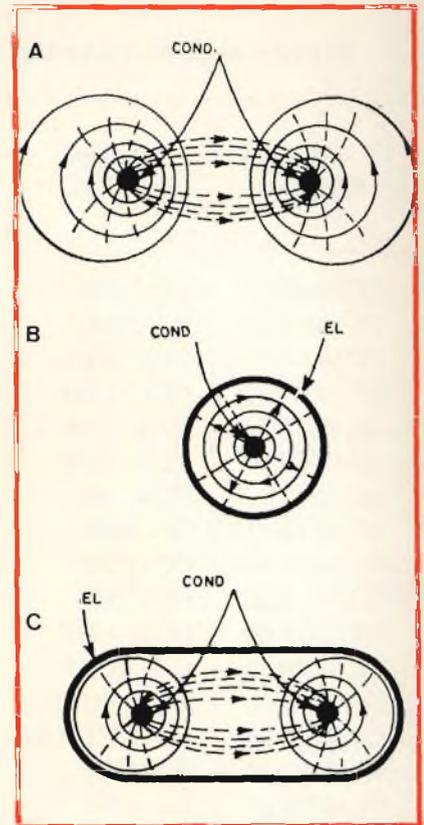


Fig. 4 - Andamento delle linee di forza elettrostatiche (in tratteggio) ed elettromagnetiche (a linea continua) in cavi a piattina (A), coassiali (B) ed a piattina schermata (C). COND = conduttori di rame; EL = schermo metallico

VANTAGGI E SVANTAGGI

Qualsiasi tipo di cavo non schermato è suscettibile di captare interferenze. Anche i tipi coassiali possono captare del ronzio d'induzione e disturbi simili, mentre le linee

TAB. 1 - PERDITE REALI DI SEGNALE PER 30 m DI CAVO

Tipo	a 100 MHz	a 470 MHz	a 860 MHz
piattina normale bifilare 300 Ω	10	30	35
piattina bifilare schermata 300 Ω	3	5	8
bifilare tubolare 300 Ω	7	15	20
coassiale RG-59/U	7	11	16
coassiale RG-6/U	5	9	10

TAB. 2 - ALCUNI CAVI DELLA «G.B.C. ITALIANA» PER VHF ED UHF

N. Catalogo	Tipo (1)	Conduttore (mm) (2)	Dielettrico (3)	Schermatura (4)	Guaina (6)	Dimensioni esterne (mm) 6
CC/0003-00	CC - VHF	RR - 0,8	PCE	CRR	PVC	∅ - 5,40
CC/0008-00	CC - VHF	RR - 0,8	P	CRR	PVC	∅ - 5,40
CC/0017-00	CCA - UHF	RR - 1,2	PCE	CRR	PVC	∅ - 6,70
CC/0017-00	CCA - UHF	RR - 1,2	PCE	CRR	PVC	∅ - 7,00
CC/0017-30	CCA - UHF	RR - 1,2	PCE	CRR	P	∅ - 7,00
CC/0017-50	CCA - UHF	RR - 1,2	PCE	CRR	P	∅ - 6,40
CC/0017-70	CCA - UHF	RR - 1,2	P	CRR	P	∅ - 6,50
CC/0018-00	CC - UHF	RR - 1,0	PCE	CRR	PVC	∅ - 6,50
CC/0018-30	CC - UHF	RR - 1,0	PCE	CRR	P	∅ - 6,50
CC/0018-50	CC - UHF	RR - 1,0	PCE	CRR	P	∅ - 6,50
CC/0019-00	CCA - UHF	RR - 1,0	PCE	CRR	P	∅ - 6,50
CC/0020-00	C 75 - UHF	RA - 1,2	PCE	CRR	P	∅ - 6,80
CC/0021-00	CP 75 - UHF	RA - 1,1	PCE	CRA	PVC	∅ - 6,80
CC/0022-00	CC - VHF/UHF	RR - 1,1	PVCS	CRR	PVC	∅ - 6,50
CC/0022-00	CC - UHF	RS - 1,2	PCE	CRS	PVC	∅ - 7,10
CC/0022-00	CC - UHF	RS - 1,0	PCE	CRS	PVC	∅ - 7,10
CC/0022-10	CC - UHF	RS - 1,0	PCE	CRS	PVC	∅ - 7,10
CC/0025-00	CCA - VHF	RS - 1,0	PCE	CRR	P	∅ - 12,50
CC/0028-00	C75 - UHF	RR - 1,2	PCE	CRS	P	∅ - 6,90
CC/0030-00	C75 - UHF	RR - 1,2	PCE	CRS	P	∅ - 6,90
CC/0032-00	C75 - UHF	RR - 1,2	P	CRS	P	∅ - 7,35
CC/0034-00	C75 - UHF	RR - 1,2	P	CRS	P	∅ - 7,35
CC/0036-00	C60 - UHF	RR - 1,5	PCE	CRR	PVC	∅ - 6,90
CC/0038-00	C75 - UHF	RR - 7 x 0,2	PCE	DRR	P	∅ - 6,70
CC/0040-00	C75 - VHF/UHF	RR - 1,0	PCE	CRR	P	∅ - 6,00
CC/0042-00	C75 - UHF	RR - 1,2	PCE	CRR	P	∅ - 6,75
CC/0044-00	C75 - VHF/UHF	RR - 1 x 1,1	P	CRR	P	∅ - 5,00
CC/0046-00	CCD - VHF/UHF	RR - 1,0	V-U	CRR	P	12 x 6
CC/0048-00	C75 - UHF	RR - 1,0	PCE	CRS	P	∅ - 6,50
CC/0051-00	P300 -	RR - 2 x 0,35	PRN	—	—	1,6 x 10
CC/0052-00	P300 -	RR - 2 x 0,35	PRN	—	—	1,7 x 10,5
CC/0053-00	P300 -	RR - 2 x 0,50	PRN	—	—	2,7 x 10,7
CC/0054-00	P300 - UHF	RR - 2 x 0,50	PVC	—	M	6,8 x 12,2
CC/0055-00	P300 - UHF	RR - 2 x 1,00	PCE	—	M	6,8 x 12,2
CC/0056-00	P300 - UHF	RS - 2 x 0,50	PCE	—	M	7,2 x 8,6
CC/0061-00	P300 -	RR - 2 x 0,50	PRN	—	—	3,2 x 11,5
CC/0071-00	P300 - VHF	RR - 2 x 1,37	PRN	—	D	5,8 x 16,7
CC/0083-00	P300 -	RR - 2 x 0,50	AR	—	—	1,3 x 10,7
CC/0091-00	P300 -	RR - 2 x 0,50	AR	—	—	3 x 11,5
CC/0095-00	P300 -	RR - 2 x 1,37	AR	—	—	6 x 15,6
CC/0096-00	P300 - VHF	RR - 2 x 1,0	PCM	—	M	8,2 x 13
CC/0098-00	P300 -	RR - 2 x 0,35	PVC	—	—	1,8 x 10
CC/0099-00	P300 -	RR - 2 x 0,50	PVC	—	—	2,4 x 11,8

bifilari, essendo bilanciate verso massa, sono un poco meno soggette a tale inconveniente.

Come già accennato, molte piattine non schermate sono poco durevoli nel tempo, poiché tendono a deteriorarsi per effetto degli agenti atmosferici. Quando ciò accade, lo isolamento diminuisce, cambia la spaziatura fra i conduttori e quindi l'impedenza della linea. Tutto ciò causa, fra l'altro, immagini sdoppiate («fantasmi») in TV e una scarsa separazione dei canali in FM-stereo.

Le linee bifilari ovali tubolari sono molto più resistenti all'invecchiamento che non le comuni piattine standard. Ciò dipende anche dal fatto che, nei tipi più recenti, la guaina esterna è di materiale plastico molto resistente agli agenti atmosferici ed alla contaminazione.

Inoltre, delle considerazioni economiche giocano a sfavore delle piattine comuni. Quest'ultime richiedono infatti, nel percorso della antenna al ricevitore, delle staffe con isolatori almeno ogni 1,5 m.

Questa necessità, però, non viene quasi mai rispettata in pratica, poiché molti installatori d'antenna si limitano a far scendere dal tetto la piattina in caduta libera sino alla finestra sottostante da cui rientrare. Quando una simile procedura è adottata in case con molti piani, per collegare utenti siti nei piani più bassi, si hanno lunghissimi tratti di piattina penzolanti nel vuoto, sottoposti giorno e notte ad ogni azione del vento.

Come piegando e ripiegando su sè stesso un filo d'acciaio si finisce con l'incrinarlo, così anche la plastica delle piattine, specie se irrigidita dal gelo, finisce col riempirsi di microfratture dopo migliaia d'ore di sollecitazioni, ondeggiamenti e trazioni donde ad azioni meccaniche.

Secondo ricerche condotte da enti americani che si dedicano alla tutela degli utenti, è risultato che i cavi ovali e tubolari bifilari sono preferibili alle comuni piattine anche se più costosi, mentre tutti i tipi schermati funzionano in modo soddisfacente e durevole, anche se installati da personale inesperto. Le schermature, infatti, eliminano gli effetti disturbanti nei punti in cui

il cavo passa vicino ad oggetti metallici e minimizzano l'introduzione di disturbi, anche senza ricorrere ad accorgimenti speciali d'installazione (es. torsione periodica delle piattine, ecc.).

L'inalterabilità del campo interno, quando il cavo è di tipo schermato, ha permesso di sviluppare ogni sorta di installazioni sotto-muro, in parallelo con fasci tubieri o con passaggio all'interno di condotte metalliche.

Ovviamente, una deformazione meccanica può sempre alterare la spaziatura originaria e quindi ridurre il segnale e creare riflessioni, per cui andranno evitate le curve ad angolo troppo vivo e gli schiacciamenti di qualsiasi genere.

Un fattore che ha per molto tempo influito a favore delle comuni piattine è stato ovviamente il loro prezzo economico. Quest'ultimo può essere infatti circa 10 volte minore di quello d'un ottimo cavo RG-6/U.

Per quanto concerne l'Europa, un quadro orientativo delle caratteristiche dei vari cavi disponibili più diffusi è riportato nella tab. 2.

NOTE:

(1) CC = cavo coassiale; CCA = cavo coassiale antimigrante; C75 = cavo coassiale con impedenza di 75 Ω; CP75 = cavo coassiale 75 Ω per impianti centralizzati; CCA = cavo coassiale autoportante; C60 = cavo coassiale di 60 Ω; CCD = cavo coassiale doppio.

(2) RR = rame rosso; RA = Rame argentato; RS = rame stagnato.

(3) PCE = polietilene cellulare espanso; P = polietilene; PVCS = cloruro di polivinile a struttura stellare; V-U = dielettrico polietilene per VHF e polietilene cellulare espanso per UHF; PRN = polietilene rinforzato neutro; AR = «Antiox» rinforzato; PCM = polietilene cellulare marrone.

(4) CRR = calza in rame rosso; CRA = calza in rame argentato; CRS = calza in rame stagnato; DRR = doppia calza in rame rosso.

(5) PVC = cloruro di polivinile; P = Polietilene; M = adatta per zone di mare; D = adatta per grandi distanze.

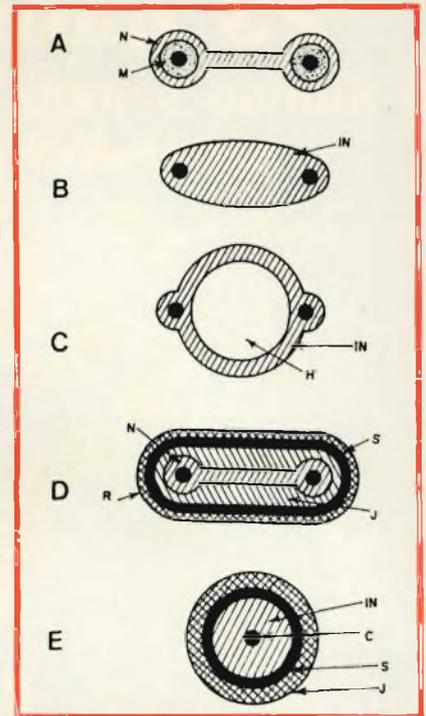


Fig. 5 - Sezioni di massima di alcuni tipi di cavi per VHF e UHF. A = piattina bifilare con guaina di plastica cellulare espansa (M) e dielettrico di plastica compatta (N); B = linea bifilare con corpo isolante (IN) di forma ovale; C = linea bifilare con corpo plastico (IN) tubolare e nucleo (H) d'aria; D = piattina schermata: si nota la parte bifilare (N) l'isolante (I), lo schermo (S) e la guaina isolante (S) esterna; E = cavo coassiale con conduttore centrale (C), isolante interno (IN), schermo (S), e guaina protettiva esterna (J).

(6) d = diametro.

Per concludere, ricorderemo che nelle aree marginali, un'antenna ad alto guadagno può fornire un segnale sufficiente per dare buone immagini TV e buoni ascolti FM.

Tuttavia, se essa si trova molto in alto, tanto da richiedere una lunga linea di discesa, si può avere il paradosso che ogni vantaggio viene annullato dalle perdite nei cavi, qualunque sia il tipo usato.

Quando ciò si verifica, non c'è migliore soluzione di quella basata sull'aggiunta di un conveniente pre-amplificatore d'antenna che renda soddisfacente sin dall'origine l'entità del segnale da convogliare. Questa soluzione, con le debite varianti, è anche quella che si è poi grandemente generalizzata negli impianti con antenna centralizzata.

23 gamme di frequenza!

**il mondo è nelle vostre mani con questo stupendo
apparecchio radioricevente universale**

Modello CRF-230, «World Zone» Capterete tutto ciò che c'è nell'aria... in qualsiasi parte del mondo... con il nuovo, meraviglioso, entusiasmante CRF-230 della SONY, l'apparecchio radioricevente universale «World Zone». Le sue 23 gamme di frequenza comprendono la intera gamma di radiodiffusione in modulazione di frequenza e di ampiezza: esso può captare onde corte, onde medie e onde lunghe in ogni paese del

mondo, con l'alta fedeltà di un apparecchio radioricevente professionale. Con esso potrete captare le notizie radio direttamente dal luogo dove si stanno svolgendo gli avvenimenti. Potrete sintonizzarlo in modo da ascoltare musiche esotiche dai più remoti angoli della terra. O, se volete, potrete intercettare le trasmissioni dei radiomatori... sia quelle in cifra che quelle in chiaro. Dotato com'è di grande versa-

tilità, l'apparecchio, di facile funzionamento, può venire usato in tutti i Paesi ed in tutte le località. Il SONY «World Zone», completamente transistorizzato, è un capolavoro della radiotecnica moderna.

SONY®



GLI IMPIANTI HI-FI: CRITERI DI SCELTA

seconda parte

alta
fedeltà

Nella prima parte il lettore ha avuto modo di raccogliere dati per tutto ciò che concerne le caratteristiche intrinseche degli impianti di riproduzione sonora ad alta fedeltà, nonché i principi fondamentali di acustica ambientale, e quelli inerenti alla tecnica di installazione di un impianto. In questa particolare occasione, presumendo dunque che il Lettore sia in possesso di tutte le altre cognizioni complementari all'argomento, ci siamo proposti di sintetizzare in poche pagine i pregi estetici e funzionali di alcuni classici esemplari di componenti per impianti HI-FI.

Il Lettore che avesse avuto occasione di occuparsi sia pure succintamente di acustica sa che la sensibilità dell'orecchio umano viene valutata in decibel (dB), e che — per convenzione — si considera pari a 0 dB il livello sonoro in corrispondenza del quale l'orecchio umano normale comincia a percepire tutti i suoni la cui frequenza sia compresa tra i limiti di 16 e di 16.000 Hz, al cosiddetto **livello di soglia**.

Mano a mano che questo livello aumenta, varia secondo una curva esponenziale o logaritmica l'entità della sensazione sonora, fino a raggiungere la cosiddetta **soglia del dolore**, corrispondente grosso modo al livello di 120 dB per i suoni compresi nella gamma citata. A tale livello, l'intensità dei suoni è perciò tale da fornire — oltre ad una sensazione acustica — anche una sensazione dolorosa.

Ciò premesso, sappiamo anche che l'esigenza principale dell'alta fedeltà consiste nel consentire l'ascolto di un brano musicale percependo le stesse sensazioni acustiche che verrebbero percepite se l'ascoltatore si trovasse direttamente in presenza dell'orchestra che esegue il brano in origine.

Sappiamo però anche che la potenza sonora che un'orchestra è in grado di sviluppare varia notevolmente in funzione del tipo e del numero degli strumenti, nonché del genere di esecuzione, che può essere a livello **pianissimo, piano, dolce, medio, forte, fortissimo**, ecc.

Oltre a quanto sopra, ferma restando la massima potenza sonora che ogni strumento musicale è in grado di sviluppare, questa potenza può essere apprezzata in misura tanto maggiore, quanto minore è il volume del locale di ascolto, e viceversa. In altre parole, è chiaro che, se in un brano musicale l'orchestra può raggiungere il livello sonoro corrispondente alla soglia del dolore ascoltandone l'esecuzione in un piccolo locale, è però difficile che tale soglia venga raggiunta in tutti i punti di ascolto di un locale di dimensioni molto maggiori. Analogamente, il livello effettivo di ascolto varia in ragione inversa rispetto alla distanza che sussiste tra la sorgente sonora e l'ascoltatore. E' infatti chiaro che — fermo restando il livello sonoro originale di un brano — le sensazioni che ne derivano sono assai più intense per chi si trova vicino all'orchestra che non per chi è da essa distante.

Ne deriva che, agli effetti dell'ascolto di musica riprodotta proveniente da un disco, da un nastro, da una radiotrasmissione, ecc., la potenza di riproduzione deve essere commisurata al volume del locale di ascolto, (con possibilità di regolazione a seconda dello spazio occupato dall'arredamento e dal numero di persone presenti), al quale volume sono legati anche altri fattori di notevole importanza, tra cui il cosiddetto **tempo di riverberazione**.

Sotto questo aspetto, la **figura 1** è un grafico che illustra le caratteristiche ideali del tempo di riverberazione ottimale, espresso in secondi, per un locale di ascolto la cui cubatura sia compresa tra un minimo di 10 ed un massimo di

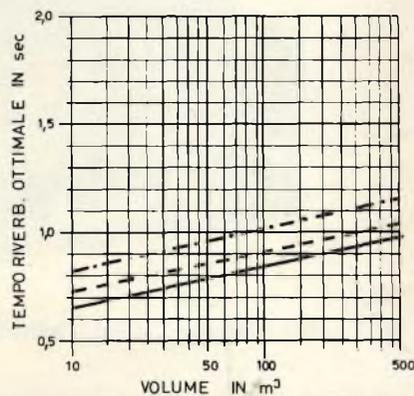


Fig. 1 - Grafico illustrante i valori ideali del tempo di riverberazione ottimale in secondi, in funzione del volume in metri cubi di un locale di ascolto. La linea continua è riferita alle sale cinematografiche ed ai locali di abitazione; la linea tratteggiata ai locali destinati all'ascolto di musica da camera, e la linea a punti e trattini alle sale da concerto.

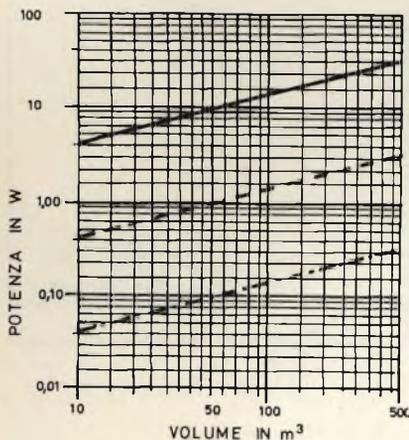


Fig. 2 - Grafico per la determinazione teorica della potenza minima in watt che l'amplificatore di un impianto Hi-Fi deve presentare in funzione del volume del locale di ascolto. La linea superiore continua è riferita ad un livello massimo di ascolto di 100 dB; la linea tratteggiata è riferita ad un livello massimo di 90 dB; e la linea inferiore ad un livello massimo di 80 dB.

500 metri cubi. Nel suddetto grafico, la linea inferiore in tratto continuo rappresenta l'andamento del tempo di riverberazione ottimale delle sale cinematografiche e dei normali locali di abitazione (ad esempio un ampio soggiorno, nel quale vengono solitamente installati gli impianti Hi-Fi). La linea tratteggiata rappresenta invece il valore variabile del tempo di river-



Fig. 3 - Foto illustrante l'aspetto tipico dell'amplificatore Sony Mod. TA1120A.

berazione in funzione della cubatura del locale, rispetto ai normali brani di musica da camera, e la linea superiore, costituita da punti e da lineette, rappresenta infine la variazione del tempo ottimale di riverberazione, sempre in secondi, in rapporto ad una tipica sala da

concerto destinata all'ascolto di brani musicali da parte di un pubblico più o meno numeroso.

Per la precisione, si tenga presente che le tre linee del grafico sono state tracciate rispetto ad una frequenza acustica di 600 Hz, considerata come frequenza campione di riferimento per lo studio del quale ci stiamo occupando.

Le esperienze eseguite da numerosi ricercatori in questo campo specifico hanno dimostrato che il tempo minimo di riverberazione più favorevole per l'ascolto di musica è compreso approssimativamente tra 0,5 ed 1 s con possibilità di aumentare il suddetto valore in funzione della cubatura. Oltre a ciò, occorre considerare che, una volta nota la potenza di uscita dell'amplificatore facente parte dell'impianto ad alta fedeltà, la potenza sonora che effettivamente viene sviluppata ad opera degli altoparlanti è assai inferiore a quella nominale, a causa del bassissimo rendimento che gli altoparlanti presentano come trasduttori, agli effetti della trasformazione di energia elettrica in energia sonora.

In considerazione di tutto ciò, il grafico di **figura 2** permette di stabilire con buona approssimazione la potenza **minima** che un im-

pianto di amplificazione deve presentare, affinché l'ascolto possa risultare soddisfacente, in funzione di una cubatura del locale anch'essa compresa tra un minimo di 10 ed un massimo di 500 m³.

In questo secondo grafico, la linea superiore in tratto continuo

permette di stabilire il dato suddetto in riferimento ad un livello massimo di ascolto di 100 dB, corrispondente ai brani in «fortissimo» che spesso ricorrono nelle esecuzioni musicali, specie se di grosse orchestre, e soprattutto nella musica sinfonica ed operistica. La linea tratteggiata intermedia corrisponde invece ad un livello massimo di 90 dB, mentre la linea inferiore a punti e lineette è riferita ad un livello massimo di ascolto di soli 80 dB.

Dal suddetto grafico è facile dunque dedurre la potenza **minima** che l'amplificatore deve presentare (beninteso per ciascun canale nell'eventualità che si tratti di un impianto stereo) procedendo in un modo assai semplice, sul quale vale certamente la pena di fare un esempio.

Supponiamo di disporre di un locale di ascolto avente una lunghezza di cinque metri, una larghezza di quattro metri, ed un'altezza di tre metri. E' chiaro che — in tali condizioni — il volume del locale di ascolto è pari a

$$V = 5 \times 4 \times 3 = 60 \text{ m}^3$$

Orbene, individuando il valore corrispondente appunto a 60 metri cubi sulla scala inferiore del grafico di figura 2, e precisamente la prima divisione a destra di quella recante il numero «50», e seguendo la verticale che passa per quel punto, incontriamo la prima linea obliqua in corrispondenza del livello di potenza di 0,1 W (lungo la scala verticale sinistra), la seconda in corrispondenza del livello di 1 W, e la terza in corrispondenza del livello di 10 W. Di conseguenza se ci accontenteremo di un livello sonoro massimo di 80 dB (assai inferiore a quello naturale di ascolto rispetto all'orchestra), sarà sufficiente una potenza pari ad un decimo di watt; occorrerà però una potenza dieci volte superiore alla prima (ossia 1 W) per raggiungere un livello di 90 dB (ancora inferiore a quello massimo naturale che i suoni di un'orchestra possono raggiungere se ascoltati da vicino), ed una potenza di ben 100 volte superiore alla prima, e dieci volte superiore alla seconda (ossia

10 W) per ottenere un livello massimo di ascolto di 100 dB, di poco inferiore alla soglia del dolore.

Naturalmente, questo grafico permette di stabilire — come già si è detto — il limite minimo della potenza che l'amplificatore deve presentare, il che impone una interessante considerazione: sappiamo tutti che ogni amplificatore deve presentare un notevole margine di potenza, affinché risulti possibile raggiungere il massimo livello sonoro necessario, senza sfruttare completamente la potenza disponibile. Ciò in quanto — sebbene vengano adottate tutte le possibili precauzioni per ridurre al minimo la distorsione — quest'ultima è sempre tanto più pronunciata, quanto maggiore è la potenza richiesta all'amplificatore. Di conseguenza, conviene sempre disporre di un impianto che possa fornire il livello massimo di ascolto senza sfruttare più della quarta parte della sua potenza massima nominale.

Nei confronti dell'esempio fatto, tenendo quanto sopra nella dovuta considerazione, potremo quindi stabilire che — sebbene la potenza minima nominale debba essere rispettivamente di 0,1 - 1 e 10 W - in pratica sarà bene considerare il quadruplo di tale valore. Occorreranno perciò:

- 0,4 W per un livello massimo di 80 dB
- 4,0 W per un livello massimo di 90 dB
- e 40,0 W per un livello massimo di 100 dB

Naturalmente, come abbiamo premesso, il grafico di figura 2 è riferito ad un tempo di riverberazione minimo ideale pari appunto a 0,58 secondi.

Una volta stabilita dunque la potenza ideale, non resta che effettuare la scelta dell'amplificatore più conforme alle proprie esigenze. Questa scelta può essere effettuata consultando i cataloghi forniti dai fabbricanti e dai distributori di impianti Hi-Fi non tralasciando, per quanto possibile, di ascoltare personalmente gli apparecchi che interessano.

La figura 3 illustra a titolo d'esempio un amplificatore di produzione Sony, e precisamente il model-

lo TAA1120A, di tipo stereo, avente una potenza di uscita di 50 + 50 W, con distorsione totale pari a 0,05%.

La risposta alla frequenza è praticamente lineare da un minimo di 5 Hz ad un massimo di 200.000 Hz, con un rapporto tra segnale e rumore di ben 110 dB.

La figura 4 mostra invece il modello TA1010, avente una potenza di

SUGGERIMENTI PER LA SCELTA DEGLI ALTOPARLANTI

Anche le caratteristiche di queste unità variano notevolmente, in funzione del costo e delle prestazioni. Agli effetti della loro scelta, occorre innanzitutto considerare che la loro potenza nominale deve essere



Fig. 4 - L'amplificatore Sony Mod. TA1010, pur essendo tra i più economici, presenta caratteristiche di responso e prestazioni in grado di soddisfare anche l'utente di una certa esigenza.

15 + 15 W, con una distorsione armonica dello 0,5%, ed una linearità di responso compresa tra 25 e 30.000 Hz.

La figura 5 illustra infine il modello Sony TA1144, avente caratteristiche di potenza di 30 + 30 W, con una distorsione armonica dello 0,1%, ed una linearità di responso compresa tra 10 e 100.000 Hz.

Si tratta quindi di tre esemplari

pari o maggiore alla potenza nominale dell'amplificatore, ma non certamente minore. In altre parole, sarebbe assurdo collegare un altoparlante della potenza nominale di 10 W all'uscita di un amplificatore avente una potenza nominale di 60 W, in quanto si correrebbe il grave rischio di deteriorarlo irrimediabilmente, in corrispondenza di un passaggio sonoro a forte livello.



Fig. 5 - Amplificatore Sony Mod. TA1144; la sua potenza è di 30 W per canale.

che fanno parte di una gamma in realtà assai più vasta, e che mettono in chiara evidenza come sia possibile soddisfare esigenze di qualsiasi tipo e di qualsiasi natura, in relazione anche alle possibilità economiche di chi deve effettuare la scelta.

D'altra parte, occorre però considerare che spesso si prevede la possibilità di applicare all'uscita dell'amplificatore più di una unità di riproduzione, nel quale caso la potenza di uscita fornita dall'amplificatore stesso si suddivide tra i vari altoparlanti, a seconda della lo-



Fig. 6 - Cassa acustica Beovox 4000. Si tratta di una delle più recenti realizzazioni della famosa casa Danese capace di sopportare un carico di 60 W.

ro dissipazione e dei rapporti di impedenza.

Un altro fattore di notevole importanza è proprio l'impedenza, il cui valore deve necessariamente corrispondere a quello dell'impedenza di uscita dello stadio finale. Già altre numerose volte abbiamo pubblicato articoli relativi alla tec-



Fig. 7 - Aspetto del diffusore Beovox 5000 a struttura verticale.

nica di adattamento dell'impedenza dello o degli altoparlanti all'uscita dell'amplificatore, e — per non ripeterci — rimandiamo il Lettore a quanto già pubblicato appunto su questo argomento.

I tipi economici constano di solito di un'unica unità, studiata in



Fig. 8 - Foto illustrante l'unità Beovox 2600.

modo tale da presentare un responso sufficientemente uniforme sull'intera gamma delle frequenze acustiche. Si tratta spesso di altoparlanti «bi» o anche «tri-conici», che possono avere una discreta resa sia sulle frequenze gravi, sia su quelle intermedie e su quelle acute.

Esistono però anche numerosi modelli di unità più complesse, costituiti ad esempio da due elementi, di cui uno per le note gravi ed uno per le note acute, o anche da tre o più elementi, nel qual caso si ha di solito un «woofer» per la sola riproduzione delle frequenze più basse, uno o più elementi «mid-range» per le frequenze centrali, ed uno o più «tweeter» per la sola riproduzione delle frequenze acustiche più elevate.

Gli altoparlanti variano agli effetti della classe a seconda della natura e delle caratteristiche dei filtri «crossover» incorporati nelle casse acustiche. Questi filtri hanno notoriamente il compito di suddividere l'energia elettrica proveniente dall'uscita dell'amplificatore, in modo che i segnali a frequenza bassa vadano ad eccitare soltanto le unità preposte alla loro riproduzione, e che i segnali di frequenza più elevata interessino invece soltanto quelle unità che hanno il compito di riprodurli riconvertendoli in onde sonore.

Nell'eventualità che si tratti di un impianto stereo, è ovvia l'opportunità di disporre di almeno due unità di riproduzione identiche tra loro, che dovranno essere installate nei punti più idonei del locale di ascolto, in modo da ottenere la massima superficie possibile della zona all'interno della quale l'effetto stereo risulta più pronunciato ed avvertibile.

Per fare qualche esempio anche per quanto riguarda le possibilità di scelta delle unità di riproduzione la figura 6 riproduce l'aspetto del modello Beovox 4000, che — oltre alla sezione dei bassi — è munito di un altoparlante per toni medi, e di due sezioni per i toni alti, con possibilità di sopportare una potenza massima continua di 60 W. Le dimensioni sono di mm 350 di altezza, 650 di larghezza, e 280 di profondità.

La figura 7 rappresenta invece lo aspetto del modello Beovox 5000, a disposizione verticale, munito di due unità base di costruzione speciale, nonché di tre unità Dome B & O, oltre ad una connessione per distanziatore di suoni alti, come ad esempio il Beovox 2500 Cube. Anche questo altoparlante può funzionare con un carico di 50 W per funzionamento continuo, oppure di 80 W di picco istantanei. Le dimensioni sono di mm 730 di altezza, 470 di larghezza e 325 di profondità.

La figura 8 illustra ancora un modello di dimensioni ridotte, e precisamente il tipo Beovox 2600, costituito da una unità di base di costruzione speciale, e da una unità Dome B & O. Sopporta un carico massimo di 30 W per funzionamento continuo o di 60 W istantaneo, ed ha le dimensioni di mm 240 di altezza, 600 di larghezza e 275 di profondità.

Per fornire un'idea più dettagliata delle caratteristiche costruttive interne di un diffusore elettroacustico complesso, la figura 9 mette in evidenza la parte posteriore del pannello frontale di una unità Pcerless, costituita appunto da un «woofer», da una unità «mid-range», e da un «tweeter», nonché dal necessario filtro «crossover», per la suddivisione adeguata dei segnali elettrici a seconda della loro frequenza.

Anche la Sony — ad esempio — dispone di numerosi esemplari di diffusori acustici, di cui la figura 10 illustra due interessanti modelli. In alto è visibile un diffusore a tre vie, Mod. SS3300, di tipo completamente chiuso. Ciascuno di questi modelli contiene un «tweeter» da 5 cm, un'unità per frequenze centrali da 13 cm, ed un «woofer» da 30 cm con una potenza di uscita massima di 60 W, e con un responso alla frequenza lineare tra 30 e 20.000 Hz. In basso è invece illustrato un elemento d'una coppia di diffusori omnidirezionali, Mod. SS9500. L'impianto comprende complessivamente sei altoparlanti da 100 mm di diametro montati a stella, racchiusi in un mobile assai elegante, avente la forma tipica del «bongo». La potenza nominale è di 50 W, con un

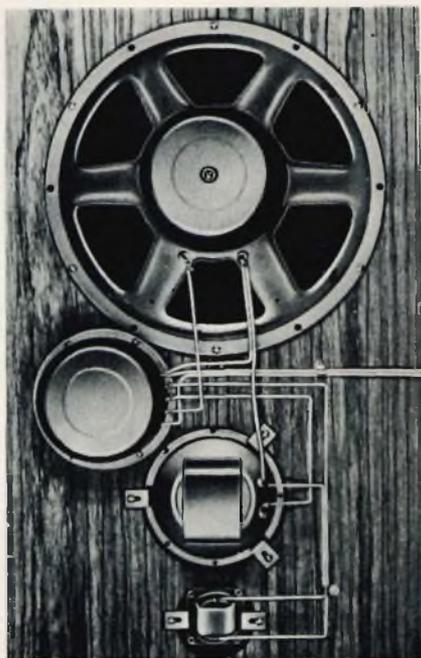


Fig. 9 - Esempio di struttura interna di un diffusore complesso di produzione Peerless.



Fig. 10 - Esempi di diffusori complessi, di produzione Sony. In alto, il Modello SS-3300, di tipo completamente chiuso. In basso, una tipica realizzazione a forma di «bongo» (Mod. SS-9500).

valore di picco di 100 W, e la linearità di responso è compresa tra un minimo di 50 ed un massimo di 18.000 Hz. Le dimensioni sono di mm 360 x 450 x 600.

I modelli disponibili sul mercato, sia di produzione nazionale, sia di produzione straniera, sono praticamente infiniti, per cui sarebbe assai arduo farne un'esposizione completa, se non occupando uno spazio assai maggiore di quello disponibile in queste pagine. Il Lettore che fosse in dubbio agli effetti della scelta, non dovrà però fare altro sotto questo aspetto che rivolgersi al suo fornitore di fiducia, per ottenere innanzitutto i ragguagli necessari, e per poter quindi effettuare l'acquisto in base alle sue esigenze ed alle sue possibilità.

QUALE GIRADISCHI?

Come già si è detto, tra le prerogative più importanti di un giradischi sono da considerare

- L'assoluta costanza della velocità di rotazione, per tutti i valori necessari di 16, 33,3 45 e 78 giri al minuto.
- La lunghezza della testina e del braccio, nonché la mobilità di quest'ultimo, che intervengono in modo decisivo sia sulla qualità della riproduzione, sia sulla durata dei dischi.
- La classe della testina, che può appartenere a diverse categorie.
- L'errore di tangenzialità del braccio.

Esistono testine piezoelettriche, testine magnetiche, ceramiche ed elettrostatiche, ciascuna delle quali presenta pregi e prerogative che ne rendono complessa la scelta.

Per citare qualche esempio anche sotto questo aspetto, la **figura 11** illustra sette modelli di testine che possono essere installate sui giradischi del tipo Beogram 1000, con ampie possibilità di scelta sia agli effetti delle prestazioni, sia agli effetti del tipo di puntina, che viene precisato per ciascun modello.

La **figura 12** illustra invece lo aspetto tipico della testina Sony VC-8E, del tipo a bobina mobile, studiata per soddisfare anche le esigenze più critiche, grazie sia alla sua leggerezza, sia alla sua eleva-



SP 14 A con diamante sferico.



SP 10 A con diamante puro sferico.



SP 12 A con diamante puro ellittico.



SP 9 con diamante puro ellittico.



SP 14 con diamante sferico.



SP 10 con diamante puro sferico.



SP 12 con diamante puro ellittico.

Fig. 11 - Esempi di testine di vario tipo, usate dalla B & O a corredo di giradischi di alta qualità. I modelli si differenziano anche per il tipo di puntina.



Fig. 12 - Foto illustrante da due diversi punti di vista l'aspetto della testina magnetica VC-8E di produzione Sony.

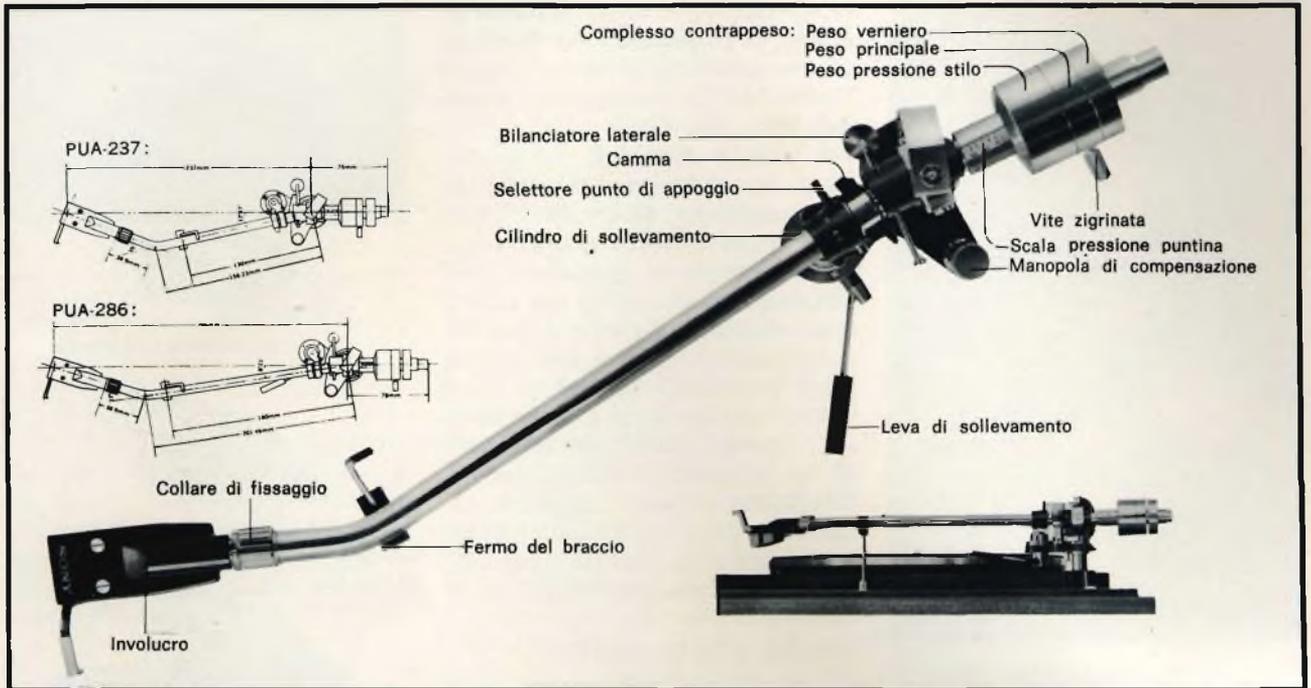


Fig. 13 - Fotografia della struttura tipica di un braccio Sony. Sono indicati i componenti principali che ne stabiliscono i pregi di leggerezza, di mobilità e di assenza di errore di tangenzialità.



Fig. 14 - Aspetto del giradischi Sony Mod. PS-1010.



Fig. 15 - Fotografia illustrante il giradischi Beogram 1500. Si tratta di una apparecchiatura di alta classe, con caratteristiche professionali.

ta «compliance» ed alla eccellente separazione tra i due canali stereo.

Per meglio rendersi conto della importanza che le caratteristiche di struttura, di leggerezza e di mobilità del braccio presentano in rapporto alla qualità della riproduzione di un disco, la **figura 13** illustra il braccio modello PUA-237/286 di produzione Sony, mettendone in evidenza le diverse parti che ne stabiliscono i pregi principali. Si tratta di un braccio staticamente bilanciato ed ultrapreciso, indispensabile per completare adeguatamente un buon impianto di riproduzione.

Esso risulta infatti completamente esente da fenomeni di attrito, e l'errore di tangenzialità è stato ridotto al punto tale da poter essere considerato praticamente trascurabile ad ogni effetto.

Per quanto riguarda le possibilità di scelta, i giradischi non vengono meno rispetto agli altri elementi di una catena Hi-Fi precedentemente citati. Numerosissime fabbriche si sono specializzate in questo campo specifico, tra cui la Thorens, la Elac, la Dual, la Garrard, ecc. I modelli attualmente in commercio sono stati concepiti con caratteristiche tali da poter superare qualsiasi

critica, dai punti di vista economico e funzionale.

Per citare due esempi tipici, la **figura 14** illustra il modello Sony PS1010, e la **figura 15** il modello Beogram 1500.

Trattandosi di due modelli completamente diversi, per quanto riguarda l'estetica e le prestazioni, essi costituiscono un chiaro esempio delle vastissime possibilità di scelta di cui il «musicofilo» dispone per l'allestimento del suo impianto personale.

L'AGGIUNTA DEL SINTONIZZATORE

Una delle frasi fatte più comuni che spesso vengono pronunciate per definire un buon sintonizzatore è che «le prestazioni di un componente appartenente a questa categoria dipendono sostanzialmente dalle caratteristiche di sensibilità dell'antenna, nonché dalla distanza che sussiste tra questa e l'antenna del trasmettitore che si desidera «ricevere»; in pratica, si tratta indubbiamente di argomenti di notevole importanza, nel senso che il vantaggio principale che la modulazione di frequenza presenta nei confronti della modulazione di ampiezza

za consiste proprio nel fatto che — se l'ampiezza del segnale ricevibile è sufficiente — la ricezione risulta assolutamente priva di disturbi interferenti, solitamente dovuti a variazioni di ampiezza del segnale estranee alla modulazione, in quanto l'unico segnale che può essere rivelato e riprodotto è costituito dalla modulazione della frequenza portante, ad opera dei segnali acustici che vengono trasmessi.

Occorre però considerare che anche nei confronti dei sintonizzatori le possibilità di scelta sono praticamente illimitate: esistono infatti sintonizzatori di minime pretese, che consentono però del pari lo ascolto di tutta la gamma delle frequenze acustiche compresa tra 16 e 16.000 Hz, col vantaggio di una spesa relativamente ridotta, e forse con l'unico svantaggio di una sensibilità non sempre adeguata alle esigenze. Per contro, esistono dei modelli le cui prestazioni sono leggermente superiori per quanto riguarda il responso alla frequenza, ma che risultano di classe assai più elevata per quanto riguarda invece la sensibilità nei confronti delle emittenti assai deboli e lontane.

Oltre a ciò, alcuni esemplari prevedono particolari dispositivi elettronici, come ad esempio la commutazione automatica dell'amplificatore sul funzionamento stereo quando viene ricevuto un programma stereofonico funzionante sul sistema «multiplex»; altri ancora che sono muniti addirittura di uno strumento che permette di valutare direttamente l'intensità di campo del segnale in arrivo sull'antenna, ed altri che sono muniti di particolari circuiti per il controllo manuale ed automatico della sintonia.

Da anni sono stati messi in commercio anche interi impianti di amplificazione ad alta fedeltà, comprendenti addirittura il sintonizzatore, che viene abbinato allo stesso mobile contenente la sezione di amplificazione a frequenza acustica.

Per meglio intenderci, la **figura 16** illustra l'aspetto tipico di un sintonizzatore AM-FM multiplex stereo di produzione Sony (Mod. STR-6060FW) mentre la **figura 17** illustra l'aspetto tipico di un appa-

recchio prodotto dalla medesima Casa Giapponese, e precisamente del modello HST-399, che — oltre al sintonizzatore — contiene an-

che la sezione di amplificazione stereo e persino il dispositivo per la lettura e la registrazione di nastri, col sistema a cassetta.



Fig. 16 - Aspetto tipico del sintonizzatore STR-6060FW, di produzione Sony.



Fig. 17 - Sintonizzatore Sony Mod. HST-399, che — oltre al doppio amplificatore — contiene anche un registratore a cassetta.



Fig. 18 - Esempio di impianto base Sony Mod. HP-188/SS-188, con cambiadischi.



Fig. 19 - Esempio di piastra di registrazione stereo Sony a bobina, Mod. TC-266.

In fig. 18 è visibile un tipico impianto hi-fi della Sony.

IL REGISTRATORE

Abbiamo lasciato volutamente per ultimo il registratore, non per la sua minore importanza, ma per il fatto che in questo campo le possibilità di scelta sono ancora più vaste. Tra i numerosissimi modelli disponibili in commercio, le caratteristiche variano in modo notevole sia per quanto riguarda la qualità di registrazione e di riproduzione, sia per quanto riguarda invece il numero delle tracce registrabili con funzionamento mono o stereofonico, ed anche per quanto ri-

guarda le possibilità di controllo della registrazione e dell'ascolto.

Anche nei confronti del registratore ci limiteremo ad illustrare due soli modelli, il primo dei quali è la piastra Sony TC-266, interamente a transistori, che può funzionare in posizione orizzontale o verticale, munita di testina separata per il canale destro e per quello sinistro (figura 19).

La seconda illustrazione (figura 20) è invece riferita al modello Beocord 1600, che rappresenta una delle più moderne realizzazioni attualmente disponibili in commercio. Si tratta di uno strumento assai complesso e completo, in grado di effettuare qualsiasi registrazione e

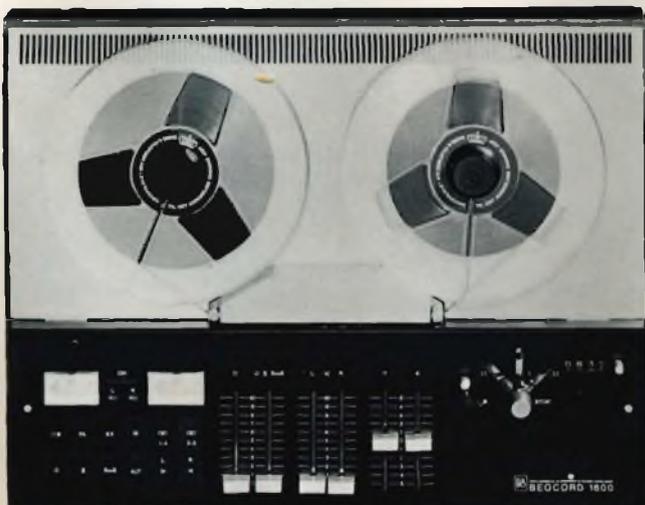


Fig. 20 - Il registratore Beocord professionale Modello 1600.

qualsiasi riproduzione, grazie alle ampie possibilità di controllo e di dosaggio del segnale, attraverso i comandi comodamente disposti sulla parte inferiore del pannello.

Naturalmente, le due Case citate producono anche altri numerosi modelli, con caratteristiche e prestazioni assai diverse, ma tutti contraddistinti da eccezionali pregi di funzionamento e di stabilità, che ne hanno determinato l'indiscusso successo.

CONCLUSIONE

Come già è stato premesso, non sarebbe stato possibile in queste poche pagine descrivere dettagliatamente tutta la produzione commerciale disponibile nel campo dell'alta fedeltà, e ciò a causa soprattutto dell'enorme varietà dei modelli e delle loro prestazioni.

In linea di massima, l'impianto «base» è costituito da un giradischi, da un amplificatore e da un sistema di altoparlanti. A volte il giradischi e l'amplificatore sono abbinati in un'unica apparecchiatura, mentre altre volte sono separati. Allo impianto base è poi possibile aggiungere le altre apparecchiature complementari (registratori, ricevitori per filodiffusione, sintonizzatore, ecc.) a seconda delle esigenze dell'appassionato.

Abbiamo però voluto sintetizzare quali sono i criteri ai quali è opportuno attenersi per effettuare la scelta più conveniente in base alle proprie necessità, invitando il Lettore che dovesse prendere delle decisioni agli effetti dell'allestimento di un impianto a rivolgersi al suo fornitore di fiducia, dal quale potrà ottenere informazioni assai più dettagliate su tutti i modelli disponibili di ciascun componente.

Ciò che conta, è che egli sappia con esattezza quale è la potenza dell'amplificatore indispensabile per ottenere un ascolto adeguato a seconda delle dimensioni del locale in cui l'installazione avrà luogo, dopo di che potrà fare la sua scelta tenendo conto anche del fattore economico, di quello estetico e delle caratteristiche funzionali, di importanza determinante.



GIRADISCHI AUTOMATICO PROFESSIONALE GARRARD ZERO 100

Il nuovo Zero-100 offre la più grande combinazione di caratteristiche avanzate mai offerta da qualsiasi cambiadischi professionale di qualità «transcription».

Un geniale braccio del pick-up elimina virtualmente l'errore di «tracking» ed un porta cartuccia regolabile minimizza l'angolo verticale di errore della puntina nel funzionamento manuale o automatico.

Lo Zero-100, a due velocità, offre il controllo manuale o il funzionamento automatico fino a 6 dischi. Viene impiegato un nuovo compensatore anti-skating magnetico privo di attrito, e la regolazione del peso della cartuccia è accurato a 1/4 di grammo.

Il motore Garrard «Sincro-Lab» assicura condizioni di velocità costante, ed il controllo variabile di velocità permette l'assoluta precisione della tonalità. Lo stroboscopio illuminato permette di controllare l'esatta velocità di rotazione del piatto.

Queste caratteristiche, unite a quelle di «wow» e «flutter» minore dello 0,1% r.m.s. e di «rumble» minore di -51 dB (alla velocità di 1,4 cm/s a 100 Hz), indicano il livello di perfezione raggiunto in un apparecchio di qualità professionale che unisce la versatilità di un cambiadischi.

Non vi è nulla da aggiungere salvo esaminare in dettaglio alcune delle caratteristiche principali del notevole Zero-100.

ERRORE DI «TRACKING»

Fino all'introduzione del nuovo Zero-100 l'errore di «tracking», con la sua inevitabile perdita di qualità, doveva venire accettata anche sugli apparecchi più costosi dotati di bracci e di pick-up convenzionali.

Perché? Perché quando un disco viene inciso, lo stelo è sempre ad angolo retto rispetto al solco. Ma quando il disco viene riprodotto su di un apparecchio convenzionale, il braccio descrive un arco dal suo fulcro, cosicché la puntina è perpendicolare al solco solo in due punti. Perciò, l'errore di «tracking» è inevitabile in qualsiasi apparecchio «standard», anche nei più perfezionati.

Nello Zero-100 un nuovo braccio pick-up con la testina ruotante elimina virtualmente l'errore di «tracking» e con esso l'inevitabile distorsione che ne risulta. Col muoversi del braccio attraverso il disco, la testina ruota mantenendosi tangente al solco.

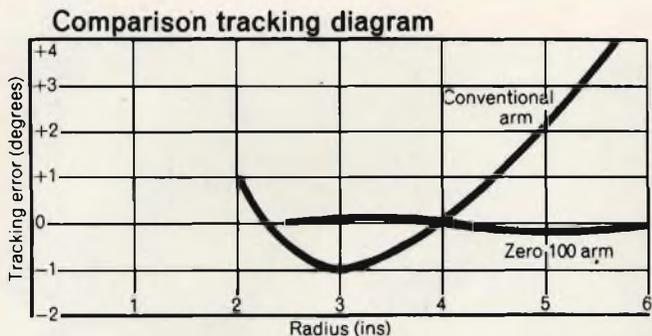


Fig. 1 - Confronto tra le misure dell'errore di «tracking» di un braccio convenzionale e quello dello Zero 100.

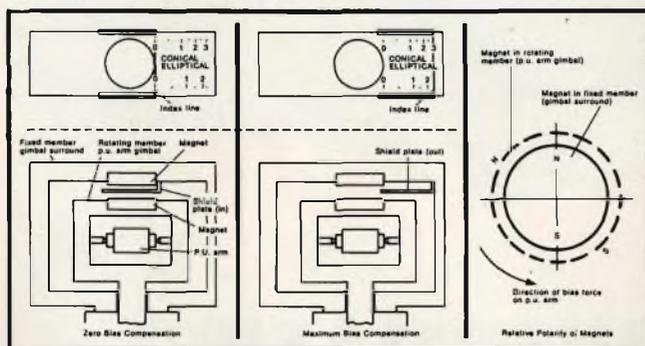


Fig. 2 - Funzionamento dell'anti-skating magnetico con scudo inserito o disinserito e la polarità relativa dei magneti.

ANGOLO DELLA PUNTINA REGOLABILE

Per avere una riproduzione ottimale l'angolo della puntina dovrebbe essere uguale a quello dello stelo durante l'incisione del disco. Lo Zero-100 è perciò munito di una semplice leva di regolazione sul pick-up. Quando viene suonato un disco alla volta la posizione M (manuale) dà la corretta angolatura della puntina per funzionamento manuale. Quando invece si suona automaticamente un numero di dischi la posizione A (automatico) dà l'ideale angolatura media.

REGOLAZIONE DELLA CARTUCCIA

Per beneficiare pienamente delle perfette caratteristiche di «tracking» dello Zero-100, esso viene fornito di un calibro per ottenere un perfetto allineamento della cartuccia.

COMPENSAZIONE ANTI-SKATING

Lo Zero-100 ha un compensatore anti-skating che impiega il principio magnetico che poli di ugual segno si respingono. Uno schermo può venire inserito tra i magneti cosicché a seconda della posizione dello schermo la forza anti-skating è variata. La scala è diversamente calibrata a seconda che si utilizzino puntine sferiche od ellittiche.

REGOLAZIONE PRECISA DELLA PRESSIONE DELLA PUNTINA

Come ci si può aspettare, lo Zero-100 è progettato per poter funzionare con le cartucce più sensibili oggi disponibili. Un'indicazione della sua precisione la si può vedere dalla scala calibrata scorrevole del peso lungo circa 8 cm calibrata da 0 a 3 grammi ad intervalli di 1/4 di grammo rendendo possibile la regolazione della pressione della puntina con estrema precisione.

MOTORE «SINCRO-LAB» BREVETTATO

Il nuovo Zero-100 è munito del motore «Sincro-Lab» della Garrard che combina le caratteristiche migliori del motore ad induzione con quelle del motore sincro.

Ciò viene ottenuto mediante un motore a due sezioni: una sezione dà la spinta iniziale, l'altra porta il motore in sincronismo con la frequenza della rete di alimentazione, raggiungendo la velocità ottimale del motore. Si ottiene così una velocità costante ed il morbido e silenzioso funzionamento del ben collaudato motore ad induzione.

CONTROLLO FINE DI VELOCITÀ

Lo Zero-100 è munito di un controllo fine di velocità che permette una variazione del $\pm 3\%$ (in tutto un semi-tono). Questo può venire utilizzato per raggiungere una perfetta tonalità del disco. La velocità è facilmente ed accuratamente regolabile ruotando il disco che circonda il comando che seleziona la velocità e la dimensione del disco.



Fig. 3 - Il braccio dello Zero 100 e leva articolata con sistema a pantografo.

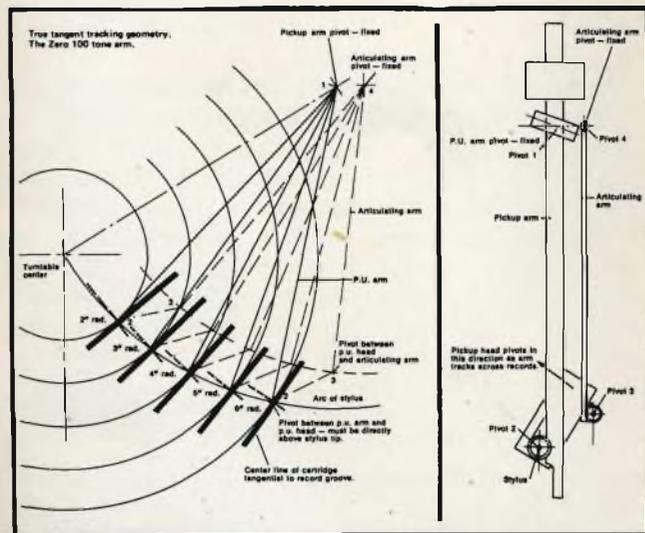


Fig. 4 - Geometria inerente alla soluzione del problema di una lettura esente da distorsione angolare.

STROBOSCOPIO

Una accurata marcatura stroboscopica sulla parte inferiore del piatto viene illuminata da una lampada al neon ad alta intensità ed è visibile attraverso una finestrella sulla piastra del cambiadischi, permettendo un immediato controllo della velocità di rotazione del piatto.

PIATTO NON-MAGNETICO

Il piatto in alluminio di grande diametro è munito di un tappetino in gomma con profonde nervature per la protezione ed il sostegno del disco per tutto il suo diametro. Per il funzionamento manuale è previsto un perno centrale ruotante per una migliore riproduzione e per ridurre il consumo dei dischi.

FACILITA' DI CONTROLLO

Tre comandi a leva in ottone permettono un veloce e facile uso del comando automatico o manuale, del rifiuto o ripetizione del disco, del sollevamento ed abbassamento del pick-up (con freno idraulico) e dell'arresto.

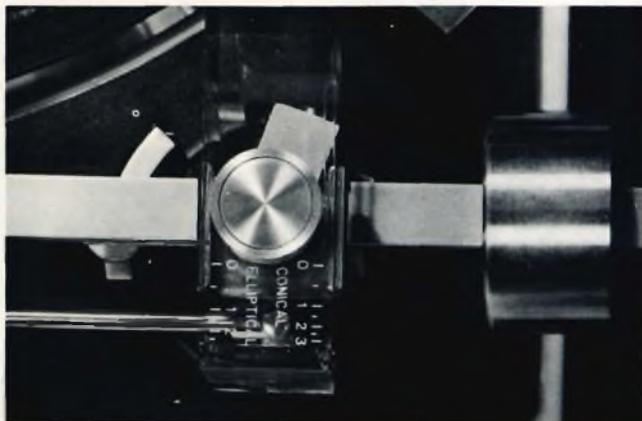


Fig. 5 - Particolare del braccio dello Zero - 100 della Garrard.

CAMBIO MANUALE ED AUTOMATICO

Lo Zero-100 offre la possibilità di suonare manualmente od automaticamente dischi singoli a 33 1/3 o 45 giri al minuto. Si può suonare automaticamente fino a 6 dischi. Il sistema di appoggio dei dischi in due punti ne assicura un movimento dolce e sicuro.

per le vostre misure elettriche



Elettropinza MX 402

- Correnti da 0 a 1000 A
- Tensioni da 0 a 600 V
- Resistenze da 0 a 5 K Ω
- Memoria della misura



Elettropinza 400

- Correnti da 0 a 300 A
- Misura di tensione da 0 a 600 V in 3 gamme
- Alcuni accessori estendono l'impiego della stessa nel campo degli elettrodomestici

Due strumenti rapidi e precisi, per misurare istantaneamente, con una sola mano, le connessioni e le correnti alternate

nozza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:



Divisione della ITT Standard
Piazza de Angeli 7
20146 Milano
Tel. 4 69 66 41 (4 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova 213
00191 Roma
Tel.: 32 36 71

Fig. 1 - Il mercato dei ricetrasmittitori per la polizia USA è di circa 10 milioni di dollari l'anno e si accresce rapidamente



NUOVE ELETTR LA LOTTA

Lestate scorsa, nella città di New York, la squadra «Safe, Loft and Truck» del dipartimento di polizia, si stava rimettendo da un'amara delusione. Una gang di ladri aveva commesso in un anno quaranta furti con scasso con un bottino di 1 milione di dollari. Parecchie volte, con apparente facilità, i ladri erano scappati proprio contemporaneamente all'arrivo della polizia. Il metodo di attività della banda era semplice: essi ignoravano gli allarmi che sapevano sarebbero scattati quando irrompevano in un ufficio o in un sotterraneo. Lavoravano invece in modo estremamente rapido, tenendo attentamente in considerazione il tempo medio che la polizia impiegava a rispondere ad un allarme. Dopo aver fatto piazza pulita degli oggetti di valore trasportabili, essi approfittavano dell'oscurità che li copriva per scappare per vie traverse, sovente sotto il naso degli ansimanti inseguitori della polizia.

La polizia interruppe questo sport una notte adottando un dispositivo elettronico per la visione notturna chiamato «Owl Eye» (oc-

chio di civetta); fabbricato dalla Aerojet Delft corporation di Azusa, in California e con la fama di essere in grado di intensificare la luce più di 24.000 volte. Incrociando nella zona preferita dagli svaligiatori, i detectives della squadra «Safe, Loft and Truck» rispondevano più velocemente del solito dopo che la banda aveva fatto scattare un allarme nell'ufficio di una gioielleria di Manhattan. I ladri abbandonarono il luogo nell'attimo stesso in cui i poliziotti correvano pesantemente su per le scale dell'ufficio al 18° piano. Essi sarebbero scappati ancora una volta senza difficoltà, ma con il dispositivo per la visione notturna, la polizia fu in grado di osservare le loro intricate manovre di fuga. I poliziotti catturarono uno dei membri della banda mentre s'aggrappava ad una scala di corda su di un lato del palazzo e ricuperarono un bottino di 240.000 dollari. Impressionati dall'efficacia dell'aiuto della visione notturna, i poliziotti chiesero al dipartimento di polizia di comperare alcuni di questi dispositivi a 7.500 dollari l'uno. Ne furono ordinati circa una dozzina.

DEMODULATORI DI LINGUAGGIO PER LA SICUREZZA

In altre parti degli Stati Uniti, dei casi paragonabili di amare delusioni e successi della polizia vengono segnalati ogni giorno nel corso della sfida tra uomini della legge e criminali. Praticamente, in ogni grande città, per esempio, è diventata pratica comune per molti ladri il portare con sé degli speciali radioricevitori mentre sono al lavoro. Questi apparecchi controllano le frequenze della polizia e i ladri sono avvisati con anticipo se sono stati scoperti e se le macchine radiocomandate di pattuglia stanno arrivando. Alcuni dipartimenti di polizia più progrediti hanno cominciato a rispondere all'attacco con demodulatori di linguaggio, così che i loro radiomessaggi non sono comprensibili per gli ascoltatori non autorizzati. Ma il problema maggiore è quello di ottenere un buon demodulatore elettronico ad un prezzo relativamente basso.

Fatti come questo indicano una crescente tendenza negli USA alla lotta contro il crimine: le tecniche

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE POTENZIANO LA LUTTA CONTRO IL CRIMINE

prima parte

dei criminali stanno diventando più abili, e la polizia, come l'esercito, comincia ad approfittare di aiuti elettronici per battere in astuzia il nemico.

Robert F. Beebe, Direttore dei Laboratori GTE della Sylvania Socio-system di Mountain View in California, ha dichiarato alla rivista «Electronic Design» che il giro di affari annuo per le nuove attrezzature elettroniche contro il crimine è di 100 milioni di dollari e questa cifra «può quintuplicarsi nei prossimi cinque anni». La valutazione di Beebe è basata su di uno studio dei criteri di pianificazione ricavato da fonti attendibili.

Nel suo primo anno fiscale, 1969, la «Federal Law Enforcement Assistance Administration» aveva un bilancio preventivo di 63 milioni di dollari. L'anno scorso ha ricevuto 268 milioni di dollari; per l'anno fiscale 1971 l'autorizzazione proposta è di 480 milioni di dollari. Un portavoce della LEAA ha detto che nel 1972 questa cifra raggiungerà 1 miliardo e 150 milioni di dollari e aumenterà ancora nel 1973 fino a 1 miliardo e 750 milioni di dollari.

Le apparecchiature per le comunicazioni ed il reperimento di informazioni rappresentano la parte più cospicua delle attrezzature elettroniche anticrimine. Le apparecchiature includono, oltre a dispositivi intensificatori di luce ed i demodulatori di linguaggio, quanto segue:

- Dispositivi di audio-sorveglianza.
- Elicotteri muniti di TV.
- Monitor automatici per autoveicoli.
- Walkie-talkies (piccoli ricetrasmittitori portatili) miniaturizzati.
- Migliori apparecchi radio riceventi e trasmettenti installati a bordo delle auto.
- Terminali digitali per autoveicoli.
- Telescriventi mobili

Per aiutare efficacemente la lotta contro il crimine. Negli anni 70 le industrie elettroniche necessitano di nuove tecniche e di nuovi progetti per soddisfare le speciali richieste della polizia. Questi mezzi progrediscono fondamentalmente nei campi tradizionali: modelli più

leggeri, più piccoli, che danno più affidamento e ad un prezzo inferiore. Compatibilmente, la polizia chiede anche robustezza e basso consumo.

APPARECCHIATURE BELLICHE DECLASSATE

Nel 1969, alcuni degli apparecchi impiegati per la sorveglianza notturna nel Vietnam furono declassati dall'esercito ed i dispositivi per la visione notturna diventarono disponibili per la polizia e per le applicazioni commerciali. I dispositivi comprendono rivelatori a raggi infrarossi e TV a basso livello di luce.

I sistemi a raggi infrarossi, quantunque meno dispendiosi, richiedono una illuminazione a raggi infrarossi - spesso luci di ricerca a raggi infrarossi che, pur essendo invisibili ad occhio nudo, richiedono maggiore apporto di energia e possono essere «viste» da chiunque, per mezzo di un semplice rivelatore a raggi infrarossi. Per l'impiego che ne fa la polizia USA si dimostrano più utili, per un uso continuato, delle TV a basso livello di luce.

La Divisione Sistemi Elettronici della Sylvania, a Mountain View in California, ha sviluppato una telecamera a basso livello di luce che, essa dichiara, può facilmente rivelare e registrare un uomo a 2,5 km di distanza, perfino nella più completa oscurità. Questa telecamera misura 20 x 7 x 9" (500 x 180 x 230 mm) e pesa 12 kg circa.

La prestazione a basso livello di luminosità si estende da 1×10^{-4} candele alla distanza di 30 cm al chiarore delle stelle, a 1×10^4 alla luce del giorno. La Motorola Inc. di Schaumburg nell'Illinois, fabbrica una telecamera a basso livello di luce nella quale il tubo intensificatore dell'immagine è accoppiato con fibre ottiche alle placche del tubo Vidicon.

La compagnia dichiara che ciò migliora in modo significativo la regolarità di funzionamento della telecamera fornendogli la protezione del Vidicon nei casi di forte illuminazione. La telecamera ha circa le stesse misure di quella della Sylvania e pesa circa 17 kg.

L'«Owl Eye» (l'occhio di civetta) della Aerojet Delft consiste in tre tubi intensificatori di immagini collocati orizzontalmente. Il gruppo assomiglia ad un megafono, con teleobiettivi applicati nella parte frontale. Le immagini vengono viste direttamente su un tubo ad ingrandimento.

Secondo il vice presidente della compagnia, Peter F. LeFort, l'«Owl Eye» (occhio di civetta) può essere impiegato con teleobiettivi per leggere la targa di un autoveicolo alla distanza di circa 200 metri». La sua risoluzione, egli dichiara, è equivalente a 10 volte quella della scansione di una TV convenzionale. Il gruppo è portatile, pesa 5,5 kg ed utilizza solamente tre batterie da flash per l'alimentazione.

«Quando un agente accende un riflettore lungo un viale, di notte, è un facile bersaglio» dice LeFort, «con un gruppo come l'Owl Eye, egli sarà in grado di sorvegliare un criminale senza essere osservato».

Nei prossimi due o tre anni, prevedono i funzionari della Aerojet

Delft, i dispositivi per la visione notturna verranno impiegati in quasi tutte le 172.000 macchine della polizia USA.

«Il prezzo di 7.500 dollari per l'Owl Eye» sempre secondo LeFort, «diminuirà con l'aumento della richiesta ed il miglioramento della tecnologia».

I demodulatori di linguaggio vengono sempre più usati nelle applicazioni civili, e gli organismi per la imposizione della legge considerano essenziale che i fabbricanti di queste apparecchiature garantiscano di non vendere i loro prodotti a chiunque non sia un acquirente autorizzato.

Per quanto concerne i dipartimenti di polizia, il problema più grande posto dai demodulatori è quello del prezzo: gli apparecchi di questo genere molto economici non sono efficienti e quelli veramente efficienti sono molto costosi. Un gruppo a basso prezzo è venduto per circa 125 dollari. Impiega quasi sempre una tecnica di inversione di voce, nella quale un

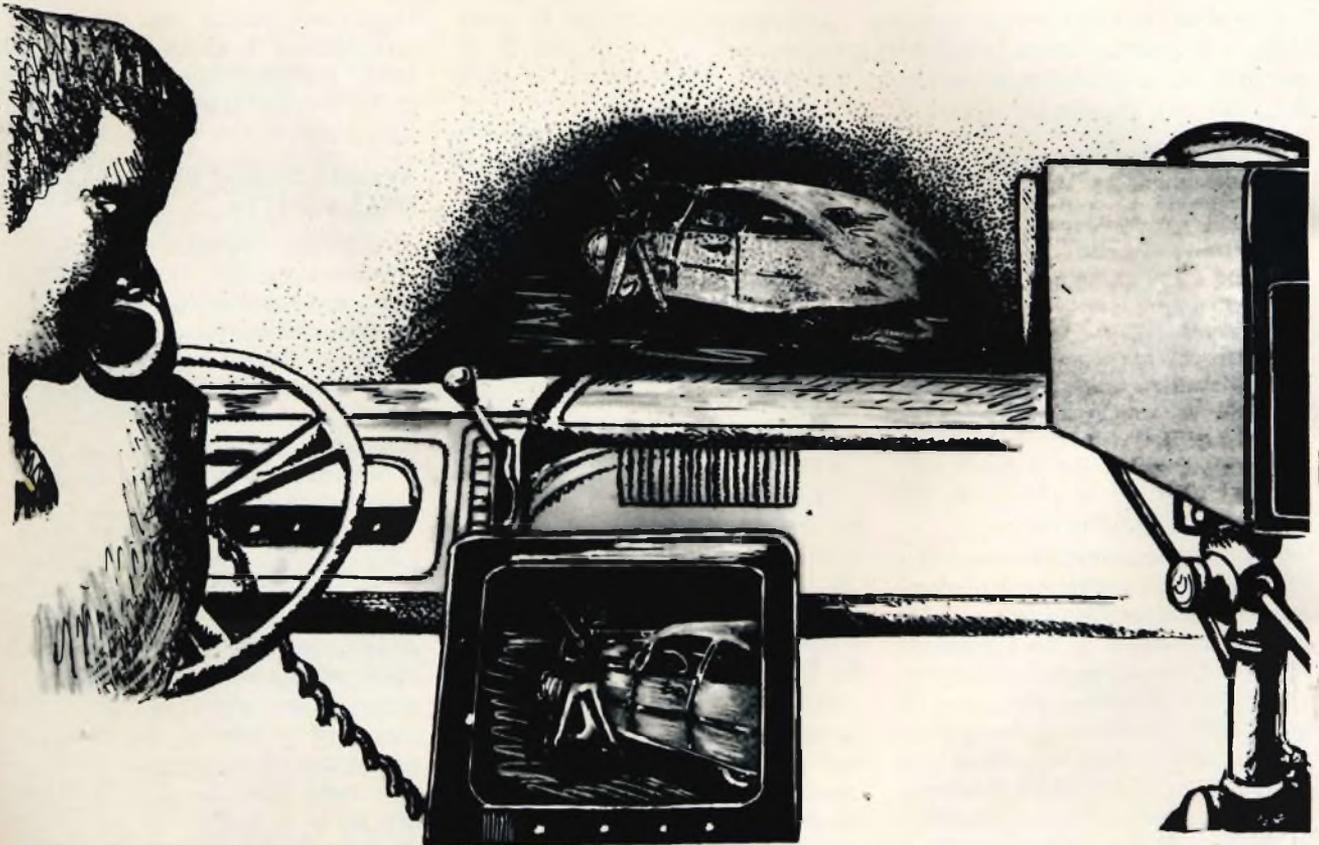


Fig. 2 - Dispositivi per vedere nel buio, come le televisioni a basso livello di luce, possono essere collocati nelle autopattuglie o negli elicotteri.

"DUETTO" SONY: IL NUOVO RADIOREGISTRATORE

CARATTERISTICHE

SEZIONE RADIO

Gamma di frequenza:

FM 87,5 ÷ 108 MHz;

AM 530 ÷ 1.605 kHz

Antenna telescopica e antenna
in ferrite

Potenza d'uscita: 1,8 W (massimi)

SEZIONE REGISTRATORE A CASSETTA

Cassette: standard

Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz

Ingressi: microfono, ausiliario e cuffia

Alimentazione: 110-120-220-240 V -
50-60 Hz oppure 6 Vc.c.

Dimensioni: 280 x 178 x 83

Peso: 3,6 kg

Il **CFM-8000 W** è un apparecchio che comprende in un unico mobile un radiorecettore AM/FM e un registratore a cassetta. I suoi pregi più importanti sono: sezione radio, ad elevata sensibilità e notevole potenza d'uscita, con A.F.C.; possibilità di registrazione diretta dei programmi radio; dispositivo SONY-O-MATIC per il controllo automatico del livello di registrazione; microfono incorporato di qualità professionale e presa per microfono esterno; possibilità di alimentazione in c.c. e in c.a.; linea moderna e praticità di impiego.



ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA



Fig. 3 - Centri di comando e controllo impieganti calcolatori che possono fornire ai poliziotti nella zona di sorveglianza numerosissimi dati in un tempo valutato in secondi.

modulatore bilanciato piega lo spettro della parola alla frequenza centrale ed i suoni della parola sono intercambiati in modo che i più alti componenti delle frequenze sono trasmessi come i componenti più bassi e viceversa. Poiché il modello è così semplice, Charles F. Teacher, un ingegnere della Philco-Ford a Willow Grove - Pa. dice «E' dubbio che tale dispositivo possa offrire anche un solo minuto di riservatezza ad un eventuale utente».

I demodulatori che impiegano delle tecniche digitali piuttosto che l'inversione di voce, garantiscono una segretezza relativamente completa, ma essi costano quasi 3.000 dollari l'uno. Si prevede che la produzione di questi gruppi in quantità di centinaia o più, oltre all'impiego di circuiti MSI, agli sviluppi dei circuiti ibridi e dei MOS ridurrà il costo a circa 1.000 dollari, come pure ridurrà le dimensioni, il peso e il fabbisogno di energia.

Il principio basilare di questi demodulatori è di digitalizzare l'informazione trasmessa con modulazione ad impulsi codificati od altre tecniche, e quindi unire i segnali desiderati, con l'uscita di un generatore che produce falsi rumori di fondo. Dato che i segnali falsi hanno essenzialmente il medesimo spettro di frequenza, i segnali miscelati risultano incompatibili per chi non possiede un gruppo codificatore del falso rumore di fondo.

Un serio ostacolo per le trasmissioni digitali di informazioni demodulate è l'affievolimento causato da problemi provenienti da diverse fonti.

Perfino se pochi bit di informazione vanno persi in ritardi causati da interferenze provenienti da qualsiasi fonte, i segnali possono essere facilmente persi. Teacher della Philco-Ford dice che è «improbabile» che l'informazione digitale possa essere trasmessa a 10 kilobit al secondo, la velocità minima di trasmissione di informazioni vocali - senza modificare le radio VHF/FM. Ciò è essenzialmente un problema di ampiezza di banda, complicato dal movimento del veicolo in direzioni diverse che causa ritardi differenziali nella ricezione dei segnali.

Un altro modo con cui la polizia tiene sotto controllo i criminali senza essere osservata è quello basato sull'impiego di dispositivi elettronici perfezionati.

DISPOSITIVI PER CAPTARE I BISBIGLI

«Un tipico dispositivo semplice» dice Ralph Herrlin, presidente della Microcomm Industries Corp. - Clearwater - Florida» può essere un prodotto finito di 50 x 12 x 8 mm, in grado di trasmettere un segnale a due o tre isolati di distanza in zona cittadina.

Herrlin, la cui compagnia fabbrica dispositivi per la polizia e gli organismi governativi, dichiara che un tale dispositivo può captare «un bisbiglio da un capo all'altro di una stanza». Un interruttore messo in azione dalla voce può essere incorporato nei dispositivi in modo che essi si mettono in funzione automaticamente quando le voci nella ca-

mera raggiungono un certo livello. Ciò mantiene al minimo il consumo di corrente.

Ci sono dei dispositivi molto elaborati, con banda molto stretta (deviazione di 1 kHz) che richiedono, per captare, degli speciali ricevitori. E ci sono dei dispositivi che diffondono le loro trasmissioni su parecchi megacicli. Ambedue i tipi sono difficili da captare perché il segnale tende a disperdersi nel rumore circostante.

Ci sono dei dispositivi a salto di frequenza che emettono un piccolissimo pezzo di informazione ad una frequenza, quindi saltano ad un'altra. A meno che uno abbia parecchi ricevitori, tutti sintonizzati successivamente sulla frequenza adatta ed in grado di ricongiungere l'informazione, è impossibile captare la trasmissione di un simile dispositivo senza un decodificatore.

Ma Herrlin pone in rilievo che gli organismi USA predisposti alla tutela dell'ordine pubblico richiedono dei semplici dispositivi che diano affidabilità, siano economici e di pratico impiego.

L'elicottero non può essere considerato un nuovo aeromobile, ma i dipartimenti di polizia nelle maggiori città USA stanno «scoprendo» solo ora il suo valore come veicolo di pattuglia abituale. In casi di tumulti civili; o perfino ingorghi del traffico, l'elicottero può venire impiegato come una piattaforma di osservazione nel cielo, ma esiste una grande necessità di un buon sistema televisivo aviotrasportato, come vedremo nella seconda parte di questo articolo.

PER LA REGIA TAVOLO DI REGIA REGISTRAZIONE SONORA

Descriveremo in queste pagine i requisiti tecnici e le caratteristiche elettriche del tavolo di regia realizzato per lo studio di registrazione milanese della Fonorama.

Questa regia è stata destinata ad una installazione fissa e costituisce un'unità di dimensioni non eccessivamente grandi se si tiene conto del ragguardevole numero delle prestazioni rese e della sua flessibilità di impiego.

Tutti i cavi di collegamento con i circuiti esterni giungono — tramite l'apposito cunicolo coperto — alle basi di sostegno del tavolo, che è situato nel centro della sala di regia. Le connessioni dei terminali dei cavi sono eseguite a mezzo di saldatura sulle punte d'attacco dei ripartitori schermati.

Il tavolo è perciò accessibile da ogni lato, mentre la collocazione centrale ne facilita l'operabilità.

La stessa collocazione pone in rilievo l'aspetto esterno della regia che si presenta di linea moderna, armoniosa ed elegante, completata dall'accuratezza delle rifiniture.

CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE

La struttura meccanica che contiene la regia consiste di un unico telaio costruito con profilati tubolari ed angolari saldati fra di loro in modo da costituire un supporto solido ed indeformabile.

L'intelaiatura si sviluppa essenzialmente nelle seguenti tre parti: il corpo del tavolo portante il piano



Fig. 1 - Vista del piano di lavoro del tavolo di regia audio realizzato dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens s.p.a. per lo studio di registrazione della FONORAMA.

di lavoro, l'alzata porta strumenti ed i due sostegni a sezione rettangolare, congiunti dalla pedana a livello del pavimento.

I lati interni della struttura sono dotati di montanti d'appoggio ai quali vengono fissati i complessi non regolabili.

Inoltre, allo scopo di irrobustire meccanicamente il telaio, negli angoli interni, corrispondenti agli spigoli, e nelle basi sono saldate delle squadre di rinforzo.

Il piano di lavoro si divide in tre sezioni, due delle quali sono ribaltabili ed una è fissa.

Le due sezioni, che si possono facilmente rovesciare in quanto risultano fissate baricentricamente ad un asse longitudinale, sono costituite dal sottotelaio fonico e dal pannello incroci.

Nella struttura portante è stato introdotto questo accorgimento meccanico per agevolare l'ispezionabilità interna e per eseguire rapidamente la manutenzione ordinaria del sottotelaio fonico e del pannello incroci.

La terza sezione contiene i complessi limitatori ed il sistema interfonico locale.

La sezione del sottotelaio fonico, che è la più estesa, accoglie le catene foniche propriamente dette e queste sono circuitualmente formate dai complessi, inseriti a cassetto nel senso della profondità del piano.

Nella realizzazione dei complessi e nella formazione delle linee foniche è stata adottata la suaccennata tecnica modulare ad innesto che, oltre a ridurre gli ingombri, permette di ottenere flessibilità di impiego, facilità di manutenzione e notevole sicurezza d'esercizio.

I complessi sono costruttivamente composti, a seconda delle funzioni, da una o due piastre a circuito stampato, aventi dimensioni modulari ed applicate al frontalino meccanico.

Al frontalino sono fissati gli organi di regolazione manuale mentre sul lato opposto è applicata la spina di connessione dell'unità ad innesto.

Ciascun modulo è chiuso lateralmente con piastre metalliche che hanno lo scopo di proteggere ed irrobustire, nonché di schermare lo stesso complesso circuitale.

Nella parte frontale del tavolo di regia, sia sul lato destro, sia su quello sinistro, in posizione facilmente raggiungibile dall'operatore, sono innestati i complessi delle linee entranti. Altri complessi ed altre unità, utilizzati in funzioni comuni, trovano posto nella parte posteriore della regia, pure alloggiati ad innesto negli appositi vani del piano verticale.

Tanto i pannelli laterali, foggiate con laminato plastico, che i pannelli della parte posteriore, costruiti con lamiera d'acciaio di 15/10, si possono agevolmente rimuovere per l'ispezione del tavolo nelle corrispondenti aree.

Il fissaggio dei pannelli all'intelaiatura di supporto è eseguito perimetralmente per mezzo di speciali fermagli di montaggio ad inserimento manuale rapido.

La verniciatura generale dei rivestimenti del tavolo è del tipo a fuoco mentre gli elementi del piano di lavoro sono anodizzati.

La pedana è rivestita di moquette.

EQUIPAGGIAMENTO

L'equipaggiamento del tavolo di regia, di cui la vista d'insieme ed il piano di lavoro appaiono nella illustrazione di figura 1, comprende:

- n. 24 catene foniche per altrettante linee d'ingresso;
- n. 8 catene foniche d'uscita;
- n. 4 catene foniche «mandata eco»;
- n. 1 sbarra «ascolto solisti» con due uscite separate;
- n. 16 «ritorni macchina»;
- n. 8 strumenti (Peak-Meter) per la misura dei livelli delle piste d'uscita;
- n. 4 strumenti (Vu-Meter) per la misura dei livelli delle mandate eco;
- n. 1 strumento correlatore di fase per la misura di Q;
- n. 2 uscite «ascolti studio»
- n. 1 quadro incroci;
- n. 8 compressori-limitatori della dinamica;
- n. 1 modulo di comando riverberatori;
- n. 1 modulo per microfono (Direttore artistico);
- n. 1 modulo per microfono (Operatore regia);

- n. 1 sistema interfonico per conversazione locale;
- n. 10 alimentatori stabilizzati 24 V, 1 A per circuiti fonici;
- n. 1 alimentatore stabilizzato 24 V, 8 A per la visualizzazione delle commutazioni.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO E CARATTERISTICHE

Per agevolare la comprensione del funzionamento del tavolo di regia, la parte circuitale dello stesso viene riprodotta nello schema a blocchi della fig. 2.

Gli ingressi della regia sono ventiquattro e corrispondono ad altrettante linee microfoniche che possono essere miscelate tra loro, secondo tutte le combinazioni possibili, su otto sbarre principali, oppure su sei sbarre principali ed una coppia stereo.

Per soddisfare l'estesa variabilità dei livelli microfoniche d'ingresso, il circuito entrante di ciascun amplificatore di canale offre la possibilità di adattare il guadagno sui valori da -5 a +75 dB con scatti di 10 dB.

Dall'uscita dell'amplificatore di canale il segnale viene quindi immesso nel filtro-effetti.

Il filtro-effetti offre la possibilità di attenuare o di esaltare, secondo l'esigenza, i toni alti e bassi e consente di produrre nel centro banda un effetto presenza.

Al filtro-effetti segue l'amplificatore di linea dotato di uno speciale dosatore che permette una precisa regolazione del segnale da addurre alle sbarre principali.

Alle otto sbarre principali i segnali fonici pervengono tramite i complessi di commutazione sbarre, costituiti da moduli terminali che, in numero di ventiquattro, costituiscono i circuiti miscelatori delle linee entranti.

Da ogni sbarra principale è derivata una pista che, dopo ulteriore amplificazione, dosaggio e disaccoppiamento immette il segnale nel ripartitore di registrazione.

I complessi di commutazione sono congegnati in modo che la settima e l'ottava sbarra principale — qualora vengano inserite contemporaneamente — presentino la possibilità di essere miscelate in coppia

MOS

- Registri statici fino a 128 bit.
- Registri dinamici fino a 1024 bit.
- Memorie ROM e RAM fino a 2048 bit.
- Porte multifunzione.
- Generatore di impulsi a 4 fasi.
- Contatore quadruplo decadico - up/down - sincrono.
- Generatore di caratteri a 2240 bit.

RADIO-TV, ELETTROACUSTICA

- Amplificatori IF/FM.
- Amplificatori radio, fino a 4 W.
- Regolatori di tensione da 5, 12, 15 V.
- Sezione audio completa per TV.
- Stabilizzatore per tuner TV a varicap.
- Signal Processing per TV.
- Divisore di frequenza a 7 stadi per strumenti musicali.
- Amplificatori, miscelatori, oscillatori per radio AM - FM.

BIPOLARI

- HLL - Serie H-100 (Porte, Flip-Flop, Funzioni varie).
- TTL - Serie T-100 (Porte, Flip-Flop, Funzioni varie).
- TTL - Serie 74 (Porte, Flip-Flop, Funzioni varie).
- LPDTL - Serie E-300 (Porte, Flip-Flop).
- DTL - Serie 930 (Porte, Flip-Flop, Funzioni varie).
- RTL - Serie 9900 (Porte, Flip-Flop, Funzioni varie).

CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI



CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

PROFESSIONALI E INDUSTRIALI

- Amplificatori operazionali.
- Amplificatori operazionali duali.
- Amplificatori comparatori.
- Amplificatore per lettura di memoria.
- Regolatori di tensione (5-8.5-12-15 V).
- Modulatore bilanciato.
- Amplificatore di canale.

DISPOSITIVI DISCRETI BIPOLARI

PROFESSIONALI E INDUSTRIALI

- Transistori per alta frequenza.
- Transistori miniaturizzati.
- Transistori per commutazione.
- Transistori a basso rumore.
- Transistori di potenza.
- Transistori ad alta tensione.
- Transistori duali e Darlington.
- Diodi.
- Fototransistori.
- Coppie e quaterne di diodi.
- Assemblaggi di diodi e transistori in varie configurazioni, secondo richieste particolari.

RADIO-TV, ELETTROACUSTICA

- Transistori per RF / VHF / UHF.
- Transistori per IF.
- Transistori per audio frequenza.
- Transistori per alta tensione.
- Transistori per deflessione TV.
- Transistori di potenza.
- Diodi.



Società Generale Semiconduttori, S.p.A. - SGS - Agrate Br., Milano, tel. 039/65341

OVUNQUE COMPETITIVA

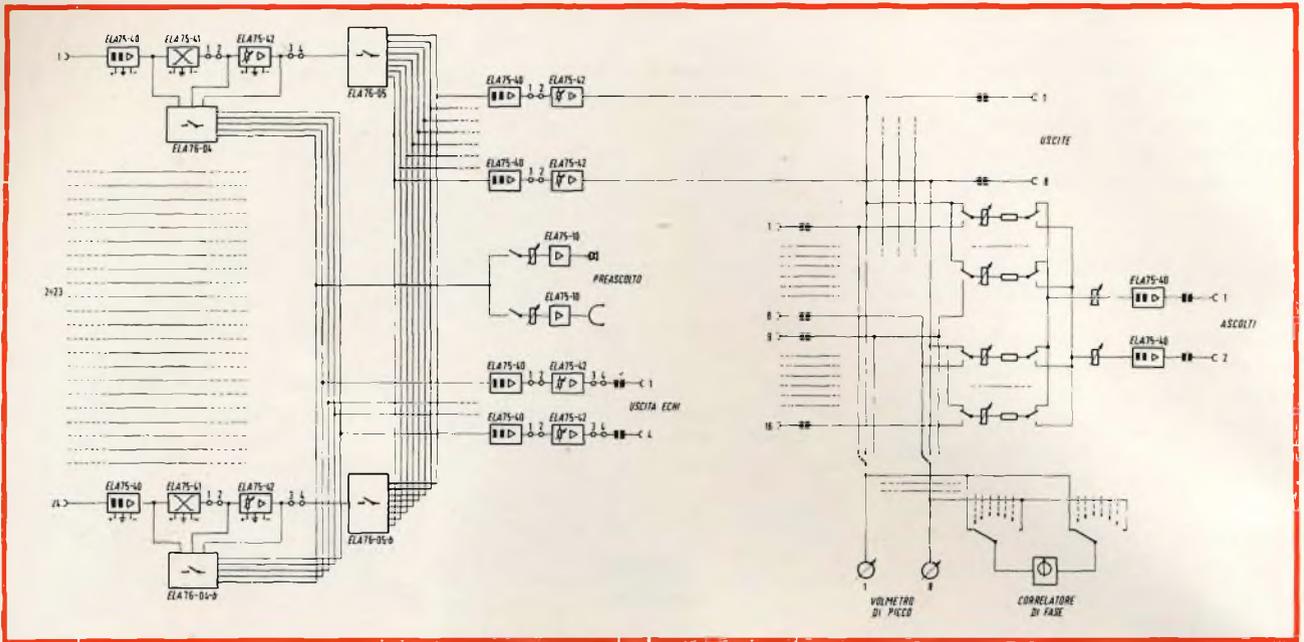


Fig. 2 - Schema a blocchi del tavolo di regia per la registrazione sonora, della Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.

per mezzo di potenziometri direzionatori, consentendo di ottenere l'effetto stereofonico.

Una parte dei segnali viene derivata dalle catene delle linee entranti, con possibilità di scelta o a monte o a valle del corrispondente amplificatore-dosatore, anche per effettuare la miscelazione sulle quattro sbarre ausiliarie per la «mandata eco».

L'operazione viene eseguita agendo sui tasti dell'apposito complesso di commutazione delle sbarre ausiliarie.

Per le successive funzioni di amplificazione, di regolazione e di disaccoppiamento delle «mandate eco» provvedono dei complessi del tutto analoghi a quelli impiegati nelle linee uscenti principali.

Su ogni uscita delle linee di servizio descritte, le modulazioni presentano il livello nominale +6 dB (1,55 Veff. c.a.) su carichi diversi.

Il controllo dei livelli viene effettuato mediante otto strumenti «Peak-Meter», commutabili o sulle linee uscenti o sui «ritorni macchina».

Gli strumenti possono inoltre misurare anche segnali esterni al tavolo per mezzo degli allacciamenti realizzabili col quadro incroci.

Per le misure dei livelli sulle mandate eco provvedono quattro strumenti «Vu-Meter».

Un sistema di commutazione interbloccato provvede a derivare, a scelta, la modulazione dalle otto uscite principali e dai sedici «ritorni macchina» e ad immetterla, dopo successiva amplificazione e regolazione, su due separate vie di «ascolto studio».

Lo strumento «correlatore di fase» consente di misurare il valore Q esistente fra qualsivoglia coppia di linee uscenti o di «ritorni macchina», oppure coppia mista, utilizzando i commutatori del controllo livelli e l'apposito commutatore di correlazione.

Dai ventiquattro canali d'ingresso, a monte del filtro effetti, è derivata inoltre la sbarra «ascolto solisti» permettente anche l'audizione parziale dei segnali entranti, in altoparlanti ed in cuffia.

Sono previste quattro linee di «ritorno eco» inseribili sugli ultimi quattro canali d'ingresso o in altri punti delle piste, attraverso le prese di sezionamento del quadro incroci.

Esternamente alle catene foniche il tavolo di regia è equipaggiato con otto moduli compressori-limitatori di dinamica. I compressori-limitatori, inseribili nei punti prestabiliti del circuito fonico attraverso le apposite boccole di sezionamento del quadro incroci, permettono di ottenere una diminuzione della dinamica dei segnali presenti e di

mantenere la stessa entro i limiti consentiti dalla catena di registrazione.

I compressori-limitatori sono dotati di strumento ed il livello di limitazione è regolabile per il perfetto adattamento con il circuito fonico.

Tramite le boccole di sezionamento del quadro incroci è possibile inserire, inoltre, nei punti caratteristici delle catene foniche, qualsivoglia apparecchiatura esterna al tavolo, secondo le necessità e le prestazioni richieste dalle registrazioni, quali i filtri speciali, i filtri universali, le macchine di riverberazione ed i generatori di nota.

All'alimentazione dei moduli delle catene foniche e di tutti i circuiti attivi che possono essere inseriti nelle stesse, provvedono dieci alimentatori stabilizzati i quali forniscono la tensione di 24 Vc.c.

Un alimentatore stabilizzato a sé stante, di notevole erogazione, fornisce la tensione di 24 Vc.c. occorrente alla visualizzazione dei tasti luminosi di tutti i cassetti di commutazione del tavolo.

Completano l'equipaggiamento del tavolo i circuiti dei servizi ausiliari e fra questi il complesso del collegamento interfonico per le eventuali comunicazioni di servizio tra la regia e la sala.

INTRODUZIONE AL COMANDO CON ORDINATORE

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sugli ordinatori, i vari sistemi di programmazione e i codici di comando.

L ordinatori è penetrato per la prima volta nella richiesta del comando numerico dei processi industriali da una dozzina di anni circa e, dopo quest'epoca, le sue applicazioni si sono sviluppate in modo considerevole e si contano quindi a migliaia.

L'ordinatore presenta diverse caratteristiche molto favorevoli a questo tipo d'impiego; il primo e il più notevole è la sua enorme capacità di produzione di sequenze e di programmi logici. Ai giorni nostri, la quasi totalità dei comandi e dei controlli di processo si può ridurre a un insieme di atti sequenziali.

Le macchine utensili rappresentano un insieme classico di processo intrinsecamente sequenziale; inoltre dei processi che sembrano continui possono anche, la maggior parte delle volte, rifarsi a una serie di azioni separate.

Per esempio è possibile confrontare periodicamente i parametri d'ingresso di una reazione chimica continua; determinare il valore dei parametri di uscita con l'aiuto di un insieme di calcolo sequenziale e distribuire i risultati agli organi di comando del processo. E' sufficiente per questo che le cadenze di confronto e di ciclo siano abbastanza rapide rispetto alle costanti di tempo che caratterizzano il processo, e che gli organi di comando siano in grado di mantenere a memoria da un ciclo all'altro i valori che gli vengono forniti. L'ordinatore attualmente è perfettamente equipaggiato per rispondere a questo tipo di problemi: velocità elevata, fermata, fiabilità sono le sue principali caratteristiche.

Vediamo ora come si può realizzare il controllo e il comando programmato del processo, prima con le tecniche classiche, poi con l'ordinatore; infine riporteremo i principi d'impiego degli ordinatori in questo tipo d'applicazione.

DIAGRAMMA DI ORGANIZZAZIONE DI PROGRAMMA

Si può descrivere graficamente un programma sequenziale con una serie di quadri che rappresentano

ciascuno una tappa del programma e con delle linee di collegamento, spesso disposte verticalmente che indicano l'ordine di evoluzione del programma. Per fissare le idee, in fig. 1 è rappresentato il diagramma di organizzazione di un programma elementare di comando di macchine utensili.

IL PROGRAMMA CABLATO

Nel caso rappresentato in fig. 1, una sola operazione di comando corrisponde ad ogni tappa del programma; in modo più generale, si associano spesso le stesse operazioni di comando a più tappe diverse.

Le operazioni di comando si riportano allora a un repertorio di operazioni per le quali il programma sceglie quelli che corrispondono alla tappa in corso.

Per esempio, il repertorio del programma rappresentato in fig. 1 si compone delle istruzioni «avanzare il pezzo», «ritirare il pezzo» ecc. Per maggior comodità, consideriamo un sistema avente un repertorio di quattro operazioni designate dalle lettere A, B, C, D con il programma seguente di otto tappe:

A C B A B C D A

La fig. 2 mostra come è possibile definire questo programma con una matrice in cui le colonne corrispondono al repertorio di operazioni e in cui le linee corrispondono alle diverse tappe. Ad ogni tappa, si mette un punto sulla matrice allo scopo di trovare l'operazione da realizzare. La fig. 3 indica il circuito elettrico corrispondente. I punti della matrice sono stati sostituiti da diodi, che assicurano la selezione delle operazioni di comando (un collegamento diretto presenta l'inconveniente di portare delle interazioni fra le righe). Inoltre, si collega l'insieme a un dispositivo che alimenta successivamente le linee della matrice: per esempio, un relè passo-passo o un contattore ad anello. Si realizza così un programma cablato, che è per natura fisso nel senso che non si può modificare che cablando in modo diverso i diodi.

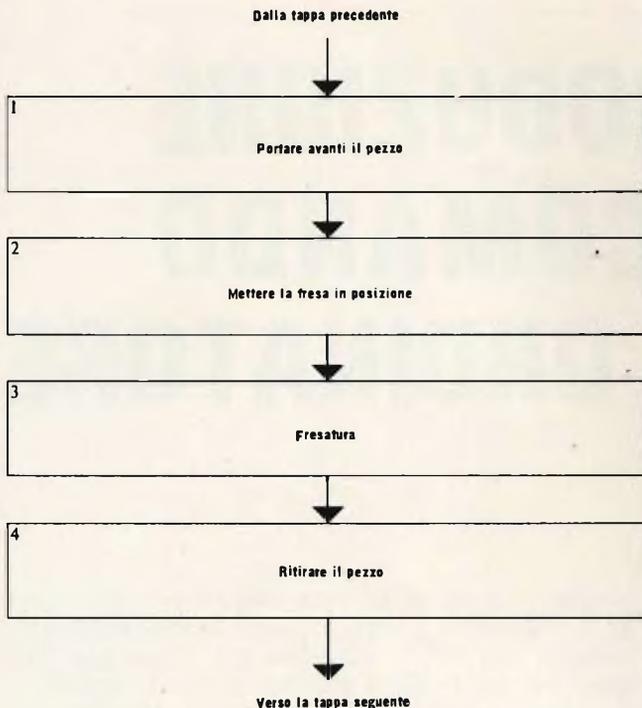


Fig. 1 - Diagramma di organizzazione di un programma di comando di una macchina utensile.

PROGRAMMAZIONE PER CARTA E CONTATTORE

Per avere una maggiore flessibilità che permetta di creare dei programmi corrispondenti a qualsiasi sequenza, si può mettere un contattore in serie con il diodo a ciascuna delle intersezioni della matrice come mostra la fig. 4. Questo è ciò che si chiama la programmazione per contattore, che è stata usata in modo particolare in uno dei primi ordinatori elettronici.

Si può anche migliorare il dispositivo e ottenere un certo grado di «automazione» pilotando con una carta

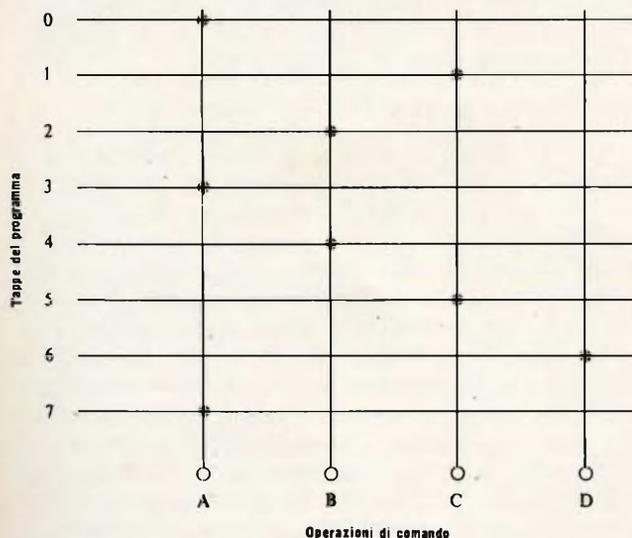


Fig. 2 - Matrice che rappresenta il programma composto di otto ordini A C B A B C D A.

perforata la chiusura del relè. Una carta simile prenderà la forma di una matrice delle stesse dimensioni della matrice di comando; la chiusura dei contatti corrisponderà a dei buchi praticati nelle intersezioni della matrice.

IL PROGRAMMA IMMAGAZZINATO

Una delle tappe più importanti della messa a punto dei sistemi digitali di comando è stata compiuta il giorno in cui ci si è resi conto che la programmazione si poteva fare per mezzo di una memoria — vale a dire di un dispositivo in grado di immagazzinare l'informazione digitale sotto forma binaria (codice a due valori). Un elemento di memoria, per esempio, può essere costituito da un flip-flop; si tratta di un dispositivo digitale a reazione in grado di prendere uno stato fra due stati possibili. La fig. 5 mostra come un insieme di flip-flop può comandare lo svolgimento di un programma per mezzo di porte logiche che sostituiscono gli elementi di matrice; queste porte logiche vengono esse stesse comandate da un flip-flop complementare al livello di ciascun elemento. Tutte le uscite corrispondono alla stessa funzione (stessa colonna della matrice) e sono collegate alla stessa porta logica OR.

Si crea il programma mettendo i flip-flop convenienti nello stato «1». Il programma citato in precedenza (A C B A B C D A) si può anche scrivere nel modo seguente:

Tappe	Operazione A	B	C	D
0	1	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	1	0	0	0
4	0	1	0	0
5	0	0	1	0
6	0	0	0	1
7	1	0	0	0

La tabella indica lo stato dei 32 flip-flop necessari per la realizzazione del programma scelto. Questa lista ha la stessa forma della matrice di comando descritta nei precedenti paragrafi.

Si dice che un programma comandato da elementi di memoria è un programma immagazzinato.

Le memorie degli ordinatori moderni sono sempre più economici, ed è spesso meno costoso ricorrere a un programma immagazzinato, piuttosto che a un programma cablato (si deve notare, a questo proposito, che le memorie degli ordinatori sono attualmente più spesso costituite da piccoli elementi magnetici, ma che degli insieme di flip-flop a circuiti integrati si impiegano sempre più spesso).

Uno dei vantaggi della tecnica dei programmi immagazzinati è dato dal fatto che è facile da modificare o da completare un programma per tener conto dell'evoluzione delle necessità. Questa comodità supplementare si ottiene quindi al prezzo di una maggiore «fragilità» del programma, che può essere ugualmente soggetto a degli errori transitori allorché un sistema cablato è di una sicurezza totale. Si tocca allora uno

MODERNIZZATE IL VOSTRO TV CON L'UK 955

L'UK 955 è stato progettato per consentire la facile sostituzione dei vecchi gruppi VHF-UHF, a comando meccanico, ormai praticamente irreperibili, impiegati sui televisori a valvole.

Unito ad un gruppo varicap VHF-UHF che viene fornito a richiesta, esso consente di modernizzare gli apparecchi TV.

Il complesso è costituito da un gruppo varicap VHF-UHF e dall'UK 955 che comprende un alimentatore stabilizzato e una tastiera sintonizzatrice con la quale possono essere memorizzati i diversi programmi.

In tal modo il passaggio dall'uno all'altro programma avviene con la semplice pressione di un pulsante.

Caratteristiche dell'alimentatore

Tensione in uscita: 12 Vc.c. stab.

27 Vc.c. stab.

Alimentazione 220 Vc.a.

Gruppo varicap VHF-UHF

da fornire a parte, su richiesta

Banda di frequenza:

1^a 52,5 ÷ 88 MHz;

3^a 172 ÷ 232 MHz;

4^a e 5^a (UHF) 460 ÷ 790 MHz

FI in due versioni:

36 MHz codice G.B.C. MG/0360-00

43 MHz codice G.B.C. MG/0362-00



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G. B. C. IN ITALIA



LEGGETE elettronica **OGGI**

è in edicola il n. 12

questi gli articoli
più interessanti:

- Computer scacco matto
- Registratori a scrittura diretta
- La misura elettronica del tempo - parte II
- televisore a colori Ferguson - parte IV
- La voce artificiale mediante i calcolatori
- Tutta la verità sulle videocassette
- Televisione a colori - parte III
- Il comando dei processi industriali - parte III
- I trasformatori piezoelettrici - parte II
- L'organo «strumento a canne ed elettronico - parte III



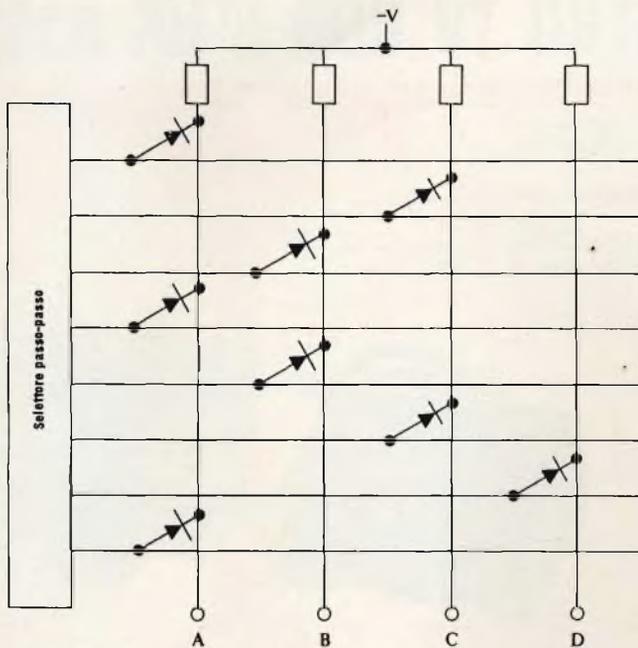


Fig. 5 - Esempio di realizzazione con dei diodi di programma definiti dalla matrice di fig. 2.

dei problemi più importanti di concezione che pongono i sistemi di comando con ordinatore quando si tratta di ottenere un compromesso accettabile fra, la protezione del programma e la possibilità di modifiche rapide, all'occasione.

IL CODICE DI COMANDO

Nel dispositivo di fig. 5, vi sono N flip-flop per controllare N azioni distinte. Infatti se non si vuole

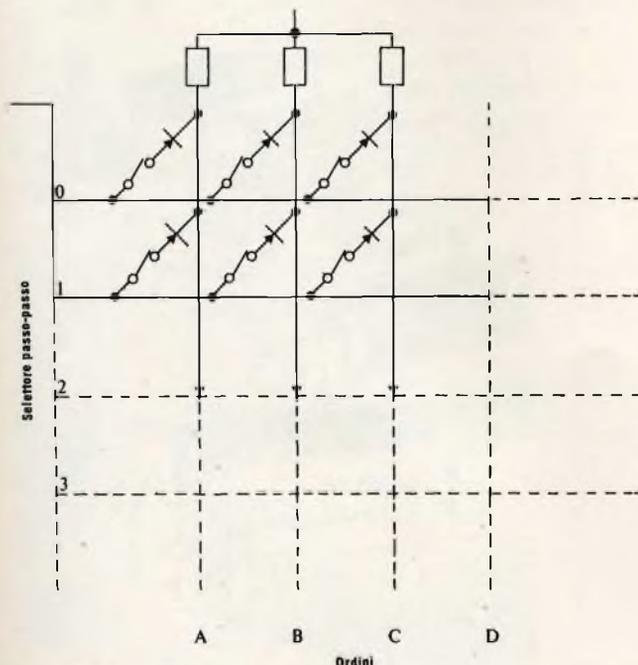


Fig. 4 - Programmazione per contatti della matrice dei diodi di fig. 3.

comandare che un'azione per tappa, si può definirla con un codice di combinazione. Le quattro azioni A, B, C e D possono essere definite nel modo seguente con un codice a due elementi e con due flip-flop:

Azione di comando	flip-flop
A	00
B	01
C	10
D	11

Si tratta di un codice binario, poiché esso estrae parti delle proprietà binarie degli elementi di memoria (i flip-flop possono prendere solamente due stati).

La sua adozione interessa una economia di un fattore due. Per dei repertori più vasti, l'economia può essere ancora più importante, 6 flip-flop invece di 64 che permettono di definire 64 operazioni di comando; più in generale, N elementi di un codice binario permettono di definire 2^N operazioni.

Si può scrivere il programma AC BA BC DA nel modo seguente:

Tappa	flip - flop
0	00
1	10
2	01
3	00
4	01
5	10
6	11
7	00

I valori codificati che definiscono le azioni di comando rappresentano ciò che si chiama il codice di comando o più spesso gli ordini del programma.

L'INDIRIZZO DI MEMORIA

Per realizzare il programma di controllo che stiamo per presentare, si deve estrarre la sequenza degli ordini messi nella memoria. Ogni ordine occupa una linea orizzontale della matrice di memoria (per riprendere il modello rappresentato in fig. 1); queste linee corrispondono a delle aree di memoria definite da indirizzi di memoria.

In fig. 6 è riportato lo schema a blocchi generale di un programma di controllo. I componenti che comandano le tappe successive impiegano di solito un contatore (poiché si avanza in generale con valori crescenti: 0, 1, 2 ecc.).

Il contatore produce dei codici binari che assicurano, dopo la decodifica, la selezione degli indirizzi di memoria; le istruzioni così estratte dalla memoria sono anch'esse decodificate e producono l'azione di comando corrispondente.

Il segnale di uscita di un contatore di programma è, in un senso, un codice, ma è più naturale considerarlo come un numero binario e anche, più in particolare, come un indirizzo di memoria. Si vedrà che i due sono normalmente considerati come equivalenti: per esempio, la numerazione di un programma si fa sempre in termini di indirizzi di memoria.

L'ISTRUZIONE DI TRASFERIMENTO

Il controllo diretto del contatore di programma a partire dal programma stesso rappresenta una fase di programmazione molto potente. Questo ritorna, infatti, a definire, una nuova azione di comando che porta il contatore di programma in un valore diverso da quello che esso prendeva in modo naturale: si dice che si ha un trasferimento.

Si vede immediatamente che si deve associare un numero di tappe del programma al nuovo codice d'ordine. Ne risulta che si deve aumentare la capacità di memoria, in modo da avere molto spazio per depositare in una volta un ordine e il numero che si chiama la parte indirizzo, poiché serve finalmente a specificare un indirizzo di memoria benché corrisponda a un valore del contatore di programma. Infatti la maggior parte degli ordini, in un ordinatore, hanno una parte indirizzo associata. La combinazione delle due si chiama una istruzione.

L'effetto dell'istruzione di trasferimento è di inviare la parte indirizzo dell'istruzione sul contatore di programma, come mostra la fig. 7. Con questa tecnica, diventa possibile realizzare qualsiasi gruppo di sottosequenze in seno al repertorio di istruzioni, per un impiego esatto delle istruzioni di trasferimento.

L'istruzione di trasferimento condizionale rappresenta un mezzo più flessibile e più potente; si tratta di una istruzione di trasferimento che si effettua solo se un certo parametro è presente all'interno dell'ordinatore: questo può essere per esempio il segno (positivo o negativo) di un numero aritmetico ben definito.

L'operazione può anche prendere la forma seguente: se questo numero è negativo, si ha un trasferimento, altrimenti il programma continua nel modo abituale. Questo tipo di specifica logica prende spesso la forma di una domanda a due risposte, sui diagrammi logici dei programmi (fig. 8).

Una istruzione di trasferimento condizionale può essere usata, nel controllo dei processi, per determinare se uno dei parametri del processo si trova nei limiti predeterminati; se questo non è più il caso, si può, per esempio, manovrare il programma verso un sottoprogramma che tende a riportare il parametro nei limiti scelti.

L'INTERRUZIONE SUL CONTROLLO DI PROGRAMMA

Vediamo di dare l'esempio di una tecnica che permette di decelerare una variabile del processo fuori limite.

Questo metodo potrà essere messo in funzionamento programmando una misura periodica di questo parametro, esso ha una cadenza sufficiente per garantire la rivelazione rapida di tutta la tendenza nociva. In certi casi, non è più comodo prevedere delle cadenze di misura sufficienti, perché questo complicherebbe o rallenterebbe troppo il programma. Si impiega allora la tecnica dell'interruzione del programma.

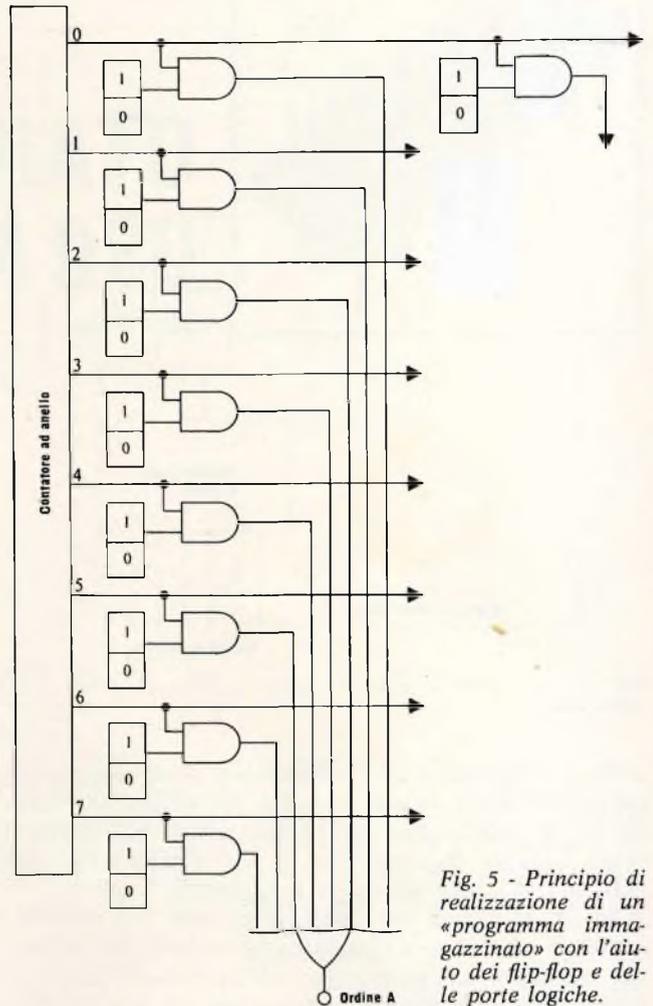


Fig. 5 - Principio di realizzazione di un «programma immagazzinato» con l'aiuto dei flip-flop e delle porte logiche.

Come dice il suo nome, questa azione arresta il programma dal quale esso si manifesta e prende il controllo per trattare il segnale che ha causato l'interruzione.

Siccome è possibile prevedere in anticipo la tappa alla quale sarà arrivato il programma durante l'inter-

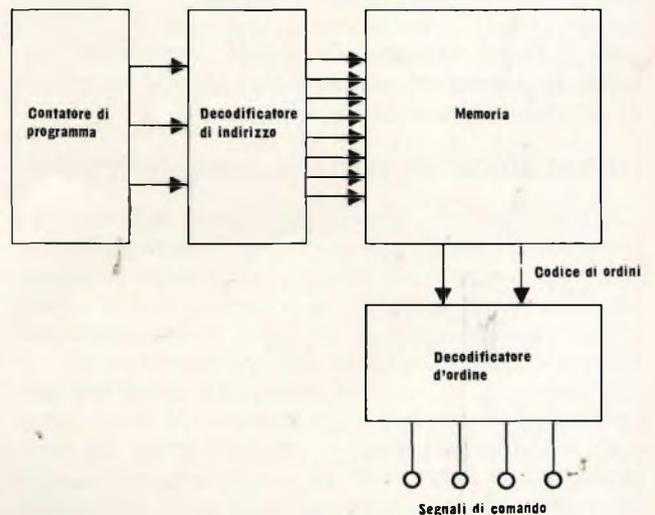


Fig. 6 - Schema a blocchi di un generatore di programma.

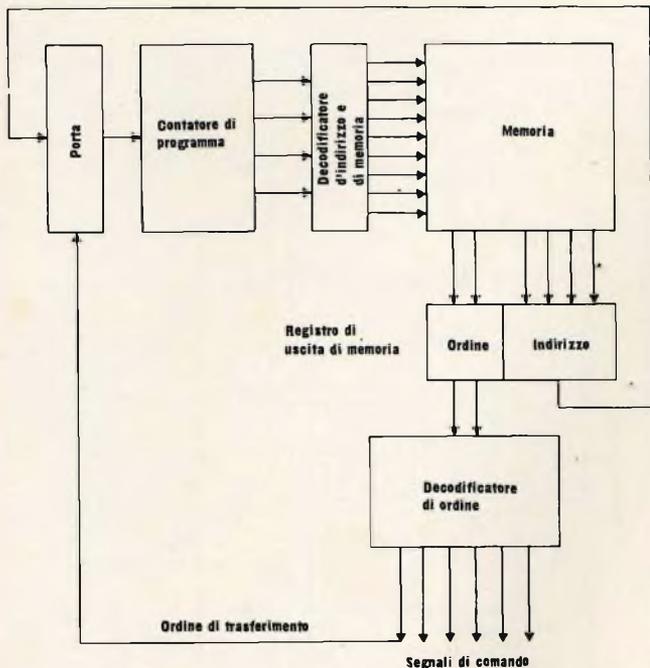


Fig. 7 - Schema a blocchi logico dell'istruzione di trasferimento.

ruzione, l'istruzione dell'interruzione deve necessariamente assicurare la salvaguardia del valore del contatore di programma nell'istante esatto dell'interruzione, in modo da permettere al programma di riprendere il suo corso dal quale esso prende fine.

In alcuni piccoli ordinatori, si prevede una zona di memoria riservata all'immagazzinamento del valore del contatore di programma all'istante dell'interruzione. Alla fine del suo programma di trattamento legato alla interruzione, una istruzione di trasferimento che usa come indirizzo il valore immagazzinato permette al programma di riprendere il suo corso iniziale.

Si può così prevedere che il sottoprogramma di trattamento venga esso stesso arrestato da una interruzione di priorità maggiore. Ne risulta un sovrapporsi dei programmi, che necessita la messa in memoria degli indirizzi collegati alle diverse interruzioni, allo scopo di permettere ancora al programma principale di riprendere il suo corso.

L'ISTRUZIONE DI IMMAGAZZINAMENTO

L'istruzione di immagazzinamento (STORE) fa parte del repertorio di operazioni di tutti gli ordinatori; esso permette di mettere i programmi in memoria. Esso ritorna a mettere il contenuto di un registro interno dell'ordinatore in un posto di memoria specificato dalla parte indirizzo dell'istruzione.

Vedremo in un secondo tempo altri ordini che permettono alle istruzioni di programma di essere introdotte a partire dai nastri o carte perforate. In collegamento con l'istruzione di immagazzinamento esse permettono di introdurre nella memoria dell'ordinatore dei programmi preparati indipendentemente.

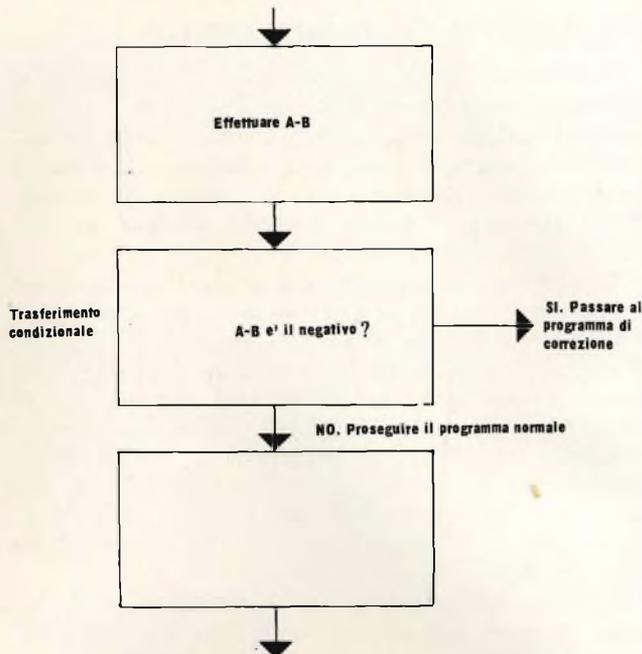


Fig. 8 - Rappresentazione di una istruzione di trasferimento condizionale su uno schema a blocchi logico.

L'ISTRUZIONE DI CHIAMATA

In tutti gli ordinatori, le istruzioni di programma possono essere prese nella memoria e inviate, non solamente agli organi di comando, ma anche nei registri interni per mezzo dell'istruzione di chiamata. Ciò significa che delle istruzioni di programma devono essere portate nell'unità di trattamento dell'ordinatore, dove esse vengono modificate o arrangiate, poi rimesse in memoria per l'istruzione di deposito. Questo è il principio dell'auto programmazione, cioè la tecnica che permette a un programma di produrre degli altri programmi.

ISTRUZIONI ARITMETICHE E DI MANIPOLAZIONI DEI DATI

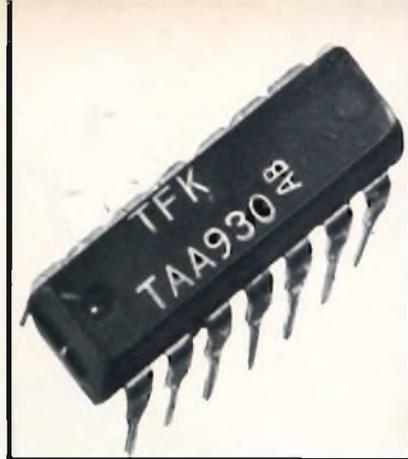
In questo studio, abbiamo messo l'accento sulle possibilità di programmazione degli ordinatori, ma è logico che essi sono anche capaci di effettuare delle operazioni aritmetiche e, in generale, di manipolare dei dati specialmente dei dati meccanici.

Le istruzioni aritmetiche normali, in un ordinatore, corrispondono alla somma, alla sottrazione, alla moltiplicazione e alla divisione. Altre istruzioni portano dei numeri nei registri o effettuano delle operazioni logiche su dei dati. Tutte queste istruzioni vengono usate per effettuare delle operazioni numeriche su delle variabili di processo. Questo è il caso, per esempio, di quando si vuole convertire in una indicazione di temperatura la tensione di uscita di una termocoppia. L'integrazione o la differenziazione delle variabili e, a maggior ragione, la simulazione di processo da «modelli matematici» rappresentano degli esempi di operazioni più complesse.

(Da «ORBIT» F 7105)

CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO TAA 930

di M. KIHM



Il circuito integrato monolitico descritto in questo articolo è racchiuso in un contenitore «dual-in-line» a 14 terminali e consiste in un amplificatore a radio frequenza a larga banda e in un demodulatore FM. È stato progettato particolarmente per essere usato come amplificatore audio da 5,5 MHz negli apparecchi televisivi.

Le due unità funzionali — amplificatore a radio frequenza e demodulatore FM — sono qui descritte nei loro particolari.

AMPLIFICATORE R.F. A LARGA BANDA

La sezione del circuito illustrata nella figura 1 è un amplificatore in corrente continua differenziale a tre stadi. Essi sono accoppiati a mezzo di «emitter-follower».

Il circuito è concepito in modo che i livelli di tensione a corrente continua che si verificano in esso, necessari per raggiungere la corrente di collettore prescelta, siano

rigorosamente multipli della tensione base-emettitore. Di conseguenza, l'accoppiamento in corrente continua è possibile in tutto l'amplificatore. Gli «emitter-follower» inseriti fra gli stadi differenziali, da un lato agiscono da stadio separatore dinamico e dall'altro sono usati per cambiare il livello della tensione continua mediante il valore U_{BE} , in modo che agli elettrodi di base di tutti i transistori degli amplificatori differenziali sia applicata la stessa polarizzazione (figura 1). In questo modo si ottiene il funzionamento bilanciato dei vari stadi differenziali. Il campo di funzionamento degli stadi differenziali è stato scelto in modo che a tensioni di ingresso più elevate abbia luogo la limitazione multilaterale. La stabilizzazione interna del punto di lavoro mediante i transistori T1... T5, collegati come diodi, e la reazione a corrente continua attraverso il resistore R assicurano una buona stabilità dell'amplificatore nelle fluttuazioni della tensione di alimentazione e della temperatura e una limitazione bilanciata del segnale di ingresso.

L'amplificatore può anche essere usato come amplificatore a radio frequenza a banda larga usando come uscita la presa 10).

DEMODULATORE FM

La figura 2 illustra lo schema del circuito base del demodulatore di quadratura — spesso chiamato anche demodulatore di coincidenza — che viene usato per il demodulatore FM.

Il circuito contiene tre stadi differenziali (T2/T3, T4/T5, T6/T7) che sono alimentati da una sorgente comune a corrente costante (T1). Questi stadi differenziali sono collegati fra di loro in modo da formare due stadi di coincidenza, dei quali uno è comandato da una tensione rettangolare U_1 , l'altro da una tensione sinusoidale U_2 avente una differenza di fase di -90° rispetto al valore zero di U_1 . All'uscita questi due circuiti sono collegati fra loro in modo che gli impulsi di corrente I_5 e I_6 , illustrati nella figura 2, diano come risultato la resistenza di collettore comune R_1 dei transistori T5 e T6. Ad una tensione U_2 sufficientemente alta gli stadi differenziali T4/T5 e T6/T7 sono fatti funzionare come interruttori in modo che gli impulsi di corrente raggiungano un valore di ampiezza costante. Di conseguenza, la corrente media che passa attraverso R_1 e la tensione media d'uscita U_3 dell'«emitter-follower» T8 non dipendono

Fig. 1

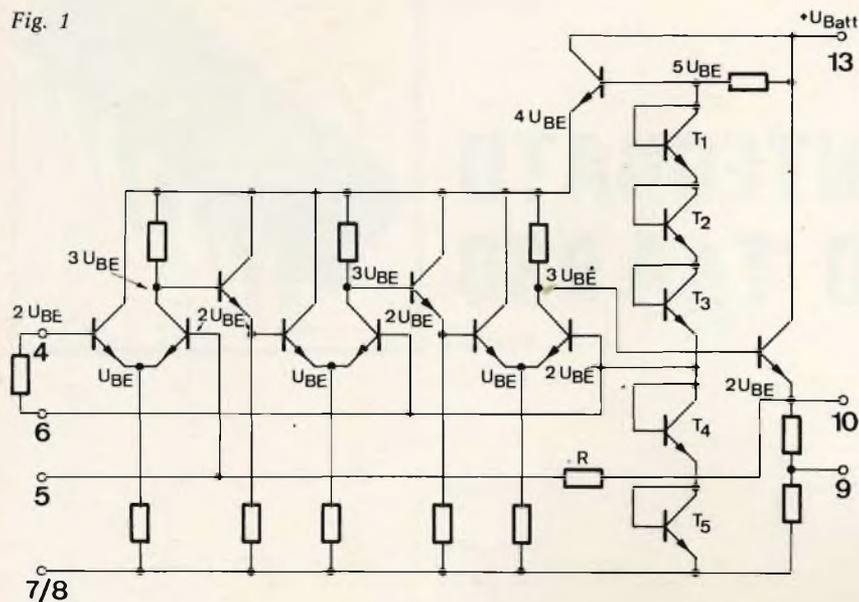


Fig. 2

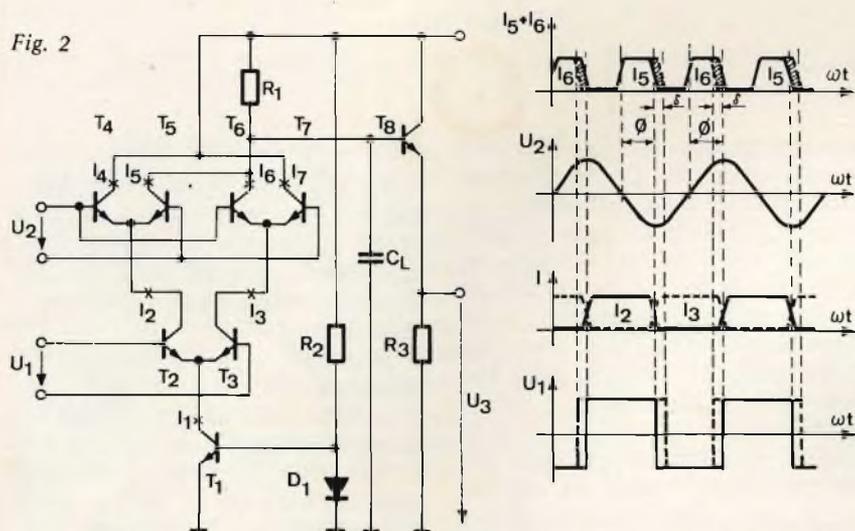
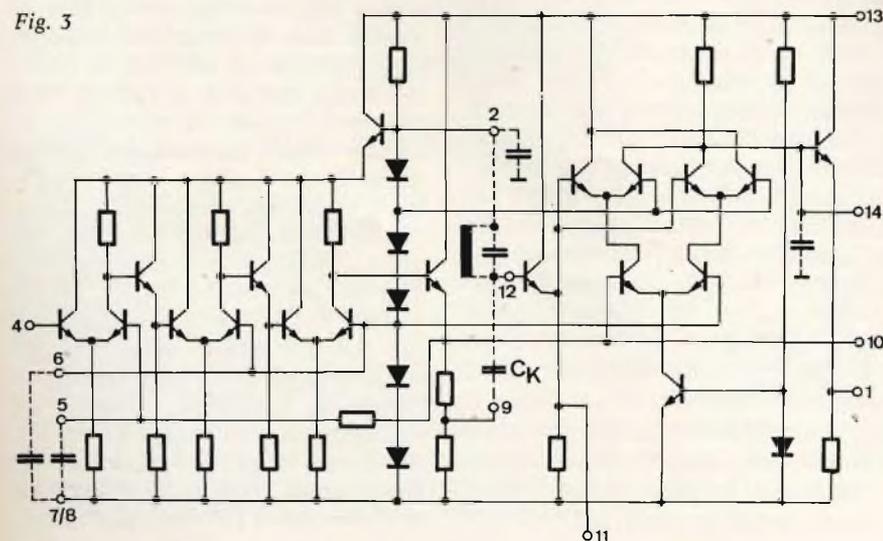


Fig. 3



più dall'ampiezza della tensione di ingresso U_2 , ma solo dalla mutua posizione di fase delle tensioni U_1 e U_2 . Il dispositivo bilanciato con due circuiti di coincidenza ha il pregio di un doppio rendimento in audiofrequenza in confronto ad una disposizione del demodulatore contenente uno stadio di coincidenza singolo, poiché un impulso di corrente passa attraverso R_1 in presenza di una semionda sia positiva che negativa. La differenza più importante è, tuttavia, che le interferenze del segnale d'uscita ad audiofrequenza, che potrebbero essere causate dalla continua modulazione degli impulsi della tensione di ingresso a radiofrequenza, sono compensate nel circuito del demodulatore bilanciato. Il pericolo di continua modulazione di impulsi è dato in tutti gli amplificatori a banda larga limitata dai disturbi in ampiezza del segnale di ingresso. La figura 2 mostra l'immunità del circuito del demodulatore dalla modulazione continua di impulsi nel caso di un cambiamento del rapporto di modulazione di U_1 . Si noterà che, a parte una riduzione dell'angolo del flusso di corrente di I_5 attraverso l'angolo δ , si verifica un uguale aumento dell'angolo del flusso di corrente di I_6 quando cambia il rapporto di modulazione di U_1 . Rimanendo inalterata la somma delle correnti I_5 e I_6 , il valore medio della tensione U_3 rimane costante.

CIRCUITO COMPLETO RISULTATI DELLE PROVE

La figura 3 illustra lo schema elettrico dell'intero circuito. La differenza di fase della tensione U_2 dipendente dalla frequenza (figura 2), necessaria per la demodulazione FM, è ottenuta semplicemente con l'aiuto di un circuito risonante in parallelo sintonizzato alla risonanza (fra i terminali 2 e 12), sul quale agisce una corrente a radiofrequenza attraverso una bassa capacità di accoppiamento C_K (fra il terminale 9 e il terminale 12).

Dal momento che il circuito del demodulatore richiede solo un circuito risonante (un pregio in confronto al filtro passa-banda del rivelatore di rapporto), è anche pos-

OSCILLOSCOPIO PER TVC G470

10 MHz - 10 mV/cm

**TRIGGER AUTOMATICO
SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO
PRATICITÀ DI TRASPORTO
COSTO ULTRACOMPRESSO
TUTTO ALLO STATO SOLIDO**

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

CANALE VERTICALE

Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 10 MHz

Impedenza di ingresso: 1 M Ω con 50 pF in parallelo

Sensibilità: 10 mV/cm; attenuatore compensato a 9 portate, da 10 mV/cm a 5 V/cm

Polarità: valori positivi verso l'alto

Calibratore: una tensione di 10 V \pm 3% permette di verificare la sensibilità verticale.

CANALE ORIZZONTALE

Deflessioni: deflessione interna a denti di sega o mediante segnali sinusoidali a frequenza di rete; deflessione di ogni tipo mediante segnale esterno.

Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 500 kHz

Sensibilità: 300 mV/cm; attenuatore a copertura continua fino a 20 V/cm.

ASSE DEI TEMPI

Tipo di funzionamento: comandato; un dispositivo automatico trasforma l'asse dei tempi in ricorrente in assenza di segnale di ingresso



Tempi di scansione: da 100 ms/cm ad 1 μ s/cm in 5 scatti decimali. Due posizioni speciali permettono la scansione a \sim 3 ms/cm ed a \sim 10 μ s/cm per l'analisi di segnali TV rispettivamente a frequenza di quadro o di riga.

Sincronismo: sincronizzazione dell'asse dei tempi mediante segnali esterni od interni, su livelli positivi o negativi.

ASSE Z

Sensibilità: una tensione positiva di 10 V spegne la traccia

Tubo a RC.: 5" a schermo piatto, traccia color verde a media persistenza. Reticolo dello schermo centimetrato.

U N A O H M



STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) Telefono: 9150424/425/426

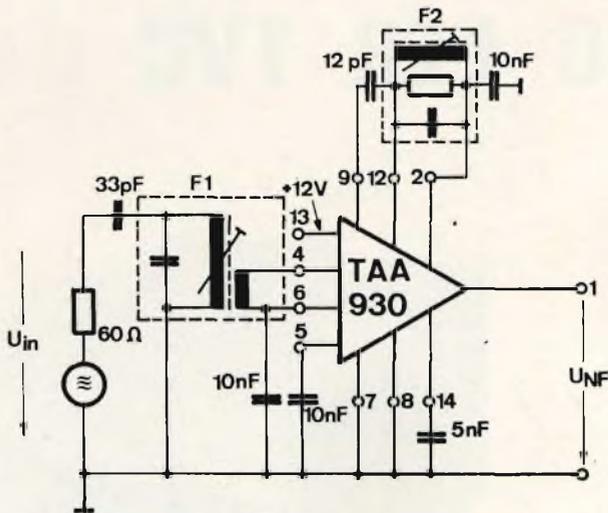


Fig. 4

Filtro F1: Vogt D 41 - 2165

C = 120 pF

L_{prim} = 30 giri, filo di rame smalt. 0,1

L_{sec} = 10 giri, filo di rame smalt. 0,1

Filtro F2: Vogt D 41 - 2165

C = 120 pF

L = 30 giri, filo di rame smalt. 0,1

R = 9,1 k Ω

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione: $U_s = +12V$

Consumo di corrente: $I = 17 mA$

Guadagno di corrente: $A_{vzf} = 60 dB$

Risposta di limitazione $U_{in} = \leq 400/\mu V$

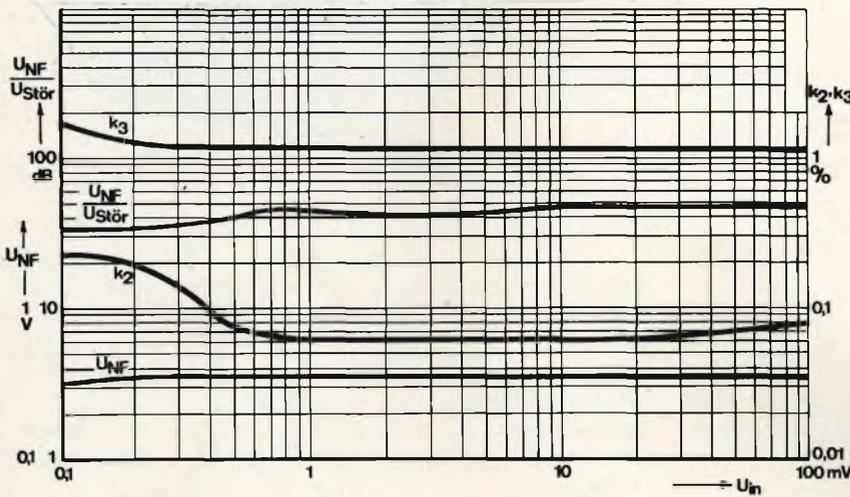
Tensione d'uscita ad audiofrequenza:

$U_{NF} = \geq 350 mV$

(terminale 1)

af $\Delta f = \pm 15 kHz$

e $k_{tot} < 2\%$



$f_0 = 5,5 MHz$

Fig. 5

FM : $\Delta f = \pm 15 kHz$ per U_{NF} ; $f_{FM} = 40 Hz$

AM: $m = 0,5$, $f_{AM} = 1 kHz$

sibile una appropriata sintonia. Il circuito risonante deve solo essere sintonizzato alla massima tensione di uscita ad audio frequenza (terminale 1). Regolando adeguatamente il circuito del demodulatore si può ottenere una riduzione dei fattori di distorsione della modulazione k_2 e k_3 . Tuttavia diminuisce in conseguenza la tensione di uscita ad audiofrequenza.

Per valutare il comportamento dinamico del TAA 930 come amplificatore IF (frequenza intermedia) del canale audio, sono stati registrati in un complesso di prove (figura 4) alcuni valori caratteristici che sono stati indicati nel grafico di figura 5 in funzione della tensione di ingresso a radiofrequenza U_{in} .

PRIMA BATTERIA A NUCLIDI RADIOATTIVI

Il programma promosso dal Ministero per l'Istruzione e la Scienza germanico, mirante allo sviluppo di una batteria ad isotopi radioattivi per impieghi terrestri TRISTAN (Thermoelektrische Radio-Isotopenbatterie für Terrestrische Anwendungen) ha raggiunto una tappa fondamentale.

In una vasca del centro di ricerca della Siemens di Erlangen è stato installato e messo in servizio il primo modello attivo. Questa batteria è il risultato di quattro anni di lavoro svolto in collaborazione tra la Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH e la Siemens.

L'energia è ricavata dall'elemento stronzio 90 — fornito dal Commissariat à l'Energie Atomique (Francia) — che viene impiegato racchiuso in una capsula ad alta sicurezza. Per tutto il tempo di disintegrazione (periodo di dimezzamento 28 anni) vengono liberati 294 W in forma di calore, i quali a loro volta, attraverso convertitori termoelettrici a due stadi, si trasformano in una potenza elettrica di 24 W. Un trasformatore di tensione fornisce infine all'uscita 22 W e 24 V tensione continua.

Per ridurre il carico radiante superficiale a 40 mr/h (il limite ammesso dalla legge arriva a 200 mr/h) la parete esterna di questa batteria alta 84 cm è formata da uno schermo di piombo di 11 cm di spessore: il peso complessivo è di 1,4 t.

Teoricamente si possono costruire batterie TRISTAN le cui potenze vadano da pochi watt fino ad alcune centinaia. Il principio costruttivo, che rende superflua ogni manutenzione, consente una durata di servizio ininterrotta da cinque a dieci anni.

COMMUTATORE ELETTRONICO PER OSCILLOSCOPIO

Sullo schermo di un oscilloscopio è spesso necessario osservare due fenomeni, come ad esempio il segnale all'ingresso o all'uscita di un amplificatore o di un qualsiasi altro dispositivo. Ciò per valutare il guadagno o assicurarsi che il segnale, dal punto di vista della forma, subisca la necessaria trasformazione. La soluzione più semplice e più economica consiste nel collegare all'ingresso dell'oscilloscopio un commutatore elettronico a due ingressi, ai quali applicare i segnali che si vogliono osservare.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento di un commutatore elettronico è illustrato in figura 1. In essa si può vedere che i due ingressi sono alternativamente commutati su una unica uscita.

Quest'ultima è connessa all'ingresso dell'amplificatore verticale di un oscilloscopio, laddove ogni ingresso raccoglie uno dei segnali che si desidera osservare simultaneamente.

Aumentando la frequenza di commutazione, si ottiene un punto a partire dal quale l'occhio non distingue più il passaggio da una immagine all'altra e vede due distinte immagini sullo schermo.

Regolando la luce della traccia a un'intensità normale, l'effetto delle due immagini simultanee comincia a presentarsi a partire da velocità di commutazione inferiori a 0,1 s per immagine.

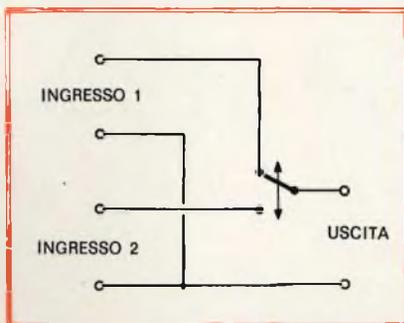


Fig. 1 - Principio di funzionamento di un commutatore elettronico.

Per arrivare a velocità di questo ordine, senza alcuno slittamento al momento della commutazione, non si può che pensare a un dispositivo elettronico.

IL CIRCUITO ELETTRICO

In figura 2 è rappresentato lo schema elettrico completo del commutatore elettronico descritto in questo articolo. Esso si compone essenzialmente di un multivibratore e di un complesso di commutazione. Il multivibratore produce degli impulsi ad andamento rettangolare, nei quali gli impulsi positivi e negativi hanno la medesima durata. In pratica, si ha un rapporto ciclico uguale a 1, il che è caratteristico di un multivibratore simmetrico. I due transistori del multivibratore, T1 e T2, sono alternativamente bloccati o saturati: quando uno è bloccato, l'altro è saturato e inversamente. Se la tensione alla base

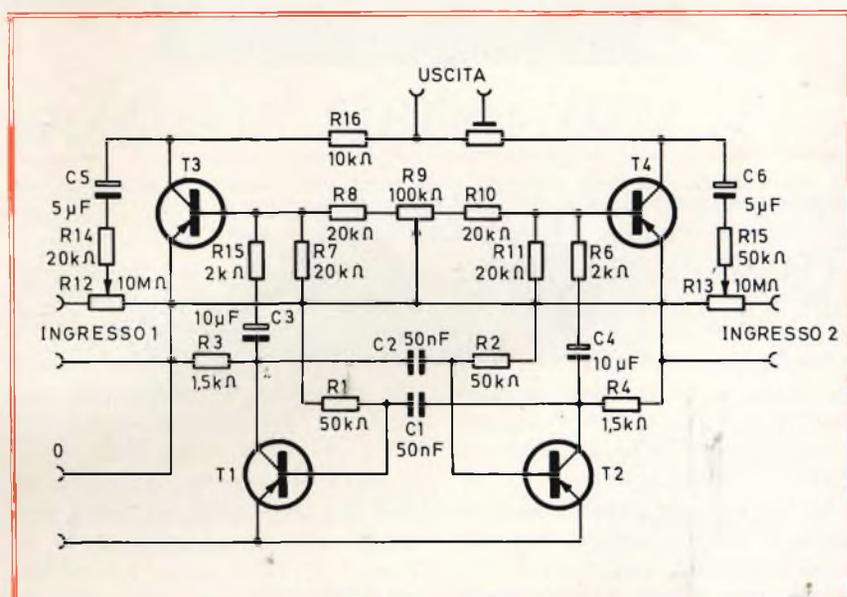


Fig. 2 - Schema elettrico completo del commutatore elettronico descritto in questo articolo.

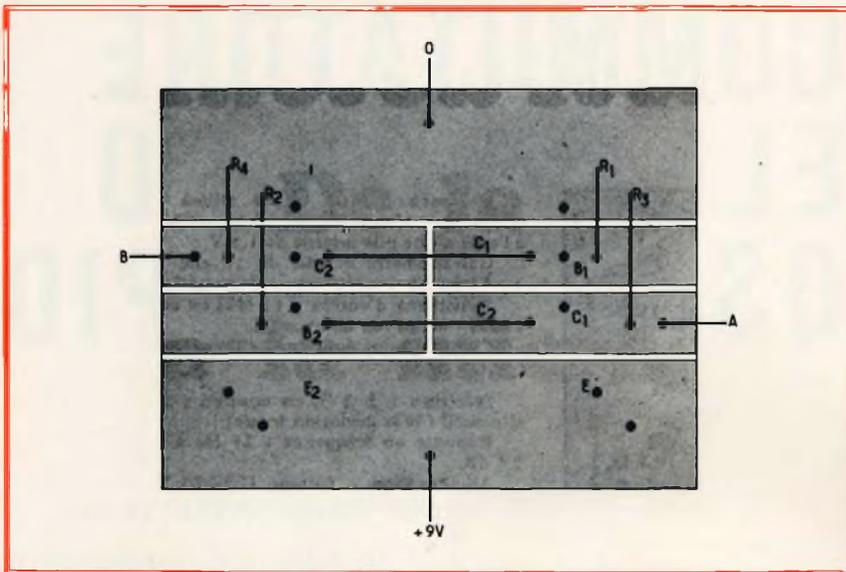


Fig. 3 - Piastra a circuito stampato sulla quale sono montati i componenti relativi al multivibratore.

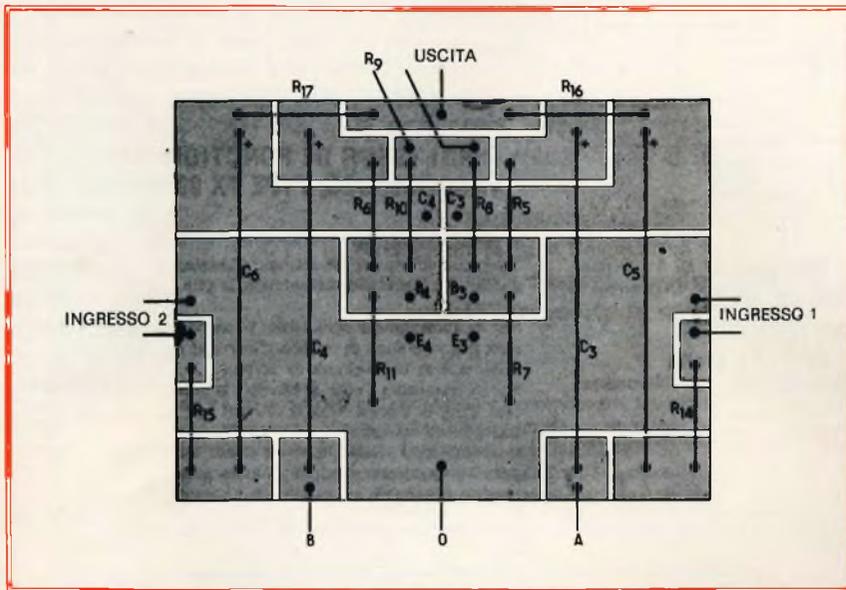


Fig. 3a - Piastra a circuito stampato sulla quale sono montati i componenti del commutatore vero e proprio.

del transistor bloccato raggiunge, dopo un certo tempo, la soglia d'apertura, il transistor stesso entra in conduzione mentre l'altro si blocca; questo ciclo si ripete indefinitamente fintanto che al montaggio è applicata la tensione d'alimentazione.

La durata di un impulso prodotto dal multivibratore dipende dal tempo di scarica dei condensatori C1 e C2. In altre parole dipende essenzialmente dalla costante di tempo C1-R1 e C2-R2. Il valore dei resi-

stori di collettore, R3 R4, non influenza che minimamente questa durata. Supponendo che $R1 = R2$ e $C1 = C2$, la durata di un periodo (in secondi) può essere calcolata attraverso la relazione.

$$T = 1,4 \cdot R1 \cdot C1$$

in cui il valore di R1 è espresso in ohm e quello di C1 in farad. Con valori indicati sullo schema, si ha $T = 3,5 \times 10^{-3}$ s, ossia 3,5 millisecondi. La frequenza di commutazione, che è l'inverso del periodo, dunque $1/T$, è 296 Hz.

Sui collettori di T1 e T2 si presentano, alternativamente, degli impulsi di tensione, che vengono inviati verso il complesso di commutazione attraverso, rispettivamente, C3 e C4.

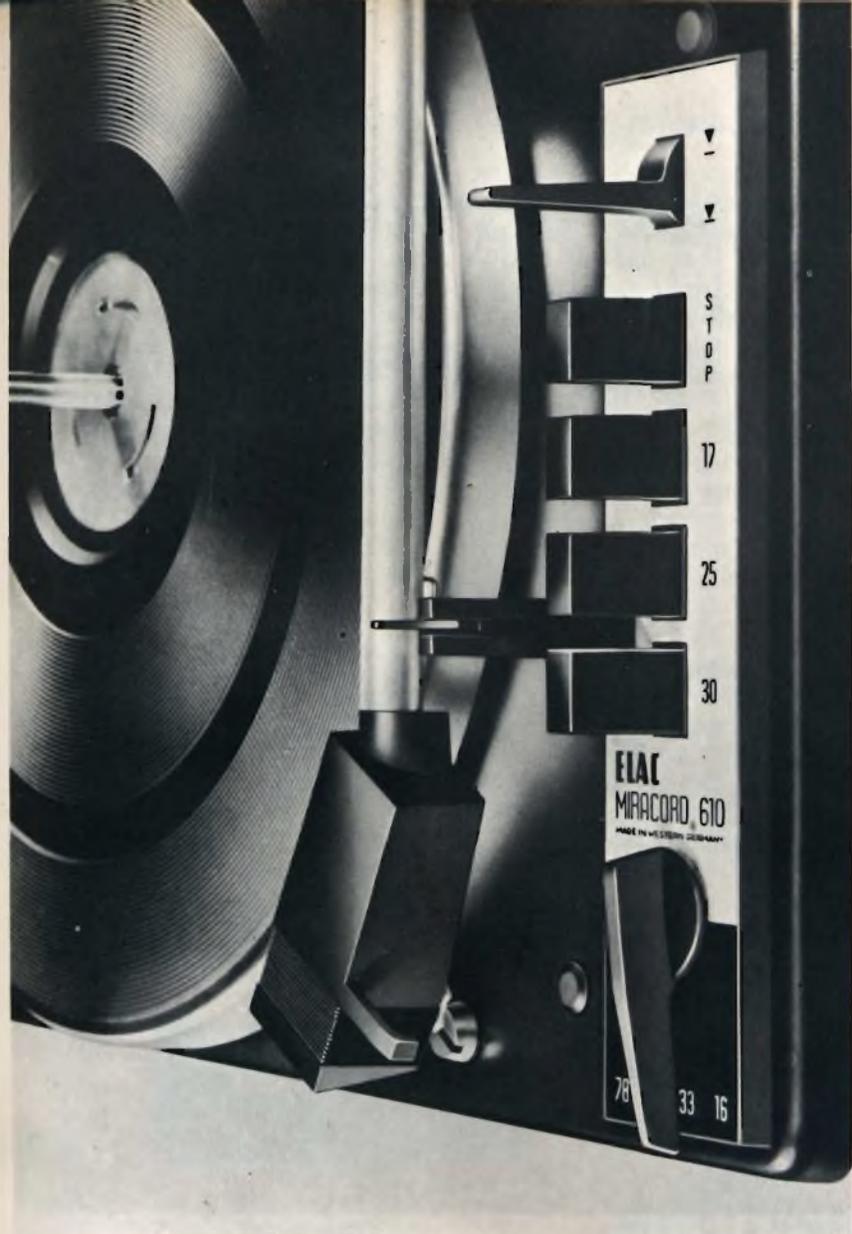
Quando nessun impulso appare alle uscite del multivibratore, i due transistori T3 e T4 del commutatore, sono in stato di interdizione. In questo modo, se si applicano dei segnali da osservare agli ingressi 1 e 2, essi si ritrovano ai collettori dei transistori T3 e T4 attraverso R12 - R14 - C5 per l'ingresso 1, e attraverso R13 - R15 - C6 per l'ingresso 2. Siccome la resistenza interna collettore-emettitore è molto elevata quando un transistor è bloccato, la presenza dei transistori T3 e T4 non influenza praticamente i segnali applicati. Questi ultimi si ritrovano entrambi all'uscita del dispositivo, attraverso i resistori di disaccoppiamento R16 e R17, sovrapposti e formanti un segnale composito.

Ma appena il multivibratore inizia a funzionare, i due transistori di commutazione, comandati da impulsi rettangolari, divengono alternativamente conduttori (saturati) o bloccati. In altre parole, la resistenza interna collettore-emettitore di ogni transistor diviene alternativamente molto debole o molto elevata.

Quando T3 è saturato esso cortocircuita il segnale dell'ingresso 1, di modo che all'uscita si ritrova solo il segnale dell'ingresso 2, poiché, durante questo istante, T4 resta bloccato. Nell'istante seguente, vale a dire dopo il tempo corrispondente alla durata dell'impulso rettangolare, T3 si blocca e il segnale dell'ingresso 1 si ritrova all'uscita in quanto T4 viene saturato e cortocircuita il segnale 2.

L'ampiezza di ciascuno dei segnali osservati può essere regolata attraverso i potenzimetri R12 e R13 mentre R9 permette la spaziatura delle due tracce del senso verticale: esse si sovrappongono quando il cursore di R9 è al centro della sua corsa e in seguito si staccano più o meno.

Da notare, in fine, che il commutatore elettronico descritto in questo articolo è utilizzabile solo in bassa frequenza.



ELAC



il cambiadischi stereo più...

CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore

asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 x 270 mm.

nuovissimo - pratico - completo



IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
italiana

IN ITALIA.

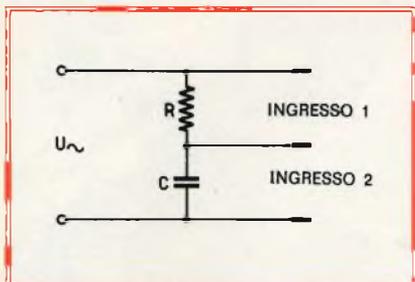


Fig. 4 - Montaggio da realizzare per evidenziare uno sfasamento.

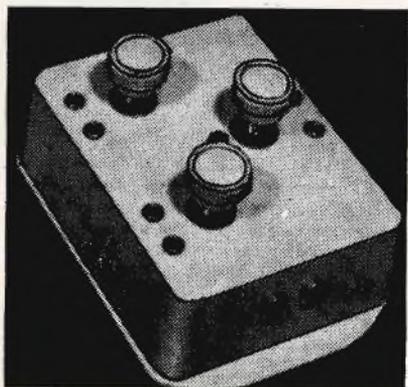


Fig. 5 - Aspetto esterno del commutatore elettronico descritto a realizzazione ultimata.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti vengono montati su due circuiti stampati come indicano le figure 3 e 3a. Tutti i transistori sono del tipo AF116, AF126 o equivalenti. La figura 3 illustra la disposizione dei componenti che costituiscono il multivibratore mentre la fig. 3a illustra la disposizione dei componenti relativi al sistema di commutazione vero e proprio. Il cablaggio non presenta difficoltà particolari. Le uniche attenzioni vanno rivolte al giusto riconoscimento dei terminali dei transistori e a non invertire le polarità dei condensatori elettrolitici.

Si tenga presente inoltre che sugli schemi di cablaggio delle figure 3 e 3a i terminali di collettore dei transistori T1-T2-T3 e T4 sono indicati con le sigle C1-C2-C3 e C4 (le basi e gli emettitori sono indicati rispettivamente B1-B2-B3 e B4 e E1-E2-E3-E4) che non si devono confondere coi condensatori indicati anch'essi C1-C2-C3 e C4.

MESSA IN FUNZIONE

Dopo aver collegato i due ingressi alle sorgenti dei segnali che si vogliono osservare, si collega l'uscita del commutatore all'ingresso verticale di un oscilloscopio e si mette l'apparecchio sotto tensione. Se tutto funziona normalmente, si devono vedere apparire sullo schermo dell'oscilloscopio due tracce, la cui ampiezza e posizione verticale possono essere regolate attraverso i tre potenziometri. Se si constatano degli slittamenti da una traccia all'altra, ciò può significare che la velocità di commutazione non è sufficiente.

CONTROLLO DI UNO SFASAMENTO

Per rendersi conto di uno sfasamento prodotto da un circuito RC è necessario realizzare il montaggio di figura 4. Questo permette, sovrapponendo le due tracce, d'apprezzare lo sfasamento della tensione ai capi di R in rapporto a quella ai capi di C.

**COMUNICATO
è in distribuzione
il nuovissimo**

G.B.C.
italiana

**prontuario
semiconduttori
1972 a lire 2.000**

con i principali dati tecnici e relativi prezzi

Richiedetelo o prenotatelo presso i punti di vendita G.B.C.

soppressione dei disturbi causati dai mezzi motorizzati

a cura di L. BIANCOLI

**l'angolo
del tecnico**

Considerando che la tecnica di soppressione dei radio-disturbi prodotti dai diversi tipi di motori a scoppio e dai relativi accessori sta alla scienza come la astrologia alla astronomia, secondo quanto sostiene il redattore di un interessante opuscolo pubblicato a cura della F.A.C.O.N., non è certamente difficile ammettere la necessità di essere aggiornati anche in questo campo dell'elettronica, a tutto vantaggio del benessere comune.

considerare che — recentemente — gli impianti elettrici installati a bordo delle autovetture, dei motoscafi, e persino delle motociclette, hanno subito modifiche tali, per cui si rende necessario un certo aggiornamento, soprattutto in funzione dei perfezionamenti.

Ad esempio, sembra ormai tramontata la classica dinamo per la ricarica della batteria, che è stata sostituita quasi universalmente da un alternatore, nei cui confronti la tecnica di soppressione dei disturbi

subisce delle correzioni rispetto al sistema convenzionale. Oltre a ciò, numerosi accessori sono stati aggiunti all'impianto di bordo, come ad esempio l'orologio elettrico, un nuovo sistema di regolazione della carica della batteria, altri tipi di segnalazioni elettriche, il comando elettrico dei freni a disco, ecc., i quali producono tutti segnali di disturbo più o meno intensi anche se discontinui, che devono necessariamente essere soppressi per impedire che la ricezione delle trasmissioni

Sappiamo che in alcuni Paesi stranieri vige l'obbligo assoluto di sopprimere qualsiasi tipo di disturbo prodotto da mezzi semoventi, allo scopo di evitare che il passaggio di uno di essi lungo un centro abitato possa compromettere la ricezione radiofonica e televisiva.

Mentre è auspicabile che ciò accada al più presto anche in Italia, non dubitiamo che il Lettore troverà la nota che segue interessante, anche agli effetti della ricezione dei programmi radio-televisivi nello stesso mezzo motorizzato.

I sistemi mediante i quali è possibile attenuare notevolmente, se non sopprimere del tutto, i segnali di disturbo irradiati da un mezzo motorizzato ad opera dell'impianto di accensione, della dinamo o dell'alternatore, del regolatore, ecc., sono indubbiamente già noti, per lo meno per quanto riguarda il loro aspetto tradizionale. Occorre però



Fig. 1 - Aspetto di tre tipi di dispositivi di filtraggio, di produzione F.A.C.O.N.

televisive o radiofoniche venga compromessa sia all'interno del mezzo, sia all'esterno, vale a dire nelle abitazioni attraverso le quali il mezzo ha spesso occasione di passare.

In genere, quando si acquista un dispositivo elettronico da installare a bordo di un'autovettura o di un mezzo natante, o ancora di un autocarro, di un aereo, ecc., esso viene fornito completo degli accessori che devono essere applicati sull'impianto elettrico, proprio per la soppressione dei disturbi. Comunque, indipendentemente da ciò, è senza dubbio degna di nota la produzione della Fabbrica francese F.A.C.O.N., che ha avuto l'idea di allestire una produzione completa di accessori per la soppressione dei suddetti disturbi, standardizzandola in modo tale da rendere disponibili praticamente tutti i componenti necessari, indipendentemente dalla marca e dal tipo della vettura o del mezzo.

In linea di massima, i dispositivi sono sostanzialmente di tre tipi: si tratta infatti di semplici condensatori di varia capacità, a volte normali ed a volte elettrolitici, di induttanze con o senza nucleo ferromagnetico, e di veri e propri filtri del tipo LC. I valori di questi com-

ponenti sono ovviamente in stretta relazione sia con le caratteristiche dell'impianto elettrico da «silenziare», sia con la frequenza di funzionamento delle apparecchiature nei confronti delle quali il provvedimento di sicurezza viene adottato, sia nei confronti del tipo o della categoria cui queste apparecchiature appartengono.

Tanto per fare un esempio, la **figura 1** illustra tre tipi di condensatori, caratterizzati da valori capacitivi e da tensioni di lavoro diverse, che si prestano — come vedremo — a vari tipi di applicazioni. La **figura 2** è invece una foto che illustra in **A** un tipo di induttanza definito «europeo», ed in **B** un tipo analogo definito invece «americano», entrambi destinati alla soppressione di una particolare gamma di disturbi. Le due induttanze — infatti — risultano in parallelo ad una capacità variabile, con la quale costituiscono un filtro regolabile per la gamma di frequenze compresa tra 3 e 50 MHz, che agisce nei confronti di un generatore o di un alternatore.

Come si può osservare, i due modelli si differenziano anche per la struttura della squadretta di fissaggio, che può quindi essere adattata a diverse esigenze.

Per meglio intenderci agli effetti della scelta dei diversi accessori, a seconda del tipo di silenziamento che occorre effettuare, e della gamma di frequenze alla quale l'operazione è riferita, la **tabella 1** raggruppa i riferimenti che identificano i diversi tipi di accessori in normale produzione, in funzione sia del silenziamento di un alternatore, sia del silenziamento di una dinamo con negativo a massa. La prima colonna di questa tabella stabilisce i punti funzionali nei quali essi vanno applicati, mentre le altre quattro colonne identificano la denominazione dei dispositivi di filtraggio, per facilitarne l'identificazione a seconda del tipo di impiego.

La **tabella 2** raggruppa invece i condensatori della serie A 801 ed A 901, in relazione al valore capacitivo ed al sistema di fissaggio. La **tabella 3** è ancora riferita a diversi tipi di condensatori, differenziandoli a seconda della capacità e del tipo di collegamento, ma appartenenti alle serie A 601 e seguenti, ed infine la **tabella 4** raggruppa la denominazione dei vari tipi di induttanze, con nucleo ad aria o di tipo ferromagnetico, con o senza capacità, precisandone sia alcune caratteristiche, sia il tipo di impiego più comune.

TABELLA 1

PUNTI FUNZIONALI	VETTURE MUNITE DI			
	ALTERNATORE		DINAMO	
	OM-OC-OL-FM	Radiotel. TV	OM-OC-OL	FM - TV Radiotel.
Alternatore e bobina accensione	ALT 1 ter	ALT 4	DYN 1	ALT 1 ter
Dinamo e bobina accensione				
Eliminazione soffio o fruscio	ALT 2 bis	ALT 2 bis		
Eliminazione rumore di fondo	ALT 3	ALT 3		
Alternatore per radio e TV		ALT 4		
Onda di ritorno bobina accensione	ALT 5	ALT 5		
Freni a disco con controllo luminoso	F 1	F 1		
Tergicristallo, ventilatore e contagiri	F 2	F 2	F 2	F 2
Orologio elettrico - Regolatore bilama	F 3	F 3	F 3	F 3
Dinamo per FM, radiotelegrafia o TV				DYN 2

Ora che sono note le caratteristiche principali della maggior parte dei componenti che questa fabbrica produce, vediamo quali sono le loro principali applicazioni.

SILENZIAMENTO DELLA DINAMO E DELL'IMPIANTO DI ACCENSIONE PER ONDE CORTE, MEDIE E LUNGHE

(Rif. DYN1)

In un'autovettura, la dinamo è notoriamente quel dispositivo che — azionato meccanicamente dal motore — produce una corrente elettrica che viene utilizzata per ottenere la ricarica della batteria, a patto che il motore raggiunga un regime minimo di giri al minuto.

Essa consta di un rotore sul quale è fissato un collettore, in contatto elettrico con due spazzole che prelevano la corrente prodotta, e la convogliano verso il circuito di ricarica, attraverso il regolatore di massima e minima.

Il modo più semplice per silenziare il circuito della dinamo, sopprimendo i segnali di disturbo dovuti allo scintillio delle spazzole, è illustrato alla **figura 3**, nella quale vengono messi in evidenza i punti critici in cui è necessario applicare i condensatori di filtraggio.

La tecnica consiste semplicemente nel predisporre un condensatore del tipo A 904 sul terminale del regolatore al quale fa capo la dinamo, ed un altro condensatore, sempre del tipo A 904, sul terminale positivo (ossia di ingresso della corrente) del primario della bobina di accensione.

Si tenga presente che è quasi più comodo applicare il primo condensatore sul terminale del regolatore, anziché su quello della dinamo, in quanto il primo è di solito più facilmente accessibile, ed il risultato è praticamente il medesimo.

Nell'eventualità che non fosse possibile disporre al momento opportuno di un condensatore del tipo A 904 o del tipo equivalente A 804, è possibile utilizzare i tipi A 903 ed A 803, con minime differenze agli effetti del risultato.

L'involucro esterno di entrambi i condensatori risulta automatica-

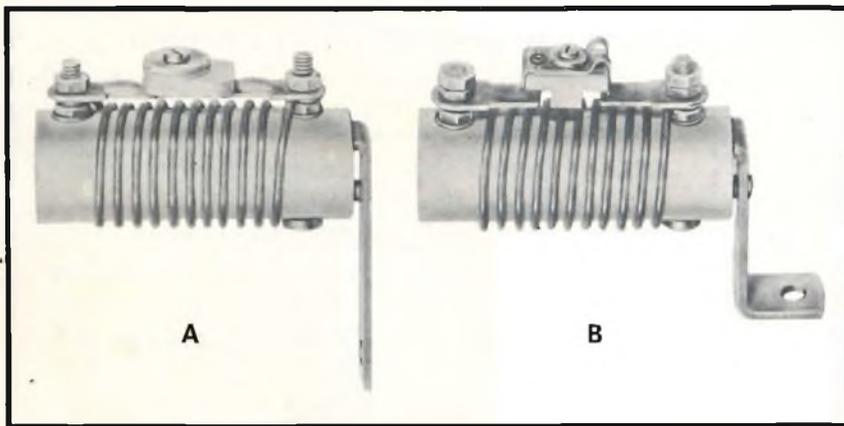


Fig. 2 - Esempi di filtri costituiti da un'induttanza per alta frequenza con nucleo ad aria, e da una capacità regolabile in parallelo. A rappresenta il tipo europeo, e B il tipo americano.

TABELLA 2 - CONDENSATORI CON CLIP DA mm 6,3 x 0,8

CAPACITA' μF	FISSAGGIO A FASCETTA	FISSAGGIO DIRITTO	FISSAGGIO PIEGATO
0,50	A 801 - F	A 901 - F	A 901 - CF
2,00	A 802 - F	A 902 - F	A 902 - CF
50,00	A 803 - F	A 903 - F	A 903 - CF
0,01	A 804 - F	A 904 - F	A 904 - CF

TABELLA 3 - CONDENSATORI SERIE A601 ecc.

TIPO	CAPACITA' μF	CONTATTO A SLITTA	CLIP mm 6,3 x 0,8	CLIP mm 9,5 x 1,2
A 601	0,5	si		
A 602	2,0	si		
A 603	3,0	si		
A 605	2,0	si		
A 606	3,0	si		
A 607	0,5	si		
A 608	3,0	si		
A 651	0,5		si	
A 652	2,0		si	
A 653	3,0		si	
A 655	2,0		si	
A 656	3,0		si	
A 658	3,0		si	
A 691	0,5			si
A 692	2,0			si
A 693	3,0			si
A 695	2,0			si
A 696	3,0			si
A 697	0,5			si

TABELLA 4 - CARATTERISTICHE INDUTTANZE E FILTRI LC

TIPO	CARATTERISTICHE	IMPIEGO
A 621	Ad aria, con capac. 0,1 μ F Corr. max. 5 A	Tergicristallo, Ventilatore, Lampeggiatore
A 623	Ad aria, con capac. 0,01 μ F	Regolatore, Dinamo
A 625	Ad aria, senza capacit�	Alimentazione negli impianti con alternatore
A 626	Con nucleo, da 15 mH Corr. max. 2,5 A	Qualsiasi filtraggio, con o senza capacit� aggiuntive
A 627	Complesso	Tra l'alternatore ed il relativo regolatore
A 629	Con nucleo, da 15 mH Corr. max. 2,5 A Capac. ingr. 100 μ F Capac. uscita 1.000 μ F	Filtraggio insufficiente specie in impianti con alternatore
A 630	Con capacit� di 0,1 μ F	Regolatore bilama, Orologio elettrico
A 631	Con nucleo, da 20 mH Corr. max. 2,5 A	Alimentazione regolatore
A 632	Come A 631 ma con diverso raccordo	Come sopra
A 636	Con nucleo, da 20mH Capac. 0,1 μ F	Bobina accensione, tergicristallo, controllo freni
A 637	Come sopra, ma con diverso raccordo	Come sopra

mente collegato a massa, grazie alla presenza di squadrette che ne consentono il fissaggio sia al bullone che blocca il regolatore, sia a fianco di quest'ultimo o sulla fascetta che sostiene la bobina dello spinterogeno, mediante viti autofilettanti.

E' buona norma collegare a massa anche il coperchio della dinamo mediante un breve segmento di treccia di rame, e ci  in quanto pu  accadere che, per fenomeni di ossi-

dazione, il contatto a massa non sia perfetto.

Il sistema descritto sussiste esclusivamente per mezzi semoventi il cui impianto elettrico abbia il polo negativo a massa. Nel caso assai raro in cui la massa della vettura faccia invece capo al polo positivo della batteria,   indispensabile impiegare in entrambi i punti di silenziamento un condensatore del tipo A 804, provvisto di due terminali

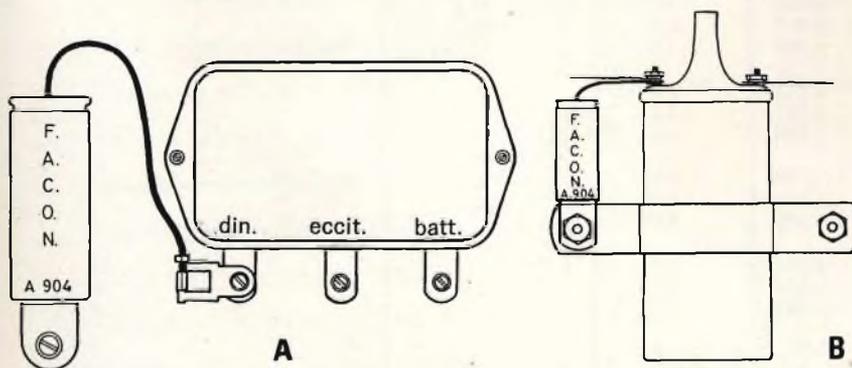


Fig. 3 - Sistemi di silenziamento della dinamo e dell'impianto di accensione, per onde medie, corte e lunghe. A illustra l'applicazione del condensatore al regolatore, e B l'applicazione della capacit  di filtro alla bobina dello spinterogeno.

indipendenti, e nel quale l'involucro esterno   neutro, nel senso che non   collegato ad alcuno dei due elettrodi della capacit .

SILENZIAMENTO DEL REGOLATORE DELLA DINAMO PER FM, ONDE ULTRACORTE, RADIOTELEFONIA E TELEVISIONE (Rif. DYN 2)

La soppressione dei disturbi prodotti dal regolatore   indispensabile per l'ascolto delle onde corte, delle trasmissioni a modulazione di frequenza, delle comunicazioni radio-telefoniche e delle trasmissioni televisive. I segnali di disturbo prodotti da questo componente dell'impianto elettrico non sono continui, cos  come possono essere considerati quelli prodotti dalla dinamo e dallo spinterogeno, in quanto consistono esclusivamente in scariche saltuarie, che si verificano ogni qualvolta il rel  che regola la tensione e la corrente di carica si apre o si chiude, a seconda della velocit  di rotazione del motore.

Il primo provvedimento, la cui tecnica   illustrata alla figura 4, consiste nell'applicare un condensatore «by-pass» del tipo A 607 al terminale contrassegnato D+61 del regolatore. Sotto questo aspetto,   bene precisare che la codificazione dei punti di riferimento   quella adottata in Francia, alla quale fa riferimento l'opuscolo dal quale abbiamo tratto le presenti note. Il tecnico che abbia per  una certa pratica nei confronti degli impianti elettrici di bordo, non avr  certamente difficolt  ad individuarne i punti corrispondenti, nell'eventualit  che le sigle di codice non corrispondano.

Il secondo provvedimento consiste nell'applicare un altro condensatore «by-pass» del tipo A 608 in corrispondenza del punto di riferimento B+51 del regolatore, mentre il terzo provvedimento consiste nell'applicare un filtro del tipo A 631 o A 632 al terminale del regolatore facente capo al circuito di eccitazione (DF). Questo filtro consiste in una impedenza con nucleo ferromagnetico ed in una piccola

capacità, in quanto l'eventuale applicazione di un valore capacitivo elevato provocherebbe inevitabilmente un aumento della tensione.

Per eseguire l'operazione nel modo corretto, occorre innanzitutto staccare il collegamento facente capo al punto D+61 del regolatore, e sostituirlo col terminale flessibile del condensatore A 607, dopo di che il terminale opposto di quest'ultimo farà capo da un lato verso l'indicatore di carica, e dall'altro verso il generatore, nel modo illustrato.

Il terminale flessibile del condensatore A 608 farà invece capo al punto B+51, mentre il terminale opposto farà capo sia alla batteria, sia alla chiave di accensione.

Infine, per quanto riguarda il filtro A 631/632, il filo staccato deve essere collegato al morsetto del condensatore, mentre il terminale di quest'ultimo deve sostituire il collegamento che faceva prima capo al morsetto di eccitazione.

La realizzazione di un condensatore «by-pass» presenta forse qualcosa di misterioso, in quanto è forse l'unico esemplare di condensatore che viene percorso da una corrente continua. Si sente infatti spesso affermare che si tratta di un filtro, sebbene — nel vero senso del termine — l'espressione sia inesatta, in quanto in esso non è presente alcuna induttanza.

La **figura 5** illustra in forma schematica la struttura di un condensatore di questo tipo: per comprenderne il funzionamento, possiamo immaginare una specie di tramoggia, nella quale vengono versati contemporaneamente acqua e sabbia. Ciò premesso, è intuitivo che l'acqua potrà sfuggire dalle aperture della tramoggia, mentre la sabbia resterà all'interno del contenitore.

Nei confronti dell'applicazione elettrica, accade esattamente il contrario, nel senso che l'acqua, vale a dire la corrente continua, passerà dal filo al morsetto, mentre la sabbia (vale a dire i segnali parassiti) potrà sfuggire attraverso il condensatore verso la massa, come nel caso dell'analogia idraulica l'acqua torna verso la terra.

Prima della sua realizzazione, un condensatore «by-pass» non è altro che un componente di tipo classico,

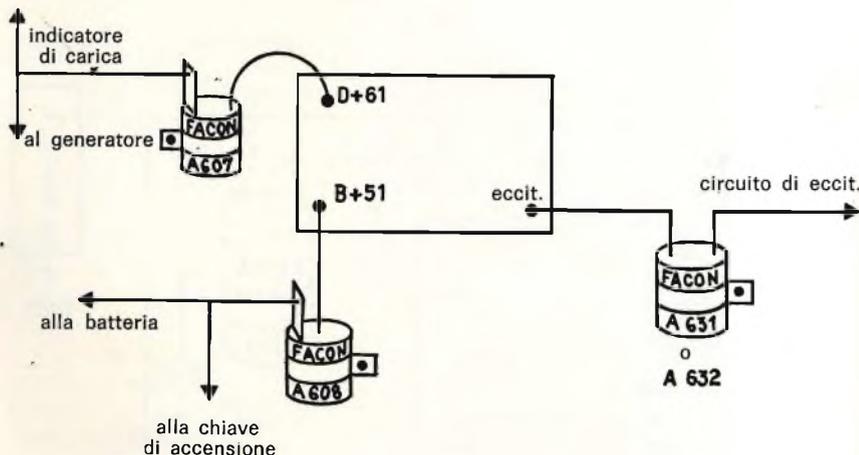


Fig. 4 - Silenziamiento del regolatore della dinamo: questa operazione consiste nell'applicare tre filtri, in tre diversi punti critici del regolatore, contraddistinti dalle sigle D+61, B+51 e DF (eccitazione).

sebbene — per il suo impiego pratico — esso subisca un trattamento speciale. Una delle sue superfici viene infatti completamente ricoperta con uno spesso strato di stagno, facente corpo unico con l'armatura del condensatore. Su questo metallo vengono applicati un morsetto di rame ed un conduttore di notevole diametro, generalmente con una sezione di 4 mm²: la corrente continua passa dunque sulla superficie del condensatore, mentre i segnali parassiti sfuggono attraverso il condensatore, raggiungono l'altra armatura, e fanno capo ad una piastrina di rame, che viene saldata all'involucro esterno collegato a massa.

SILENZIAMENTO DI UN ALTERNATORE E DELLA BOBINA DI ACCENSIONE

(Rif. ALT 1 ter)

Il silenziamiento di un alternatore si presenta meno problematico di quello di una dinamo, sebbene l'eliminazione dei disturbi provocati dalla corrente alternata residua nei cavi costituisca considerevoli difficoltà.

A tale scopo, conviene installare un componente del tipo A 633 sull'alternatore, ed un altro del tipo A 634 sulla bobina di accensione, così come si osserva alla **figura 6**.

Nei confronti di questo accorgimento, sono stati previsti due valori stabiliti dopo numerose prove, nel senso che i valori capacitivi scelti sono dovuti all'attuale diffusione

dell'uso delle onde lunghe per la ricezione di programmi radiofonici. Se queste ultime non esistessero, sarebbero sufficienti valori capacitivi di 2,5 e di 50 µF. Attualmente — tuttavia — in alcune vetture munite di comandi elettronici, può risultare più vantaggioso sostituire il tipo A 634 con un componente del tipo A 635.

Per quanto riguarda l'alternatore propriamente detto, collegare il terminale bianco del modello A 633 sul morsetto positivo, e fissare solidamente la fascetta ad un punto di ottimo contatto verso massa.

Per quanto riguarda invece la bobina, il terminale rosso del componente A 634 deve far capo al terminale positivo del primario della bobina di accensione: il terminale nero deve invece essere collegato a massa.

La treccia di rame deve essere inserita tra il coperchio dell'alter-

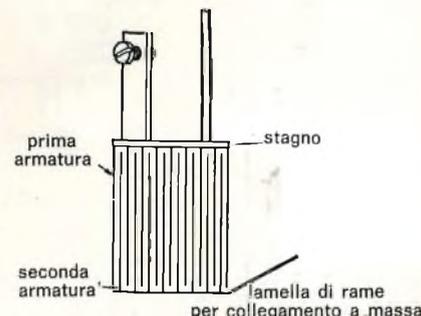


Fig. 5 - Rappresentazione schematica della struttura interna di un condensatore «by-pass».

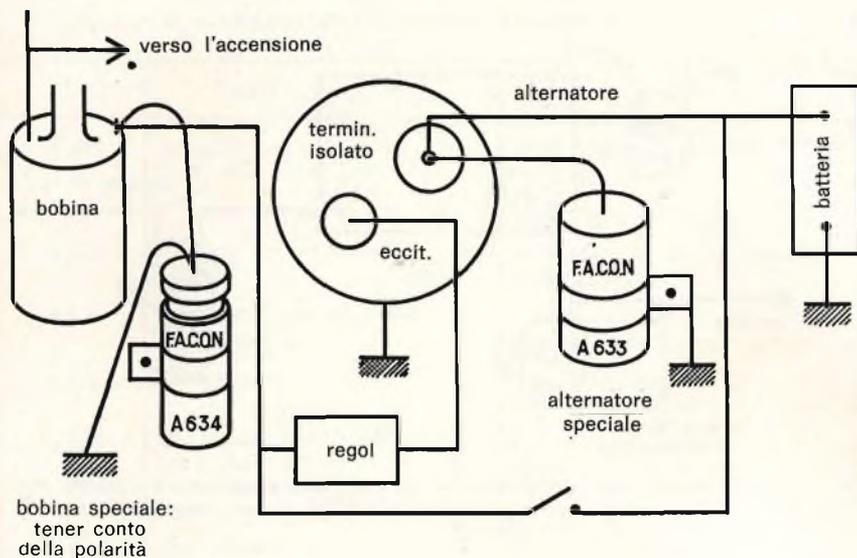


Fig. 6 - Tecnica di silenziamento dell'alternatore e della bobina di accensione, mediante l'applicazione di un condensatore A 634, e di un condensatore del tipo A 633.

natore e la massa del veicolo, onde evitare che l'eventuale cattivo contatto possa comprometterne l'effetto di schermaggio.

Questo sistema di silenziamento deve essere adottato soltanto per gli impianti elettrici nei quali il polo negativo della batteria sia a massa. Per i veicoli aventi invece il positivo a massa, è indispensabile semplicemente invertire i collegamenti del componente A 634.

ELIMINAZIONE DEL SOFFIO NEI RICEVITORI

(Rif. ALT 2 bis)

La corrente di alimentazione prelevata dall'apposito morsetto presenta assai spesso una componente

parassita avente una frequenza particolarmente udibile, che si manifesta sotto forma di un soffio la cui intensità aumenta con l'aumentare della velocità di rotazione del motore. Nei confronti di questo tipo di disturbo, è possibile applicare un efficace rimedio mediante l'installazione di un filtro del tipo A 649.

La struttura schematica di questo filtro è illustrata in A alla figura 7, nella quale si nota che esso consiste sostanzialmente in una induttanza per Alta Frequenza, ed in due capacità, di cui una del valore di $220 \mu\text{F}$, ed una del valore di $1.000 \mu\text{F}$ (elettrolitica), facenti capo a massa da entrambi i lati dell'induttanza.

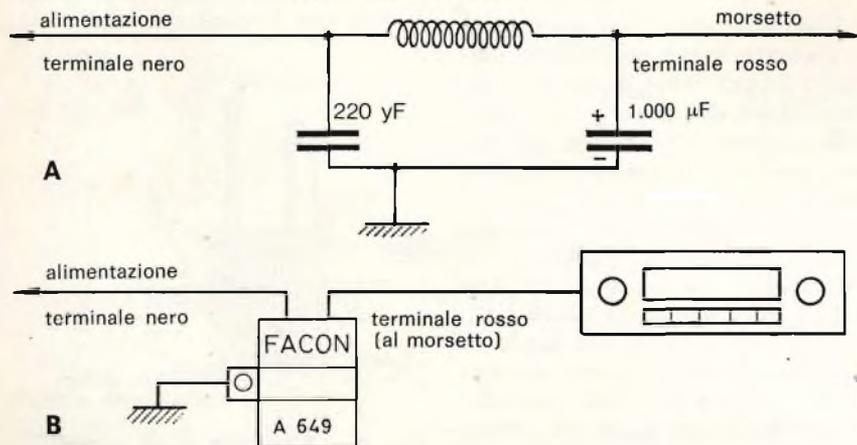


Fig. 7 - A illustra lo schema elettrico del filtro per la soppressione del soffio (o fruscio), e B il sistema di collegamento, in prossimità del ricevitore.

B illustra invece il sistema di collegamento: il filtro A 649 deve essere installato il più possibile in prossimità del ricevitore (sia esso un apparecchio radio o un apparecchio televisivo). A tale scopo, staccare il conduttore che reca la tensione positiva, e sostituirlo con il terminale rosso del filtro: unire quindi il collegamento staccato al terminale nero del filtro, ed isolare con cura la giunzione.

La fascetta di fissaggio deve essere collegata a massa, mediante l'applicazione di un breve tratto di treccia di rame.

Data la presenza di un condensatore elettrolitico nel filtro A 649, il suo impiego è limitato esclusivamente alle vetture il cui impianto elettrico presenta il polo negativo a massa. Il sistema può però essere sostituito con l'applicazione di un componente induttivo del tipo A 625 e di due condensatori del tipo A 877, secondo la disposizione illustrata alla figura 8. Questa variante si rivela di notevole utilità nei confronti delle vetture il cui impianto elettrico presenta il polo positivo a massa, in quanto la possibilità di applicare separatamente i due condensatori permette di tenere conto della polarità, e di collegare quindi a massa il terminale positivo dell'elettrolitico.

PROVVEDIMENTI CONTRO IL RUMORE DI FONDO NEL RICEVITORE

(Rif. ALT 3)

In un insieme abbastanza compatto, è stato possibile raggruppare un'impedenza con nucleo ferromagnetico e due condensatori di grande capacità, il che permette alla corrente di alimentazione di assumere una caratteristica quasi perfettamente continua, eliminando il rumore di fondo al punto tale da renderlo praticamente inudibile.

Questo dispositivo può essere del pari impiegato con successo agli effetti del filtraggio della corrente di alimentazione in un sistema di iniezione elettronica, evitando le eventuali irregolarità del dispositivo di comando.

Lo schema elettrico del filtro A 629 è illustrato in A alla figura 9, in essa si nota la presenza di una impedenza provvista di nucleo, e di un condensatore da 100 μF , oltre a quella di un secondo condensatore (elettrolitico) avente il valore di 1.000 μF .

La sezione B della stessa figura illustra il metodo di collegamento: anche nei confronti di questo dispositivo, la sua installazione è consigliabile il più possibile in prossimità dell'apparecchio alimentato.

Per eseguirne il collegamento, staccare il conduttore che reca la tensione positiva di alimentazione, e sostituirlo con il terminale rosso del filtro. Collegare quindi il filo staccato al secondo terminale, ed isolare la giunzione.

Anche in questo caso, la fascetta di fissaggio deve far capo a massa, tramite un tratto di treccia flessibile di rame.

La presenza di una capacità elettrolitica impone anche qui l'uso del filtro esclusivamente con impianti col negativo a massa. Esso può però essere sostituito da una impedenza tipo A 626 e da due condensatori dei tipi A 803, A 825 o A 876 o ancora A 877, con possibilità di scelta della banda passante.

Quando vengono usati dei condensatori indipendenti, è ovviamente possibile realizzare un filtro anche per i veicoli il cui impianto elettrico presenti il polo positivo a massa.

ELIMINAZIONE DEI DISTURBI DELL'ALTERNATORE PER IMPIANTI RADIO-TELEFONICI E PER RICEZIONE TELEVISIVA (Rif. ALT 4)

Per questa particolare applicazione, è necessario disporre di filtri che possano funzionare per la gamma compresa tra 3 e 27 MHz, il cui compito consiste nell'eliminare per assorbimento i segnali parassiti di frequenza prossima a quella che si intende ricevere.

Il filtro che è stato progettato a questo scopo è contraddistinto dalla sigla A 640-E, che può essere sostituito dal tipo A 640-U, dal quale si differenzia per la forma del sistema di fissaggio meccanico.

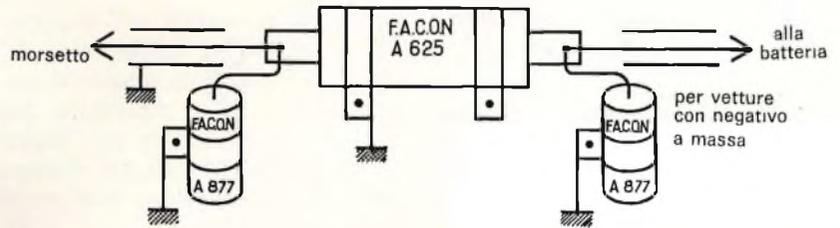


Fig. 8 - Allestimento di un filtro analogo a quello illustrato alla figura 7, ma realizzato con componenti separate, per consentirne l'installazione anche sugli impianti con polo positivo a massa.

Per quanto riguarda il collegamento all'alternatore, il sistema più pratico è illustrato nelle due sezioni di figura 10, che mette in evidenza i due casi di contatto sul retro o sul fianco dell'alternatore.

Il provvedimento consiste nel separare il conduttore del polo isolato (morsetto di maggiori dimensioni) dell'alternatore (o anche del-

la dinamo), e nel sostituirlo col terminale a squadretta del filtro A 640 e col terminale bianco del condensatore A 633. Durante l'installazione del filtro, controllare che esso risulti perfettamente parallelo al corpo dell'alternatore.

L'operazione successiva consiste nel collegare il conduttore staccato al punto indicato con la lettera B

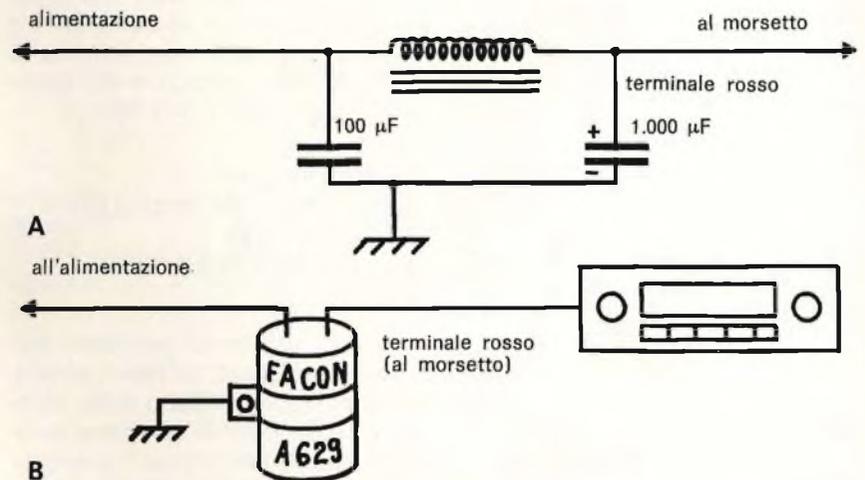


Fig. 9 - A illustra lo schema elettrico del filtro per la soppressione del rumore di fondo, e B la tecnica di installazione del filtro, anche in questo caso in prossimità del ricevitore.

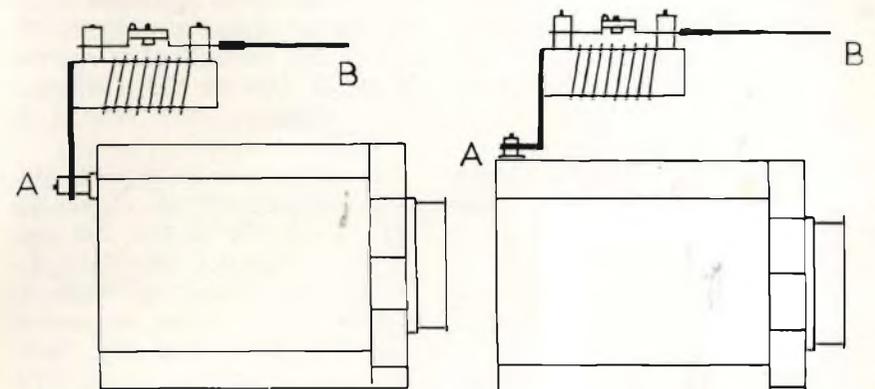


Fig. 10 - Installazione di un filtro del tipo di cui alla figura 2, per la soppressione dei disturbi prodotti dall'alternatore nei confronti della ricezione radio-telefonica e televisiva, per la gamma compresa tra 3 e 27 MHz. A sinistra la versione «E», e a destra la versione «U».

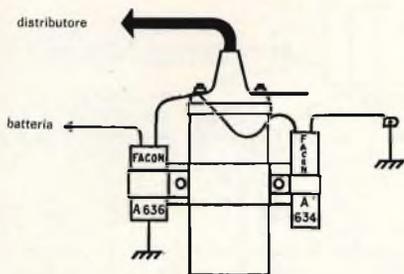


Fig. 11 - Applicazione dei due dispositivi di soppressione dei disturbi, ad una bobina dello spinterogeno, per l'eliminazione dell'impulso dell'onda di ritorno della corrente ad alta tensione.

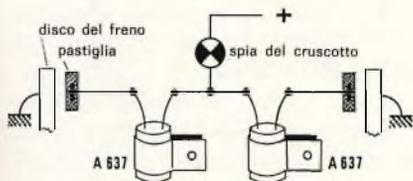


Fig. 12 - Tecnica di installazione dei dispositivi di filtraggio A 637, per eliminare le scariche dovute all'impianto di segnalazione che permette il controllo del funzionamento dei freni a disco con comando elettrico.

nelle due sezioni della figura. Successivamente, fissare con cura il condensatore A 633 alla massa dell'alternatore, usufruendo a tale scopo dell'apposita fascetta. Staccare quindi la massa dell'alternatore, e ripristinare questo collegamento tramite un segmento di treccia di rame.

Una volta terminata l'installazione, si può procedere alla messa a punto nel modo che segue: regolare il condensatore durante il funzionamento del ricevitore, ossia durante l'ascolto di una trasmissione, fino alla completa scomparsa del rumore parassita.

In alcuni casi, si può constatare la persistenza di un particolare tipo di rumore, che può provenire sia dall'impianto di accensione, se si tratta di un crepitio, sia dal generatore, se si tratta invece di un tipico fruscio.

L'identificazione della causa viene facilitata procedendo come segue:

- 1 - Mettere in funzione il ricevitore.
- 2 - Imballare il motore.
- 3 - Interrompere l'accensione.

Se il rumore cessa, la causa ri-

siede indubbiamente nell'impianto di accensione: se invece esso permane, la causa è da imputarsi inequivocabilmente al generatore, che continua a funzionare per alcuni istanti fino all'arresto del motore, dopo la disattivazione dell'accensione.

E' sempre possibile ottenere sotto questo aspetto il migliore risultato, staccando il collegamento di massa, e sostituendolo con un tratto di treccia flessibile di rame, predisposto tra la massa del generatore e quella del veicolo, oppure tra la massa del regolatore e quella del veicolo.

Questo filtro può essere impiegato anche su altre gamme di frequenza, aggiungendo una capacità fissa in parallelo, come segue:

- Per la gamma compresa tra 5 e 7 MHz, aggiungere una capacità del valore di 220 pF.
- Per la gamma compresa tra 3 e 5 MHz, aggiungere una capacità del valore di 1.500 pF.

SOPPRESSIONE DELL'ONDA DI RITORNO PROVENIENTE DALLO SPINTEROGENO

(Rif. ALT 5)

L'onda di ritorno provocata dall'interruzione della corrente ad alta tensione nel secondario della bobina di accensione si manifesta principalmente sui motori piuttosto spinti, e può essere eliminata mediante l'applicazione del filtro la cui posizione è illustrata alla figura 11.

La caratteristica del disturbo consiste in un rumore simile alla raffica di una mitragliatrice, che aumenta di intensità e di frequenza con l'aumentare della velocità di rotazione del motore.

La soppressione del disturbo consiste nell'applicare un dispositivo del tipo A 636 ed uno del tipo A 634, collegandoli allo stesso terminale della bobina, nel modo illustrato. A tale scopo, staccare il conduttore proveniente dalla batteria e facente capo ad un morsetto della bobina dello spinterogeno, e sostituirlo con entrambi i terminali rossi dei due dispositivi di eliminazione del disturbo. Unire succes-

sivamente il terminale nero del componente A 634 a massa, ed il terminale bianco del componente A 636 al conduttore che era stato precedentemente staccato dalla bobina, isolando con cura il punto di giunzione.

La fascetta metallica di supporto del condensatore A 636 deve essere perfettamente collegata a massa.

Questa disposizione circuitale è adatta agli impianti nei quali il polo negativo della batteria è a massa. Nei casi in cui il polo positivo faccia invece capo a massa, occorre semplicemente invertire tra loro i collegamenti del componente A 634; nessuna modifica è invece necessaria per il componente A 636.

SILENZIAMENTO DEI FRENI A DISCO MUNITI DI SEGNALE LUMINOSA

(Rif. F1)

Alcune vetture di tipo moderno sono munite di un dispositivo luminoso di sicurezza applicato al circuito di comando dei freni, il cui funzionamento provoca un fastidioso disturbo agli effetti della ricezione radio. L'eliminazione di questo inconveniente può essere ottenuta applicando due dispositivi di filtraggio del tipo A 637, secondo lo schema di collegamento illustrato alla figura 12.

E' bene precisare che l'applicazione di questi dispositivi anti-parassitari costituisce un'operazione piuttosto complicata, la cui efficacia è subordinata alla scrupolosità ed alla precisione con cui viene eseguita. Prima di intraprenderla, è perciò indispensabile provare personalmente la vettura, per individuare il luogo di provenienza dei segnali parassiti (ruote anteriori o posteriori), ed agire in conformità.

Il senso di collegamento del dispositivo A 637 deve essere determinato sperimentalmente, con una operazione che può essere effettuata senza difficoltà provando separatamente le due possibili combinazioni.

L'involucro esterno deve essere collegato a massa mediante l'appo-

sita fascetta. Sotto tale aspetto, verificare con un ohmetro la resistenza elettrica di tutti i punti articolati, prima di applicare le trecce, ogni qualvolta se ne presenta la necessità, generalmente tra l'involucro ed il braccio di pressione, nonché tra quest'ultimo e lo zoccolo.

Purtroppo, numerosi installatori di autoradio poco scrupolosi procedono arbitrariamente all'eliminazione della spia di segnalazione del corretto funzionamento del freno, allo scopo di eliminare questo tipo di disturbo: riteniamo quindi utile rammentare che l'eliminazione di questo controllo visivo può compromettere seriamente la sicurezza di funzionamento e di uso del veicolo.

SILENZIAMENTO DEL TERGICRISTALLO, DEL VENTILATORE E DEL CONTAGIRI

(Rif. F 2)

Il motorino elettrico del tergicristallo, quello del ventilatore, ed il circuito elettronico del contagiri, sono spesso causa di altri tipi di rumori, che possono a volte compromettere gravemente la ricezione radiofonica, soprattutto dopo un notevole periodo di usura, e quando sono presenti difetti più o meno pronunciati.

Il provvedimento che è possibile adottare nei confronti di questo tipo di disturbo consiste nell'applicare un dispositivo del tipo A 636 oppure A 637, secondo la disposizione illustrata alla figura 13. I filtri di questo genere forniscono risultati eccellenti, e possono essere impiegati anche sui contagiri elettronici, sebbene sia necessaria sotto tale aspetto una precauzione consistente nel fatto che il collegamento, che unisce la testata del dispositivo di accensione al filtro, deve essere sostituito con un collegamento schermato, nel quale i punti di inizio e di fine della calza devono essere collegati entrambi a massa, per evitare l'irradiazione di segnali parassiti.

Le luci rotanti e lampeggianti delle ambulanze e delle vetture di soccorso (carrì attrezzati) e della

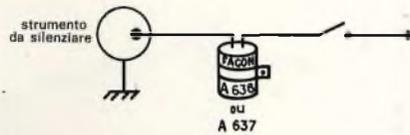


Fig. 13 - Applicazione di un filtro A 638 per eliminare le scariche di apertura e di chiusura dei contatti di tergicristallo, ventilatori e contagiri elettronici.

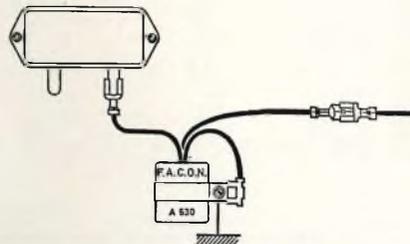


Fig. 14 - Applicazione di un filtro A 630 per eliminare le scariche dovute ad un regolatore bilama.

polizia possono del pari essere silenziati con l'aiuto di questi filtri, oppure con l'impiego di due unità del tipo A 636 o di due unità del tipo A 637, di cui una per il motore che fa ruotare la luce, e la seconda per il circuito di lampeggiamento.

Nei riguardi di questa particolare applicazione, è bene non dimenticare di collegare la massa del faro alla vettura. Per quanto riguarda invece il silenziamento di un contagiri, occorre rammentare l'impiego di conduttori schermati (come già si è detto), e predisporre un filtro del tipo A 636 o A 637 lungo l'alimentazione del contagiri, senza che ciò comprometta minimamente la esattezza delle indicazioni fornite dallo strumento. Schermare infine il contagiri, se tale provvedimento non è stato adottato in origine, collegando con cura lo schermo a

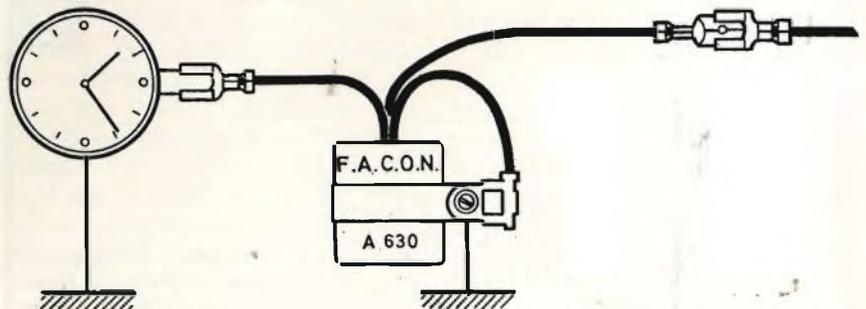


Fig. 15 - Uso di un filtro A 630 per eliminare le scariche dovute allo scatto di ricarica della molla a tempo di un orologio elettrico.

massa mediante un segmento di treccia di rame.

SILENZIAMENTO DI UN OROLOGIO ELETTRICO O DI UN REGOLATORE BILAMA

(Rif. F 3)

L'eliminazione delle scariche di apertura e di chiusura del circuito che alimenta questi dispositivi può essere ottenuta abbastanza facilmente con l'impiego di un componente del tipo A 630.

A tale scopo, come si osserva alle figure 14 e 15, è necessario in primo luogo interrompere il collegamento che porta la corrente elettrica di alimentazione all'orologio o al regolatore: questo collegamento deve essere sostituito con il terminale uscente dal dispositivo A 630.

Il conduttore precedentemente interrotto deve quindi essere collegato al clip maschio del filtro, dopo di che occorre applicare sotto alla fascetta facente capo a massa il terminale nero e la treccia di rame del filtro stesso.

Con un regolatore bilama, lo zoccolo ed il coperchio devono essere del pari collegati a massa, onde evitare l'irradiazione di segnali parassiti.

Nell'esecuzione di questo provvedimento, l'efficacia del silenziamento è funzione diretta della qualità del contatto a massa: questo è il motivo per il quale — prima dell'applicazione — è bene pulire con cura la superficie di contatto a massa, ed applicare un po' di grasso per contatti per evitare fenomeni di ossidazione che potrebbero compromettere l'efficacia dello schermaggio.



VIDEO RISATE



Il primo goal della stagione
« Sorrida, prego ... ».



« L'idea ce l'ha data un tale che
ha lavorato vent'anni alla Fiat ».



« ... è incredibile, cari telespor-
tivi la violenza con cui gli attac-
canti avversari bombardano la
nostra porta ... ».

CONCLUSIONE

Abbiamo così passato in rassegna la maggior parte dei dispositivi che possono essere causa di disturbi in un mezzo semovente, sia per quanto riguarda la ricezione di trasmissioni radiofoniche e televisive a bordo, sia per quanto riguarda l'irradiazione di disturbi che possono compromettere la ricezione da parte di altri ricevitori esterni.

Non abbiamo però la pretesa di aver esaurito l'argomento, sebbene siano stati presi in considerazione anche alcuni tra i più moderni dispositivi di cui sono dotate le autovetture di attuale produzione. Ovviamente, i provvedimenti descritti dovrebbero a rigor di logica essere applicati nella totalità dei casi sulle autovetture, sui pullman, sugli autocarri, sulle autoambulanze, sui motocarri e le motociclette, ecc. che, (anche in assenza di un ricevitore a bordo) — circolando continuamente nei centri abitati — sono più suscettibili di arrecare disturbi al prossimo. Sappiamo, infatti, tutti quanto problematica sia la ricezione televisiva con antenne situate ad altezze limitate, o addirittura con antenne interne applicate sul ricevitore, a causa del passaggio di veicoli. Ciò non toglie, tuttavia, che i medesimi provvedimenti dovrebbero essere applicati anche sui natanti, sugli aerei per uso privato, ecc., che - sia pure con minore incidenza - possono del pari essere causa di disturbi di varia natura.

E' assai probabile che, mano a mano che l'elettronica si sostituisce all'elettrotecnica per risolvere i problemi relativi ai mezzi di trasporto, i dispositivi elettrici ed elettronici presenti nei diversi modelli aumentino di numero, aumentando contemporaneamente anche le possibilità di produzione di segnali di disturbo. Sotto questo aspetto, non mancheremo di informare tempestivamente i nostri Lettori su tutto ciò che la tecnica elettronica permetterà di fare per ovviare a questi sgradevoli inconvenienti.

Per il momento riteniamo di aver fornito utili indicazioni a tutti coloro che hanno il problema di eliminare dei disturbi provocati da mezzi motorizzati. Ciò grazie soprattutto all'interessante opuscolo della F.A.C.O.N.



Fig. 1 - Modernissima antenna aperiodica a quadro della HERMES ELECTRONICS LIMITED che mediante un preamplificatore a stato solido consente di coprire le gamme di radiodiffusione fra 2 e 32 MHz. Si tratta di un tipo di antenna che è destinato a sostituire, in ricezione, le antenne rombiche e quelle logperiodiche

NUOVE PROSPETTIVE DI RADIODIFFUSIONE

parte prima

Recentemente, sotto gli auspici dell'UNESCO, si è riunita un'apposita commissione internazionale che ha preso in considerazione i futuri sviluppi delle radiocomunicazioni, ed in particolare la radiodiffusione, via satellite.

Trattandosi di un argomento di attualità che certamente interessa molti nostri lettori il nostro collaboratore P. Soati pubblica una rielaborazione delle memorie che sono state presentate a questo simposio dalla UIT.

Per telecomunicazioni si intendono tutte le trasmissioni a distanza, emissione e ricezione, di informazioni di qualsiasi natura, realizzate mediante l'impiego delle onde elettromagnetiche. Mentre i cosiddetti servizi fissi si riferiscono ad un servizio di radiocomunicazione fra determinati punti fissi, il servizio di radiodiffusione è un servizio destinato ad essere ricevuto dal pubblico in generale, in posti indeterminati, anche se in effetti è riservato a ser-

vire delle zone che possono essere determinate.

Una rete di radiodiffusione ha infatti lo scopo di assicurare, mediante l'impiego di un certo numero di trasmettitori la copertura di un dato territorio. In linea di massima le reti di radiodiffusione ad onde lunghe (chilometriche), onde medie (ettometriche), onde metriche (VHF) e onde decimetriche (UHF) sono impiegate prevalentemente per soddisfare le esigenze nazionali, salvo eccezioni per i trasmettitori di

maggior potenza della gamma onde lunghe e medie. Le reti ad onde corte (decimetriche) sono invece utilizzate prevalentemente per servire zone di ricezione anche lontanissime dai trasmettitori.

I SISTEMI DI RADIODIFFUSIONE

Un sistema di radiodiffusione comprende il trasmettitore, con i mezzi che producono i programmi ad esso collegati, il mezzo di propagazione, cioè le onde em, che serve a trasportare l'informazione a distanza ed il ricevitore che serve a riceverla.

Esaminiamo brevemente le principali caratteristiche di questi tre fattori.

IL TRASMETTITORE

Senza intrattenerci su di essi dobbiamo necessariamente precisare che i mezzi destinati a fornire i programmi che debbono essere radiodiffusi hanno raggiunto oggi una qualità molto elevata e che sono essi che forniscono al trasmettitore i segnali audio o quelli video,

questi ultimi per le emissioni TV, con una larghezza di banda che può variare da 5 a 15 kHz per la radiodiffusione sonora e da 4 a 7 MHz per la portante video, a seconda del sistema adottato.

Il ruolo del trasmettitore è quello di irradiare, mediante l'antenna ad esso collegata, i suddetti segnali sovrapposti ad un'onda radioelettrica che è caratterizzata dalla sua frequenza oppure dalla lunghezza di onda. I segnali di bassa frequenza sono detti comunemente «modulazione».

Non è assolutamente possibile dissociare il trasmettitore dalla propria antenna perché la potenza irradiata dipende dalla potenza fornita dal primo e dal diagramma di irradiazione della seconda. L'onda irradiata genera attorno al trasmettitore un campo elettromagnetico che si misura in volt per metro (V/m) od anche in millivolt per metro (mV/m) oppure in microvolt per metro ($\mu\text{V}/\text{m}$).

La zona di servizio di un trasmettitore è determinata dal limite al di là del quale il rapporto fra l'intensità di campo em, cioè del segnale

utile, e l'intensità dei rumori radioelettrici naturali, industriali oppure l'intensità di campo em di un altro trasmettitore funzionante sulla stessa frequenza (cioè interferente), oltrepassa un determinato limite.

L'antenna trasmittente ha una importanza eccezionale per l'estensione della zona di servizio specialmente per quanto concerne le onde lunghe e quelle medie. Nelle onde corte, oltre a limitare l'irradiazione e quindi la perdita di energia nelle zone limitrofe al trasmettitore consente di concentrare le onde em in un raggio molto ristretto in modo da servire le zone desiderate, che in genere sono molto lontane dal trasmettitore. In questo caso la PAR, cioè la potenza apparente irradiata, nella direzione desiderata, impiegando una buona antenna, può essere equivalente a dieci volte la potenza che sarebbe irradiata usando un'antenna omnidirezionale. Risultati simili si ottengono pure per le antenne VHF e UHF.

A bordo dei satelliti artificiali la antenna è invece destinata a limitare l'irradiazione delle onde em verso una determinata porzione del globo terrestre. I sistemi di modulazione, maggiormente in uso per la radiodiffusione e la televisione sono la modulazione di ampiezza e la modulazione di frequenza.

MEZZO DI PROPAGAZIONE

La propagazione delle onde radioelettriche dipende dalla lunghezza dell'onda em, dalla natura del suolo lungo il tragitto di propagazione, dall'atmosfera terrestre e dagli strati ionizzati dell'alta atmosfera, cioè della ionosfera.

Nel caso di un satellite che sia collocato in un'orbita geostazionaria, la maggior parte del tragitto delle onde em viene effettuata nel vuoto e, come vedremo, la maggiore influenza del passaggio delle stesse attraverso gli altri strati dell'atmosfera può avere notevole importanza per le frequenze al di sopra dei 10 GHz.

La caratteristica di propagazione delle onde em varia in funzione della loro lunghezza come segue:



Fig. 2 - Consolle QRK per la registrazione e lo smistamento dei programmi negli studi radiofonici costruita dalla ELECTRONIC PRODUCER di Fresno (Cal.). Si tratta di un sistema altamente funzionale senza dubbio all'avanguardia nel suo specifico campo applicativo.

Onde chilometriche - si propagano anche a grandissime distanze ad opera dell'onda di superficie. Alcune componenti che viaggiano verso l'alta atmosfera sono assorbite durante le ore diurne mentre una certa riflessione si può rilevare nelle ore notturne a delle distanze sempre superiori ai 1000 km.

In questa gamma i disturbi atmosferici sono molto forti per cui essa non può essere utilizzata nei paesi tropicali.

Onde ettometriche - la propagazione delle onde medie si effettua durante il giorno mediante l'onda di superficie mentre nelle ore notturne a questa si aggiunge l'onda riflessa dagli strati ionosferici. Esistono pertanto due tipi distinti di propagazione: di giorno è presente la sola onda di superficie il cui raggio è dell'ordine di un centinaio di chilometri: la distanza di copertura naturalmente dipende anche dalla potenza del trasmettitore e dalle caratteristiche dell'antenna. I disturbi atmosferici possono essere anche intensi nella stagione estiva e nelle zone tropicali. Durante la notte la zona servita dall'onda di superficie si riduce sensibilmente poiché con il tramontare del sole si manifesta la onda riflessa dalla ionosfera che, sommandosi con l'onda di superficie, dà luogo a un fenomeno di interferenza in una zona anulare al trasmettitore. Allontanandosi da questa zona l'onda riflessa prevale nettamente ed i segnali aumentano di intensità fino ad alcune centinaia di chilometri. Ciò provoca interferenze con i trasmettitori che usano la stessa frequenza, fenomeno questo che per i suddetti motivi non si manifesta nelle ore diurne.

Inoltre occorre considerare che mentre l'onda di superficie assicura nelle ore diurne un servizio sicuro e di buona qualità, l'onda di spazio, cioè l'onda riflessa, essendo fluttuante peggiora senz'altro la qualità della ricezione.

Onde tropicali - nelle regioni tropicali, in cui i disturbi atmosferici sono notevolmente intensi si preferisce utilizzare le onde medio-corte che in effetti corrispondono alla parte più alta (in lunghezza d'on-

da), delle onde corte, e che permettono di ottenere una riflessione ionosferica anche durante le ore diurne. In questo caso, trattandosi di zone vicine al trasmettitore si utilizzano delle antenne speciali che irradiano prevalentemente nelle zone prossime alla verticale in modo cioè che la riflessione si manifesta molto vicino al trasmettitore stesso. Questo sistema, che è stato adottato anche per la stazione italiana di Roma che trasmette sulla frequenza di 3995 kHz e che è anche detto «a pioggia», permette di avere una zona di servizio alquanto estesa tutto attorno al trasmettitore.

Onde decametriche - nella gamma delle onde corte si utilizzano in modo particolare le proprietà riflettenti degli strati ionosferici. A questo scopo le onde em sono concentrate in un raggio sufficientemente stretto a mezzo di antenne direttive ed in modo tale che dopo aver subito una o più riflessioni negli strati ionosferici esse possono arrivare a distanze grandissime dal trasmettitore.

Lo stato degli strati ionosferici varia in funzione del giorno e della notte, delle quattro stagioni e del ciclo undecennale dell'attività solare. Queste variazioni obbligano le amministrazioni ad utilizzare delle frequenze differenti il giorno e la notte e per ognuna delle quattro stagioni.

Onde metriche e decimetriche - in queste gamme la zona di servizio è generalmente limitata all'orizzonte ottico. Frequentemente, e specialmente per le frequenze più basse, detta zona può superare il suddetto orizzonte ed in tal caso si possono verificare dei notevoli fenomeni di interferenza fra i vari trasmettitori che usano la stessa frequenza di emissione.

Nella parte più alta di questa gamma ostacoli di notevoli dimensioni possono essere la causa di noiose riflessioni soprattutto in televisione. A conclusione di lunghi studi non si esclude che la parte superiore di questa gamma possa essere impiegata per servizi di radiodiffusione o di televisione tramite i satelliti artificiali.

Onde centimetriche - attualmente in questa gamma non funziona alcuna stazione di radiodiffusione: ciò è dovuto al fatto che l'assorbimento dovuto agli agenti atmosferici assume un ruolo particolarmente rilevante. Inoltre la portata quasi ottica rende queste onde estremamente vulnerabili dagli ostacoli di qualsiasi genere e dimensioni.

L'utilizzazione delle onde centimetriche per servizi di radiodiffusione e di televisione dai satelliti artificiali ha dato origine a molteplici discussioni. Alcuni la considerano conveniente per questo genere di servizio, altri sfavorevole, specialmente dal punto di vista economico.

I RICEVITORI E VARI TIPI DI MODULAZIONE

Come sappiamo, l'onda portante di un trasmettitore viene modificata dal segnale che rappresenta l'informazione che si deve radiodiffondere ed in tal caso si dice che l'onda portante è modulata. Il ricevitore pertanto dovrà demodulare i segnali che arrivano al suo ingresso in mo-

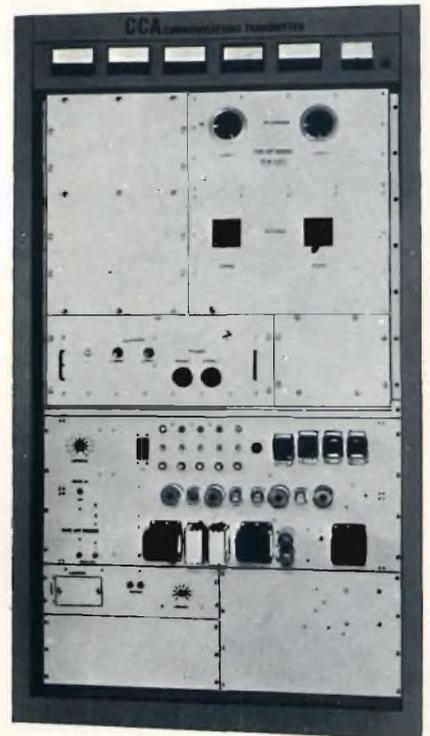


Fig. 3 - Trasmettitore per radiodiffusione multicanale da 1 kW della CCA ELECTRONIC CORPORATION, Gloucester City.

do da separarne la modulazione e riprodurla. Esistono differenti tipi di ricevitori. Nelle onde chilometriche ed in quelle ettometriche si usa la modulazione di ampiezza con dei segnali la cui frequenza massima può essere di 9 o 10 kHz. In questo caso l'emissione viene ad occupare uno spettro radioelettrico, da una parte e dall'altra della frequenza portante, che ha una larghezza complessiva di 18 o 20 kHz. Questa

sceita era stata fatta allo scopo di ottenere delle elevate qualità di riproduzione. Al giorno d'oggi purtroppo l'ingombro di queste gamme di frequenza da parte di troppi trasmettitori ha obbligato i costruttori a ridurre la banda passante dei ricevitori allo scopo di limitare il più possibile l'effetto delle interferenze e pertanto la larghezza di banda dei radioricevitori oggi giorno raramente supera i 5 kHz. E' evidente pertanto che una notevole parte della energia irradiata non viene utilizzata in ricezione. In considerazione di questo fatto molti Enti radiofonici hanno portato la banda di trasmissione a 5 kHz e talvolta anche a 4,5 kHz.

Nelle gamme di radiodiffusione tropicali ed in quelle delle onde corte in cui viene usata sempre la modulazione di ampiezza, raramente la banda di modulazione supera i 5 kHz di modo che lo spettro radioelettrico si estende per 10 kHz.

In considerazione di quanto abbiamo detto attualmente sono in corso da parte di vari enti radiofonici delle prove per ridurre ulteriormente l'ingombro da parte dei trasmettitori dello spettro di frequenza loro riservato. Ciò è possibile usando un sistema di emissione a banda laterale unica (abbreviato BLU).

Questa soluzione crea delle difficoltà circa la costruzione dei ricevitori, i quali devono avere delle caratteristiche speciali. La realizzazione di ricevitori compatibili che consentono l'uso di ambedue i sistemi di modulazione è piuttosto difficile da ottenere ed anche costosa.

D'altra parte occorre tenere presente che non si possono apportare delle modifiche tecniche ai trasmettitori, alterando cioè tutto un sistema, senza tenere conto dei 200 milioni di radioricevitori che esistono attualmente nel mondo.

Questo particolare mette in evidenza un imperativo di notevole importanza: non si può apportare alcuna modifica ad un sistema di radiodiffusione senza tenere conto dei ricevitori esistenti sui vari mercati e delle loro caratteristiche, specialmente quando si avrà un ser-

vizio di radiodiffusione diretta via satellite.

La radiodiffusione sonora a onde metriche utilizza la modulazione di frequenza, che si è sviluppata in questi ultimi trent'anni e che consente di trasmettere dei segnali modulati di qualità molto elevata con una larghezza di banda che può anche superare i 15 kHz.

Il segnale così modulato occupa uno spettro radioelettrico avente la larghezza complessiva di 75 kHz. La qualità di ricezione è direttamente legata al prezzo del ricevitore. Nella gamma delle onde metriche vengono altresì irradiate delle emissioni, generalmente di prova, stereofoniche secondo dei sistemi differenziati.

In televisione, come si sa, è necessario irradiare contemporaneamente due segnali: quello audio e quello video. Il segnale audio può essere trasmesso sia con la modulazione di ampiezza sia con la modulazione di frequenza. Il segnale di immagine, in tutti i sistemi, è trasmesso con modulazione di ampiezza e una delle due bande laterali di modulazione è ridotta in modo da diminuire la porzione occupata dallo spettro di frequenza radioelettrico.

Per la televisione a colori si deve adottare il sistema compatibile che consente di ricevere una immagine a colori su un normale ricevitore per bianco e nero.

Nella televisione diretta tramite satelliti artificiali il segnale video può essere modulato tanto in ampiezza quanto in frequenza. L'utilizzazione della modulazione di ampiezza permette ai ricevitori esistenti di ricevere il segnale video senza dover essere modificati ma presenta l'inconveniente di richiedere una potenza, del trasmettitore a bordo del satellite, molto grande e ciò richiede anche un notevole aumento del peso del satellite stesso.

Per contro il sistema a modulazione di frequenza (ci riferiamo sempre al video), richiede una potenza di emissione molto più ridotta ma affinché il segnale possa essere ricevuto correttamente dai ricevitori TV esistenti attualmente è

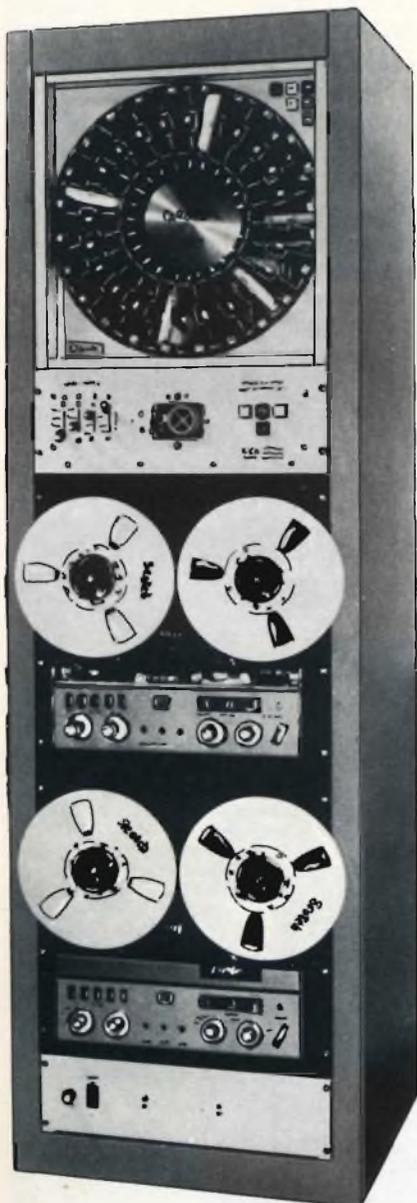


Fig. 4 - Audio selettore di programmi per studio radiofonico completamente transistorizzato per la copertura di quattro canali. Si tratta di un apparato completamente automatizzato costruito dalla CCA ELECTRONICS.

necessario l'impiego di un adattatore il cui prezzo è tutt'altro che trascurabile.

UTILIZZAZIONE DELLO SPETTRO DI FREQUENZA

Allorché due trasmettitori funzionano sulla stessa frequenza, o su due frequenze adiacenti, essi possono interferirsi a vicenda generando dei disturbi che sono tanto più gravi quanto più le caratteristiche dei sistemi differiscono fra loro.

E' possibile immaginare il caos che si creerebbe se ciascun paese utilizzasse delle norme differenti oppure facesse funzionare i suoi trasmettitori su qualsiasi frequenza. La natura dello spettro radioelettrico e la necessità di una cooperazione fra i vari organismi di radiodiffusione impongono pertanto una regolamentazione a livello internazionale tanto sul piano della normalizzazione tecnica quanto sul piano della utilizzazione dello spettro di frequenze.

L'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (UIT), che è stata creata nel 1865 sotto il nome di Unione Telegrafica Internazionale, ha preparato, adottato e messo in opera una regolamentazione che funge da alcune decine di anni e che viene continuamente aggiornata in relazione ai continui sviluppi della tecnica moderna.

Una coordinazione internazionale sull'uso delle onde hertziane su scala mondiale si è dimostrata indispensabile per il fatto che la propagazione di questo tipo di onde non conosce nè frontiere nazionali nè limiti regionali.

Con una decisione presa nel 1928 ciascun paese fu obbligato a comunicare alla UIT le frequenze di emissioni usate per i vari servizi, e questa iniziò la pubblicazione di una lista detta LISTA DI BERNA in cui erano contenuti tutti i dati ricevuti.

Con il continuo aumentare del numero di coloro che usavano lo spettro radioelettrico nel 1947 la Conferenza amministrativa delle radiocomunicazioni di Atlantic City rese giuridicamente obbligatorie



Fig. 5 - Studio televisivo per emissioni a colori durante la ripresa del programma «Rising Generation».

le disposizioni fissate mediante le tabelle di ripartizione delle gamme di frequenza, rinforzando le disposizioni relative alla notificazione e alla registrazione delle frequenze che si desideravano usare da parte di ciascun paese.

Basandosi dunque sulle disposizioni attualmente in vigore circa la ripartizione delle varie gamme di radiodiffusione passeremo brevemente in rassegna la situazione che esiste attualmente su ciascuna banda e nelle tre regioni in cui, il globo terrestre è stato suddiviso dal regolamento.

Dalla tabella 1 che si riferisce alle onde lunghe (chilometriche) è possibile osservare che il loro uso è limitato alla sola regione 1.

Pertanto, ad eccezione di qualche stazione che opera nel Nord Africa, tutte le stazioni radiofoniche che operano nella gamma delle onde lunghe si trovano in Europa.

Il piano di Copenhagen, ha stabilito, nel 1948, che per i paesi della zona Europea della regione 1, la gamma delle onde lunghe fosse suddivisa in 15 canali comprendenti 18 stazioni per un totale di 3.390 kW. In effetti attualmente trasmettono su questa gamma 30 stazioni per un totale di circa 10.000 kW.

La Conferenza africana del 1966, non ha giudicato necessario di fare un piano per questa gamma della quale non ha alcuna necessità.

La radiodiffusione ad onde etto-

mente estesa che va da 525 a 1605 kHz.

La prima parte di questa gamma 525 - 535 kHz è attribuita esclusivamente alla radiodiffusione soltanto nella regione 1; nelle altre regioni essa è autorizzata soltanto a titolo di permesso. La restante parte

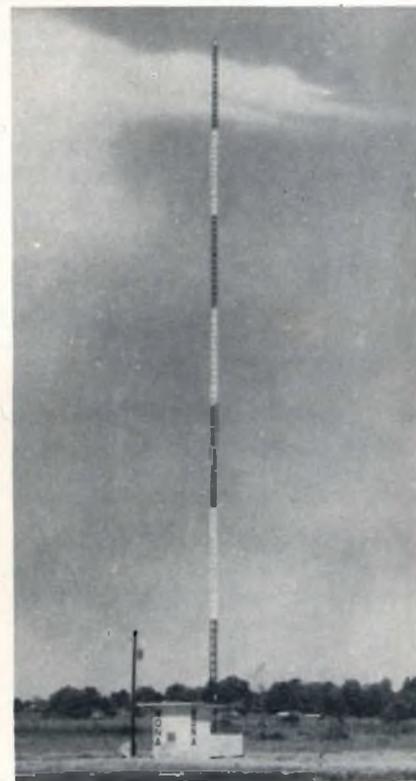


Fig. 6 - Antenna radiofonica della stazione americana WONA realizzata dalla RCA e collegata ad un trasmettitore della potenza di 1 kW.

1) ONDE LUNGHE

TABELLA I

Regione 1	Regione 2	Regione 3
150 - 160 kHz Mobile marittimo Radiodiffusione	150 - 160 kHz Fisso Mobile marittimo	
160 - 255 kHz Radiodiffusione	160 - 200 kHz Fisso	160 - 200 kHz Fisso Radionavigazione aerea
255 - 285 kHz Mobile marittimo Radiodiffusione Radionavigazione aerea	200 - 285 kHz Radionavigazione aerea Mobile area	

2) ONDE MEDIE

TABELLA II

Regione 1	Regione 2	Regione 3
525 - 535 kHz Radiodiffusione	525 - 535 kHz Mobile Radiodiffusione Radionavigazione aerea	525 - 535 kHz Mobile Radiodiffusione
535 - 1605 kHz Radiodiffusione		

della gamma cioè 535 - 1605 kHz è riservata esclusivamente ai servizi di radiodiffusione nel mondo intero.

Il piano di Copenhagen, adottato nel 1948, si applica, per quanto concerne questa gamma alla regione 1. La zona africana della regione 1, che da qualche anno a questa parte ha cominciato ad utilizzare la suddetta gamma, dispone di un particolare piano di ripartizione delle frequenze stabilito a Ginevra nel 1966.

Per le regioni 2 e 3 sono stati redatti, da apposite commissioni, dei piani particolari.

Le onde lunghe e medie sono essenziali per i servizi di radiodiffusione poiché per molti anni sono state le sole che hanno consentito la copertura dei territori nazionali. Per questo motivo sono state fissate le larghezze di banda alle quali abbiamo fatto cenno nella prima parte di questo articolo, larghezze che in un prossimo avvenire dovranno essere necessariamente modificate.

La potenza elevata che è utilizzata durante le ore notturne, dalle stazioni che trasmettono in queste gamme favorisce l'ascolto a delle distanze relativamente grandi e ciò



Fig. 7 - Giradischi professionale per studi radiofonici REK-O-KUT (Fresno, Cal.) a tre velocità istantanee. Wow 0,09%.

consente ai vari paesi di assicurare un certo servizio internazionale con i paesi limitrofi anche se, come abbiamo detto, la qualità di ricezione è piuttosto mediocre.

Lo sviluppo dei trasmettitori VHF e UHF apparentemente dovrebbe portare dei benefici circa la saturazione delle gamme delle onde lunghe e medie; in pratica fino ad oggi si è verificato esattamente il contrario. Comunque avremo occasione di spiegare in seguito il motivo per il quale alcuni paesi, in fase di sviluppo, considerano vantaggioso l'impiego delle onde lunghe e medie dal punto di vista economico.

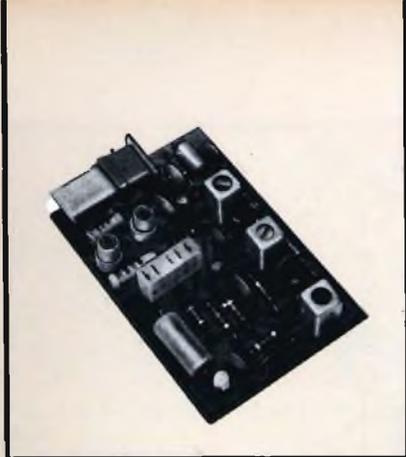
RADIODIFFUSIONE INDIPENDENTE

Il Ministero delle P.P.T.T. inglese, ha annunciato al Parlamento che il governo ha ritenuto opportuno di autorizzare nel Regno Unito delle emissioni radiofoniche realizzate da altri Enti oltre che dalla B.B.C.

La decisione è stata giustificata con l'interesse che ha destato nel pubblico inglese la televisione indipendente, che è gestita dalla ITA, e dal fatto che i servizi radiofonici debbono essere veramente dei servizi pubblici.

Il nuovo servizio sarà affidato alla ITA la cui sigla sarà cambiata in IBA (Independent Broadcasting Authority).

Questa nuova concessione obbligherà fra l'altro la B.B.C. a rinunciare a tre canali nella gamma delle onde medie e ad altri in quella delle onde metriche.



**scatole
di
montaggio**

RICEVITORE PER RADIO COMANDO

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 6 Vc.c.

Corrente assorbita: \sim 5 mA

Transistori impiegati: 4xBF233/3

Diodo impiegato: OA200

Frequenza del quarzo: 26,670 MHz

Media frequenza: 455 kHz

Il ricevitore supereterodina UK 345 AMTRON presenta delle caratteristiche di sensibilità, di stabilità e di selettività molto elevate. Grazie a queste particolarità esso può essere usato vantaggiosamente per installazioni a bordo di modelli terrestri e navali radiocomandati, evitando tutti gli inconvenienti che si verificano quando più apparecchi radiocomandati funzionano contemporaneamente.

L UK 345 è stato studiato allo scopo di permettere agli appassionati del radiocomando di costruire un ricevitore con delle caratteristiche superiori rispetto a quelle che presentano i soliti tipi a superreazione. Questo ricevitore, infatti, oltre ad avere una buona sensibilità, ha delle doti di stabilità e di selettività molto

elevate. Per queste ragioni esso consente di eliminare la ricezione delle emissioni che sono effettuate, eventualmente, nei canali limitrofi. Ciò è della massima importanza poiché, come è noto, la ricezione di emissioni spurie può provocare segnali di comando indesiderati per modelli radiocomandati.

La AMTRON ha ritenuto indispensabile ricorrere all'impiego di un circuito del tipo supereterodina, l'unico che consenta di ottenere contemporaneamente una buona sensibilità ed una selettività molto spinta. Tenuto conto che un apparecchio del genere deve funzionare su di una frequenza prestabilita, e non necessita di organi di sintonia, il circuito dell'oscillatore locale è stato stabilizzato mediante un cristallo. Ciò, infatti, è l'unico sistema che permette di conseguire una effettiva stabilità di frequenza.

Il ricevitore UK 345 può essere usato in unione ai due gruppi canali UK 325 e UK 330 i quali sono previsti per funzionare rispettivamente sulle frequenze di 1.000 e 2.000 Hz e di 1.500 e 2.500. In tal modo è possibile realizzare un complesso ricevente a due o a quattro canali.

L'UK 345, infine, può essere usato come ricevitore di discreta efficienza per la gamma dei 27 MHz; in questo caso, si deve cambiare il canale di ricezione sostituendo il quarzo con un altro di valore adatto.

CIRCUITO ELETTRICO

Lo schema elettrico dell'UK 345, illustrato in figura 1, rappresenta un circuito supereterodina a quattro transistori. Questi ultimi, per facilitare le

operazioni di sostituzione in caso di avaria, sono tutti del tipo BF 233/3.

Il circuito di ingresso, a capacità fissa ed accordo variabile mediante nucleo, è costituito dalle bobine L1 e L2.

Il transistoro TR4 funge da oscillatore locale controllato a quarzo ed oscilla sulla frequenza di 26,670 MHz.

Il transistoro TR1 amplifica i segnali in arrivo e li converte alla frequenza di 455 kHz della media frequenza. A questo transistoro arrivano contemporaneamente il segnale proveniente dal trasmettitore, la cui frequenza è di 27,125 MHz, ed il segnale dell'oscillatore locale che, come abbiamo detto, è di 26,670 MHz. Dalla miscelazione dei due segnali si ottiene quindi il valore della media frequenza: $27,125 - 26,670 = 455$ kHz, che rappresenta il valore della frequenza desiderata.

I transistori TR2 e TR3 fungono entrambi da amplificatori di media frequenza ad alto guadagno, mentre la rivelazione dei segnali viene eseguita dal diodo D1, del tipo OA200.

Il resistore R8 ed il condensatore C11, unitamente al resistore R2, assicurano al circuito un controllo automatico che mantiene la sensibilità del ricevitore su livelli sufficientemente costanti.

MONTAGGIO

La scatola di montaggio dell'UK 345 è stata studiata in modo da non presentare difficoltà di montaggio. Le istruzioni contengono, infatti, oltre alla riproduzione fotografica e serigrafica del circuito stampato alcuni chiari esplosi che illustrano le varie fasi del montaggio.

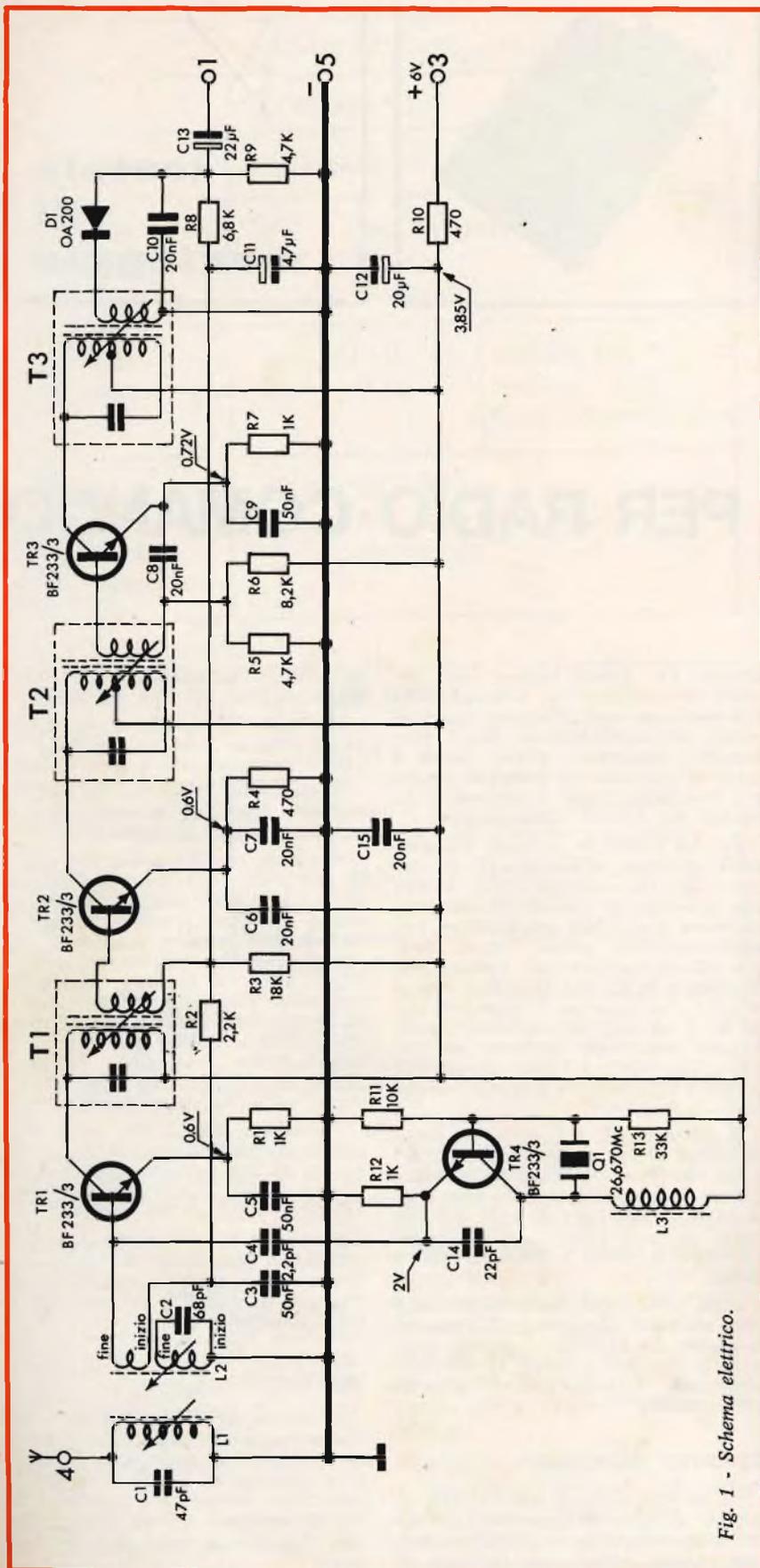


Fig. 1 - Schema elettrico.

1° FASE - MONTAGGIO DEI COMPONENTI SUL CIRCUITO STAMPATO

- Infilare e saldare i terminali dei resistori R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12 e R13, osservando la disposizione serigrafica di fig. 2/a.
- Il corpo dei resistori dovrà appoggiare direttamente sulla piastrina del circuito stampato. Nell'eseguire questa operazione occorre fare la massima attenzione a non invertire fra loro i resistori; in caso di dubbio è opportuno consultare la tabella relativa al codice dei colori.
- Infilare e saldare i terminali dei condensatori elettrolitici a goccia C13 e C11, facendo attenzione a non invertire la loro polarità.
- Infilare e saldare i terminali dei due condensatori ceramici a tubetto C1 e C2.
- Infilare e saldare i terminali dei condensatori a disco C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C14 e C15.
- Anche in questo caso occorre fare la massima attenzione per non invertire fra loro il valore dei vari condensatori.
- Infilare e saldare i terminali del condensatore elettrolitico C12, rispettando le polarità come è indicato nella serigrafia di fig. 2/a.
- Infilare e saldare i terminali della bobina L3, il cui corpo dovrà essere disposto orizzontalmente sulla piastrina del circuito stampato.
- Infilare e saldare i terminali di base, di collettore e di emettitore dei tre transistori TR1, TR2 e TR3. Una cura particolare deve essere rivolta a non invertire fra loro i terminali stessi. Il corpo dei transistori dovrà distare dal circuito stampato circa 5 o 6 mm.
- Infilare e saldare i terminali dei tre trasformatori relativi all'amplificatore di media frequenza T1, T2 e T3 attenendosi alla serigrafia di fig. 2a. I terminali dovranno essere inseriti nel circuito stampato nel giusto senso. I nuclei di tali trasformatori hanno colorazione differente per cui è impossibile confonderli fra loro, (T1 = giallo, T2 = bianco, T3 = nero).
- Infilare e saldare i terminali della bobina di accoppiamento L2. Essa dovrà essere disposta verticalmente sul circuito stampato, in modo che ogni terminale si inserisca nel foro corrispondente.
- Infilare e saldare i due terminali della bobina di ingresso L1. Anch'essa dovrà essere disposta verticalmente sul circuito stampato.
- Nell'inserire le bobine al circuito stampato occorre fare molta attenzione affinché le spire avvolte non si stacchino. E' consigliabile, inoltre, mettere alcune gocce di colla tipo G.B.C. LC/14200-00 sul cartoccio delle bobine stese.



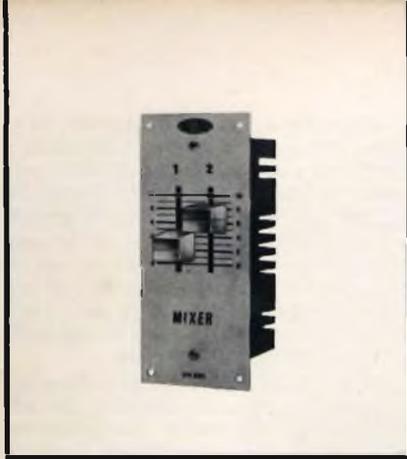
SUPERSONY...

COMPACT CASSETTE-CORDER FROM SONY OFFERS LOTS OF TAPE RECORDING PLEASURE, EVERYWHERE, EVERYTIME

TC-85:

Alta qualità a basso costo: ecco ciò che vi offre la Sony con questo apparecchio dalla linea nuova ed elegante.

- Dispositivo « SONY-O-MATIC » per il controllo automatico del livello di registrazione
- Eccezionale resa acustica
- Fornito di elegante borsa con cinghia per il trasporto
- Comodo, pratico, leggero
- Presa per registrazioni dirette da radio-TV-giradischi
- Microfono con interruttore per comando a distanza
- Presa per alimentazione esterna in c.c.
- Velocità: 4,8 cm/s
- Potenza d'uscita: 800 mW
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a 1/2 torcia da 1,5 V
- Semiconduttori: 7 transistori, 1 termistore
- Dimensioni: 256 x 68 x 161
- Peso: 1,5 kg



**scatole
di
montaggio**

MISCELATORE A DUE CANALI

CARATTERISTICHE TECNICHE

Ingressi ad alta impedenza: 470 k Ω
 Ingressi a bassa impedenza: 10 k Ω
 Impedenze di uscita: ~ 2 k Ω

L'UK 890 dispone di un ingresso ad alta impedenza e di un ingresso a bassa impedenza. Esso è particolarmente utile quando occorre miscelare due segnali provenienti da due sorgenti diverse.



AMTRON proseguendo nel suo intento di mettere a disposizione dei tecnici e dei radioamatori una serie di apparecchi di uso pratico e funzionali, specialmente per quanto concerne l'alta fedeltà, ha realizzato la scatola di montaggio

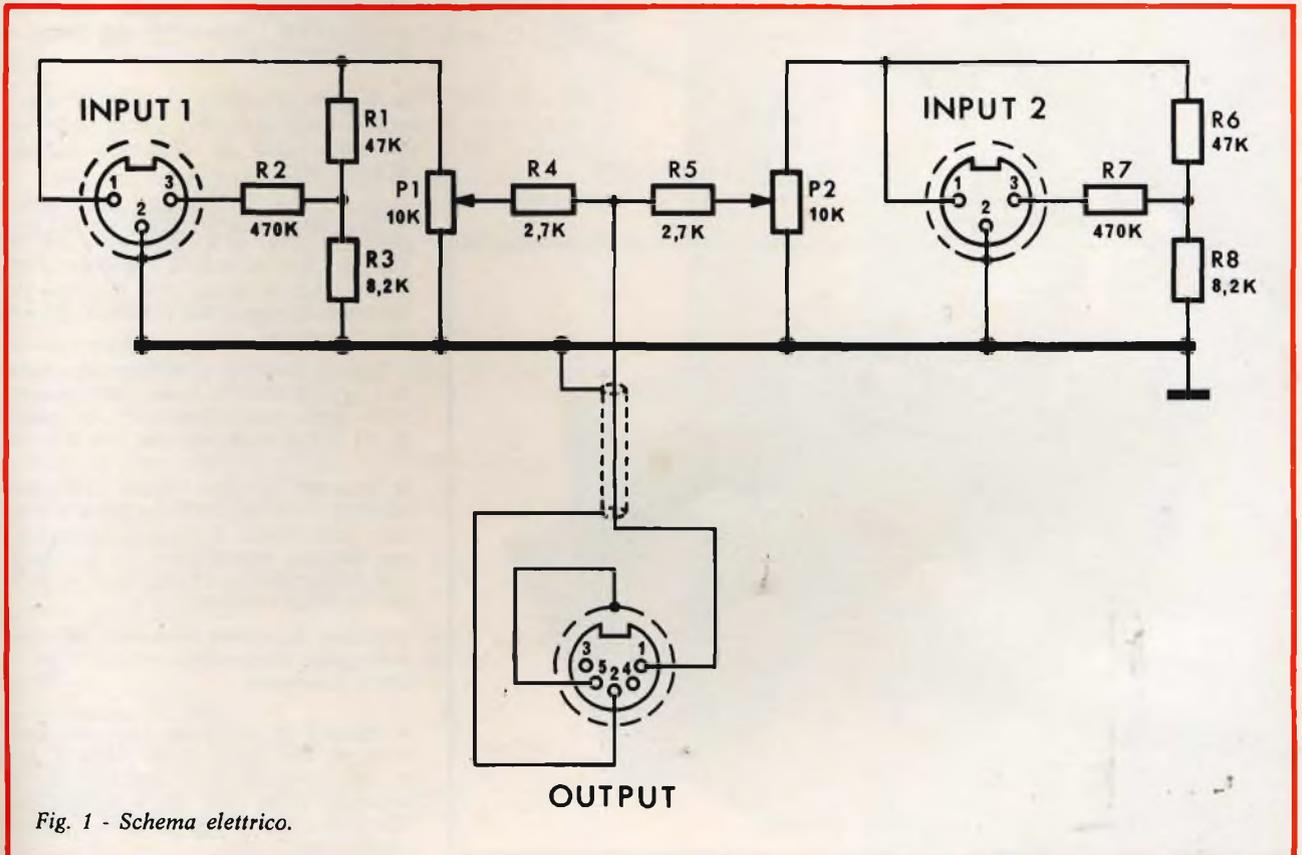


Fig. 1 - Schema elettrico.

UK 890 mediante la quale è possibile costruire in poche decine di minuti un interessante mixer per i segnali di bassa frequenza che provengano da sorgenti differenti. Si tratta di un dispositivo della massima utilità che permette, ad esempio, di commentare contemporaneamente

te un pezzo musicale, o qualsiasi altro avvenimento, dosando accuratamente i livelli dei due segnali che possono provenire da microfoni, fono-rivelatori, registratori od altri apparecchi del genere.

Ovviamente l'UK 890 può anche essere impiegato per inserire una musica di sottofondo a qualsiasi altro tipo di modulazione e di creare altresì quei particolari effetti di evanescenza in uso nella moderna tecnica audiofonica.

Lo schema elettrico, che è illustrato in figura 1 è talmente semplice che non necessita di spiegazioni particolari; si tratta infatti di un miscelatore in cui si fa uso di due partitori resistivi, perfettamente identici, dei quali fanno parte i resistori R1 da 47 k Ω , R2 da 470 k Ω , R3 da 8,2 k Ω , R4 da 2,7 k Ω e il potenziometro a cursore P1 da 10 k Ω per quanto riguarda il primo ingresso (INPUT 1), ed i resistori R6, R7, R8, R5

ed il potenziometro P2, aventi valori corrispondenti ai precedenti, per il secondo ingresso (INPUT 2).

Le prese d'ingresso del mixer si adattano alla maggior parte degli apparecchi che sono attualmente in commercio, essendo del tipo corrispondente alle norme DIN. Lo stesso ragionamento è valido per lo spinotto di uscita, che è protetto da un involucro isolante.

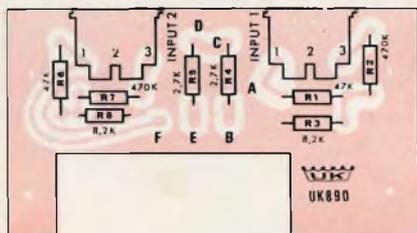


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

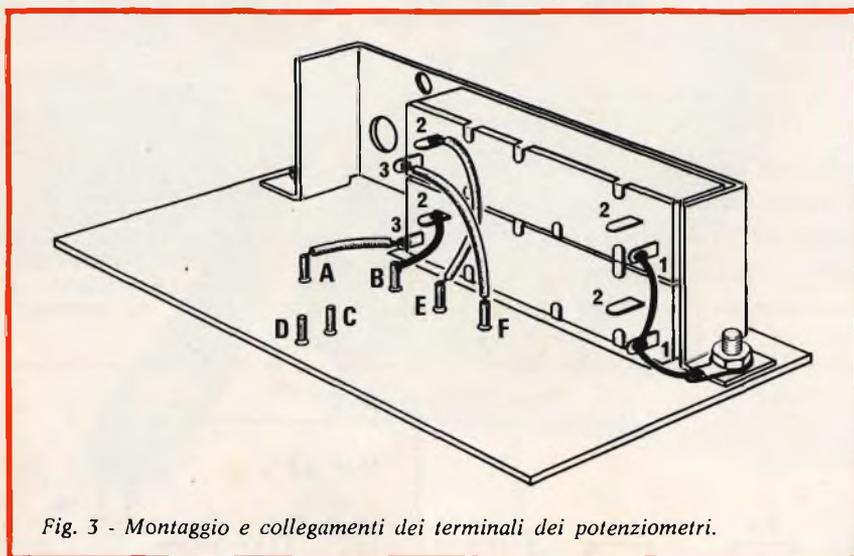


Fig. 3 - Montaggio e collegamenti dei terminali dei potenziometri.



Fig. 4 - Aspetto dell'UK 890 a montaggio ultimato.

MONTAGGIO

Il montaggio del miscelatore UK 890 è estremamente facile e si riduce alla saldatura dei terminali di pochi componenti ed al fissaggio del circuito stampato al contenitore. Comunque tali operazioni sono rese ancor più semplici dalla presenza della riproduzione serigrafica e fotografica del circuito stampato e da alcuni esplosi di montaggio.

Le varie fasi di montaggio dovranno essere effettuate nel seguente ordine:

1° FASE

Montaggio del circuito stampato

- Inserire e saldare i terminali (pin) contrassegnati in serigrafia con le lettere «A» e «B», ai quali in seguito dovranno essere saldati i conduttori che vanno al potenziometro P1.
- Inserire e saldare i terminali (pin) contrassegnati in serigrafia con le lettere «E» «F» ai quali in seguito dovranno essere saldati i conduttori che vanno al potenziometro P2.
- Inserire e saldare i terminali «D» e «C» ai quali in seguito, dovrà essere saldato il cavetto di uscita che fa capo allo spinotto.
- Inserire e saldare i terminali dei resistori R1 e R6, da 47 k Ω , R2 e R7, da 470 k Ω , R3 e R8, da 8,2 k Ω , R4 e R5, da 2,7 k Ω , in modo che il corpo dei resistori appoggi sulla piastrina del circuito stampato.

Fare la massima attenzione allo scopo di non invertire fra loro i vari resistori ed in modo particolare quelli del valore da 47 k Ω con gli altri da 470 k Ω .

- Montare le due prese d'ingresso «INPUT 1» e «INPUT 2», come è indicato nella figura 2. Esse dovranno essere disposte verticalmente, e a contatto con il circuito stampato, con le prese rivolte verso l'esterno.

Saldare al circuito stampato i terminali delle prese dopo averli accorciati per la giusta lunghezza.

- Saldare al terminale «B» uno spezzone di filo nudo lungo circa 1 cm, al terminale «A» uno spezzone di filo ricoperto lungo 1 1/2 cm, e ai terminali «E» e «F», due spezzoni di filo ricoperto lunghi circa 3 cm.



BEOMASTER 1600 M

Il nuovissimo Beomaster 1600 M è un amplificatore sintonizzatore stereo Hi-Fi con potenza d'uscita di 2 x 15 W sinusoidali, e decoder stereo incorporato. Esso è in grado di ricevere in modo perfetto e senza disturbo alcuno, tutte le più importanti stazioni nazionali ed estere. La sezione FM, equipaggiata con speciali filtri ceramici, offre la possibilità di prefissare quattro diversi programmi, in modo che per l'ascolto della stazione preferita basta premere l'apposito tasto.

La distorsione è inferiore all'1% per tutte le potenze fino a 2 x 15 W e la presenza di un correttore fisiologico permette di rimediare, sia negli acuti che nei bassi, ad un basso volume di trasmissione. Un efficientissimo controllo di bilanciamento consente di ottenere un completo smorzamento tanto del canale sinistro quanto del destro.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sezione amplificatore

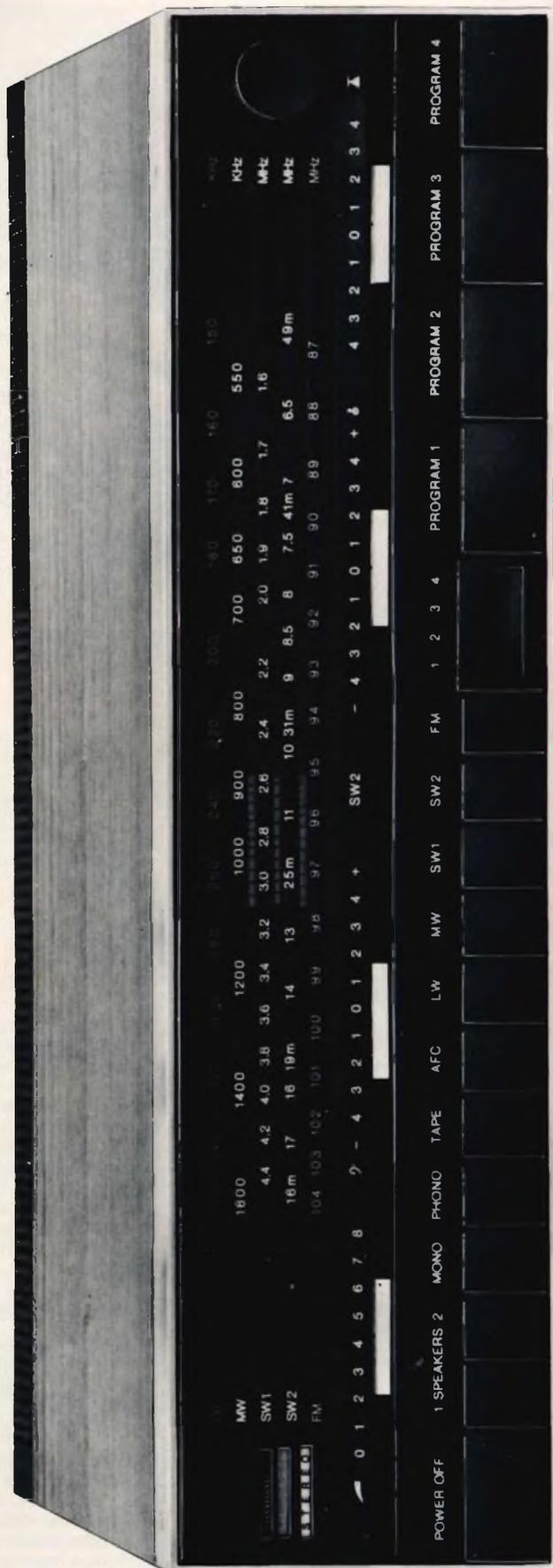
Potenza d'uscita: 15 + 15 W sinusoidali (20 + 20 W musicali)
 Risposta di frequenza: 30 ÷ 25.000 Hz ± 1 dB
 Distorsione: > 1% fra 40 e 12.000 Hz
 Rapporto segnale/disturbo: 50 dB
 Controlli di tono: bassi + 10 dB - 16 dB a 40 Hz - acuti + 15 dB - 16 dB a 10.000 Hz
 Separazione fra i canali: 40 dB a 1000 Hz; 30 dB a 10.000 Hz

Sezione sintonizzatore

Gamme di frequenze: FM 87,5 ÷ 104 MHz - OL 147 ÷ 350 kHz - OM 520 ÷ 1.600 kHz - OC1 500 ÷ 4.500 kHz - OC2 5,9 ÷ 18 MHz
 Sensibilità: FM 1,8 µV a 26 dB s/d - OL 16 µV a 3 dB s/d - OM 14 µV a 3 dB s/d - OC1 13 µV a 3 dB s/d - OC2 7 / V a 3 dB s/d

Caratteristiche generali

Ingressi: giradischi, registratore a nastro, altoparlanti 4 Ω, antenna AM e antenna FM 75.
 Uscite: altoparlanti 4 Ω e registratore a nastro
 Alimentazione: 110 - 130 - 220 - 240 V/50-60 Hz
 Dimensioni: 112 x 414 x 245
 Peso: 5,5 kg



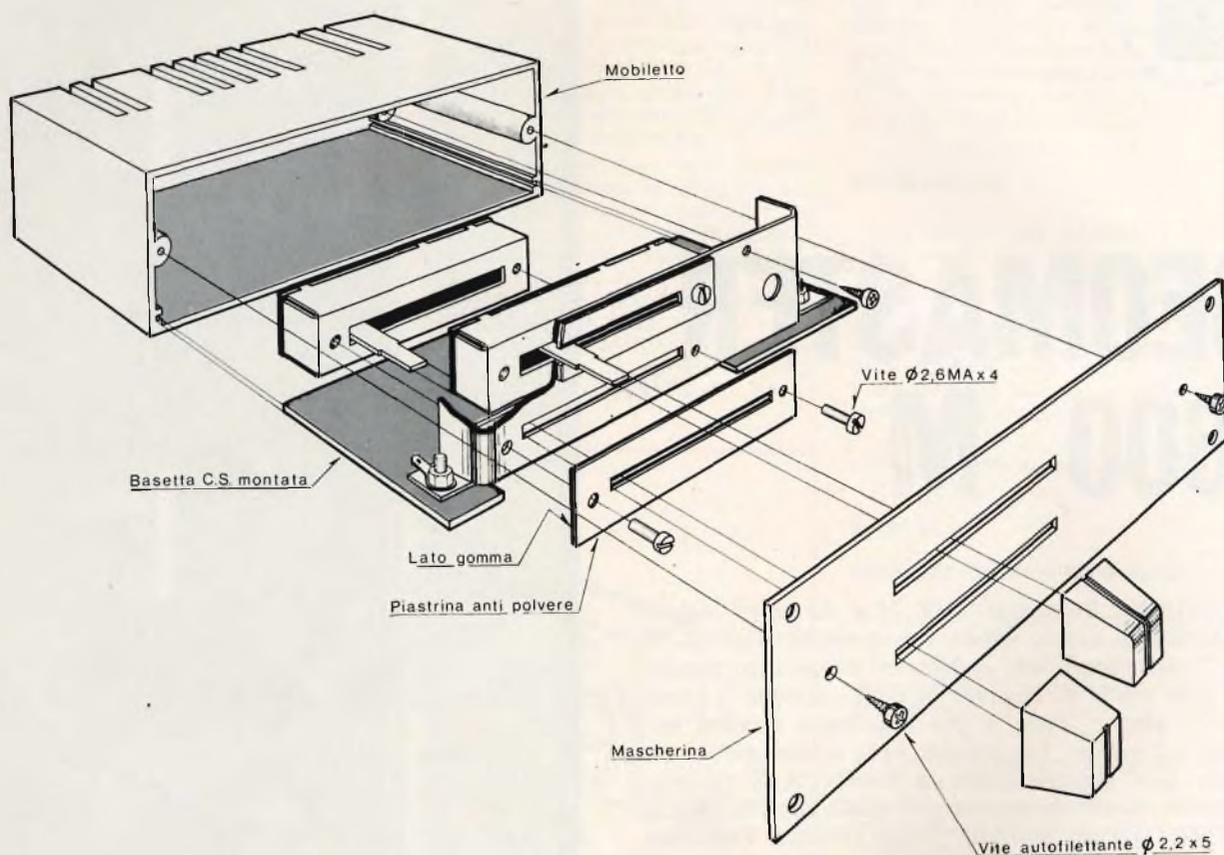


Fig. 5 - Esploso di montaggio dell'UK 890.

2ª FASE

Montaggio dei potenziometri

● Montare sulla squadretta supporto i due potenziometri P1 e P2, da 10 k Ω ciascuno, come è indicato in figura 3 fissandoli mediante quattro viti 2,6 MA x 4.

Tra la superficie esterna della squadretta e la testa delle viti dovranno essere inserite le due piastrine antipolvere, come è mostrato in figura 5.

● Fissare la squadretta supporto potenziometri al circuito stampato, mediante due viti 2,6 MA x 6, inserendo fra la vite ed il dado dal lato sinistro (visto anteriormente) il terminale semplice.

● Collegare fra loro i due terminali dei potenziometri, segnati in figura 3 con il numero «1», mediante uno spezzone di filo di rame nudo, nella cui parte inferiore, come mostra la figura stessa, dovrà essere saldato al terminale semplice.

● Saldare il conduttore proveniente dal terminale «A», del circuito stampato, e quello proveniente dal terminale «B» ai terminali «3» e «2» del potenziometro inferiore, ed i conduttori provenienti dai terminali «E» e «F» ai terminali «3» e «2» del potenziometro superiore.

Eseguite le suddette operazioni il cablaggio del circuito può essere considerato ultimato.

3ª FASE

Montaggio del contenitore

● Saldare il cavetto coassiale di uscita al relativo spinotto.

Nel caso di apparecchi con ingressi diversi, collegare i terminali allo spinotto in modo adeguato al rispettivo ingresso.

● Passare il cordone attraverso il mobiletto e saldare le sue estremità ai terminali «D» e «C» del circuito stampato, avendo l'accortezza di saldare la calza schermante al terminale «D» ed il conduttore centrale al terminale «C».

Disporre al disopra del circuito stampato l'apposito schermo e fissarlo allo stesso mediante saldatura.

● Infilare nelle apposite guide del mobiletto il circuito stampato.

● Fissare la mascherina al mobiletto utilizzando le due viti autofilettanti da 2,2 x 5.

● Fissare ai cursori dei due potenziometri le relative manopole.

Ultimate le suddette operazioni il montaggio del miscelatore è da ritenersi concluso.

Naturalmente non è necessaria alcuna operazione di messa a punto e pertanto il miscelatore può essere collegato immediatamente agli apparecchi di cui si desidera effettuare il mixaggio.

Le scatole di montaggio AMTRON sono distribuite presso tutti i punti di vendita della G. B. C. Italiana.



**scatole
di
montaggio**

GENERATORE DI SEGNALI B.F. 10 Hz - 1 MHz

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamme di frequenza: da 10 a 1 MHz
in cinque gamme: 10 ÷ 100 Hz - 100 ÷
1.000 Hz - 1 ÷ 10 kHz -
10 ÷ 100 kHz - 100 kHz ÷ 1 MHz

Tensione d'uscita: 1,5 Veff max

Attenuatore: a tre scatti 15 mV -
150 mV - 1,5 V

Impedenza d'uscita: 200 Ω

Risposta in frequenza: ± 2 dB

Distorsione: < 0,4% per la massima
uscita

Transistori impiegati: 2xBC108 - BC301

Raddrizzatore impiegato: BS2

Alimentazione: 220 Vc.a.

L UK 570 dell'AMTRON dimostra che, contrariamente a ciò che si crede, la costruzione di un generatore di segnali B.F. di elevata qualità può essere effettuata facilmente e con una spesa molto modesta.

Le prestazioni e la praticità di questo generatore sono veramente notevoli e lo qualificano nella categoria degli strumenti professionali, pur non avendone il costo.

Questo generatore di segnali a B.F. permette una serie di misure quali: la regolazione dei circuiti equalizzatori di ingresso degli amplificatori, la taratura di filtri per la separazione delle frequenze basse e quelle alte negli apparecchi di produzione elettroacustica, il rilievo del-

le curve di risposta, distorsione armonica, potenza degli amplificatori stessi, e numerosissime altre applicazioni. In questo generatore è possibile far variare la frequenza con continuità da 10÷100 Hz, e grazie ad un moltiplicatore a cinque posizioni, aumentare questa portata secondo i multipli di 10 per una gamma totale compresa tra 10 Hz e 1 MHz. La distorsione è inferiore allo 0,4%.

Il segnale d'uscita è regolabile mediante un attenuatore a scatti per i valori di 15 mV - 150 mV - 1,5 Veff.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito di questo generatore di bassa frequenza, completamente transistorizzato, è visibile in fig. 1 e, come si nota, è costituito da un ponte di Wien seguito da un amplificatore a corrente continua, poiché esso elimina una costante di tempo a bassa frequenza.

Uno dei rami del ponte di Wien è costituito da una sezione del potenziometro R3, dal resistore R1 e dalle capacità commutabili C9 - C11 - C13 - C15 - C17. L'altra sezione del potenziometro R3, il resistore R2 e le capacità commutabili C10 - C12 - C14 - C16 - C18 costituiscono un altro ramo del ponte di Wien. Questi due rami possono considerarsi essenzialmente la combinazione di un filtro passa-alto e di un filtro passa-basso (quadripolo). Il partitore R7-R8 bypassato sul circuito di emettitore del transistor TR2 provvede alla polarizzazione di TR1 al quale garantisce una stabilità del punto di lavoro. La controreazione in alternata

è ottenuta mediante una tensione prelevata sull'emettitore di TR3 riportata al ponte di Wien. L'ampiezza dell'oscillazione è autoregolata dalla caratteristica non lineare della lampadina L1 collegata all'emettitore di TR1. Mediante il potenziometro semifisso R11 si potrà regolare la corrente che scorre nella lampadina attraverso C5 ed ottenere una forma d'onda perfettamente sinusoidale. L'ampiezza del segnale d'uscita è regolata mediante l'attenuatore a scatti formato dai resistori R12-R13-R14. L'alimentazione dello strumento si ottiene con la corrente alternata a 50 Hz e alla tensione di 220 V. Il sistema raddrizzatore è costituito dal raddrizzatore a ponte (RP) a valle del quale si trova la cellula di livellamento a lunga costante di tempo che rende praticamente nulla la tensione di ondulazione.

MECCANICA DELLO STRUMENTO

Meccanicamente il generatore BF si compone di due parti e precisamente:

- 1) Pannello frontale sul quale sono montati il commutatore moltiplicatore SW2, il commutatore dell'attenuatore SW1, la presa miniatura J1, la lampadina L2.
- 2) Circuito stampato sul quale sono montati tutti i componenti e che viene fissato direttamente al pannello. Inoltre, l'intero pannello, come è visibile nella foto del titolo, è applicato ad una custodia plastica che gli conferisce buone qualità estetiche e pratiche.

MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Le fasi costruttive, elencate qui di seguito, portano fino alla realizzazione completa come è illustrato in figura 2.

I FASE - Montaggio dei componenti sul circuito stampato — fig. 3 —

Per facilitare il montaggio la figura 3 mette in evidenza dal lato bachelite la disposizione di ogni componente.

- Montare n. 11 ancoraggi indicati con 0-1-2-3-4-5-6-7-8-9-10 inserendoli nei rispettivi fori in modo che la battuta di arresto aderisca alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare i resistori ed i condensatori piegandone i terminali e inserendoli nei rispettivi fori in modo da portare il loro corpo aderente alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare i potenziometri R10-R11; inserendone i terminali nei rispettivi fori saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare i compensatori C1-C2 inserendone i terminali nei rispettivi fori; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare il raddrizzatore a ponte RP inserendone i terminali nei rispettivi fori, in modo da portare il corpo a circa 3 mm dal piano della bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Saldare due spezzoni di filo rigido del \varnothing di 0,7 mm ai poli della lampadina L1.

- Montare la lampadina L1 inserendone i terminali nei rispettivi fori in modo da portare il corpo a circa 3 mm dal piano della bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare il trasformatore d'alimentazione T1 orientandolo secondo il disegno; inserire le alette nelle rispettive sedi del circuito stampato e piegarle affinché assicurino un perfetto fissaggio.

- Montare l'interruttore SW3 orientandolo secondo il disegno e fissandolo con la rondella e dado.

- Collegare uno dei terminali rossi del secondario di T1 all'ancoraggio 3 del circuito stampato. Collegare l'altro terminale del secondario di colore rosso all'ancoraggio 4. Collegare il terminale del primario di colore nero all'ancoraggio 2 del circuito stampato. Collegare l'altro terminale del primario di colore bianco al terminale 1 dell'interruttore SW3 — fig. 3 —.

- Montare il potenziometro R3 orientandolo secondo il disegno e dopo aver

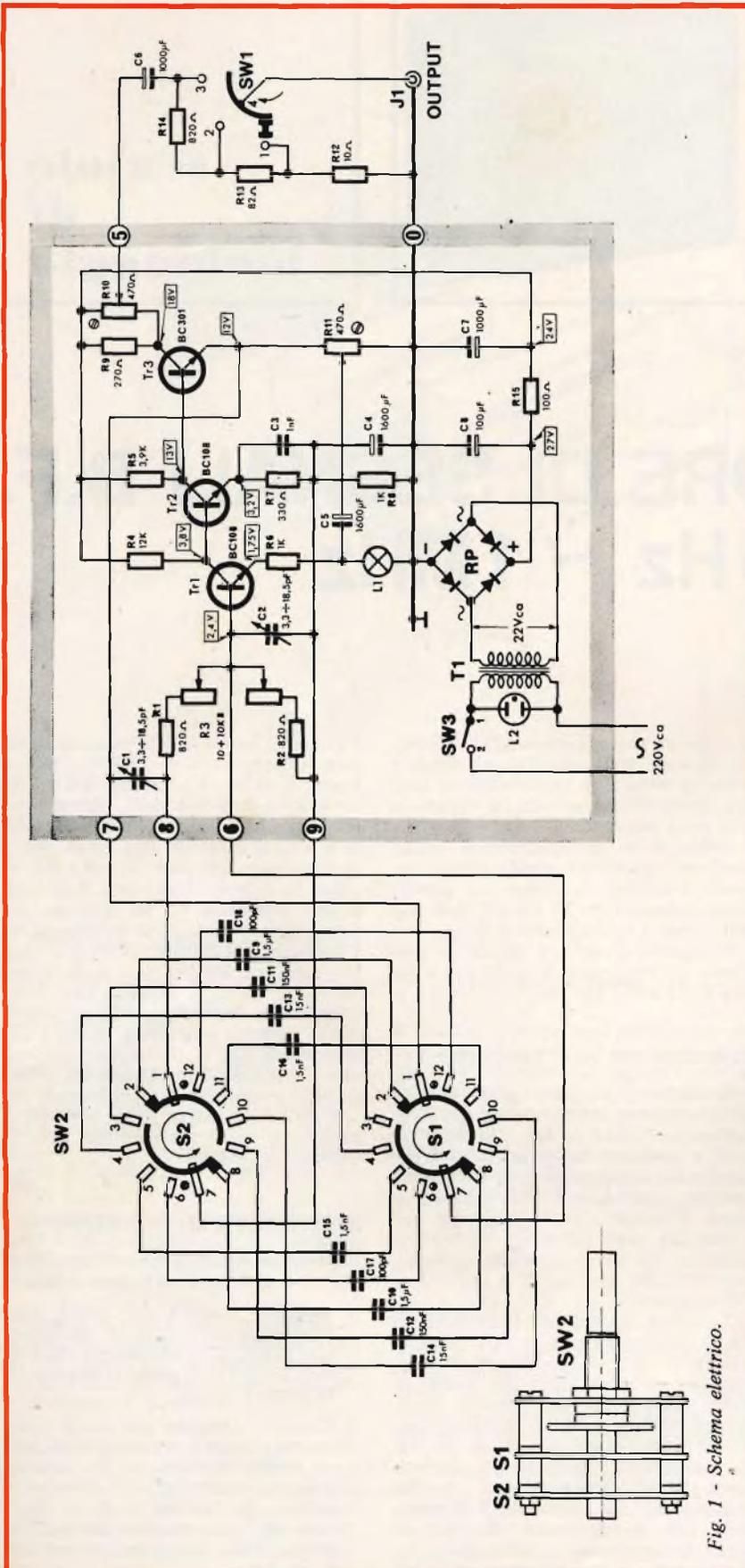


Fig. 1 - Schema elettrico.

piegato le alette farle penetrare nelle rispettive sedi del circuito stampato quindi, avvitare il dado.

- Collegare i terminali del potenziometro R3 al circuito stampato mediante spezzoni di filo rigido del \varnothing di 0,7 mm e di lunghezza la più corta possibile. Isolare questi collegamenti mediante tubetto sterlingato del \varnothing di 1,5 mm. Collegare l'ancoraggio 10 del circuito stampato e la calotta del potenziometro R3 mediante uno spezzone di filo rigido del \varnothing di 0,7 mm — fig. 3 —.

- Montare i transistori TR1-TR2-TR3 orientandoli secondo il disegno e inserendone i terminali nei rispettivi fori in modo da portare la base a circa 5 mm dal piano della bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

- Montare i condensatori sul commutatore SW2.

II FASE - Pannello frontale - Montaggio delle parti staccate - figura 4

- Montare la presa miniatura, J1 con relativo capocorda.

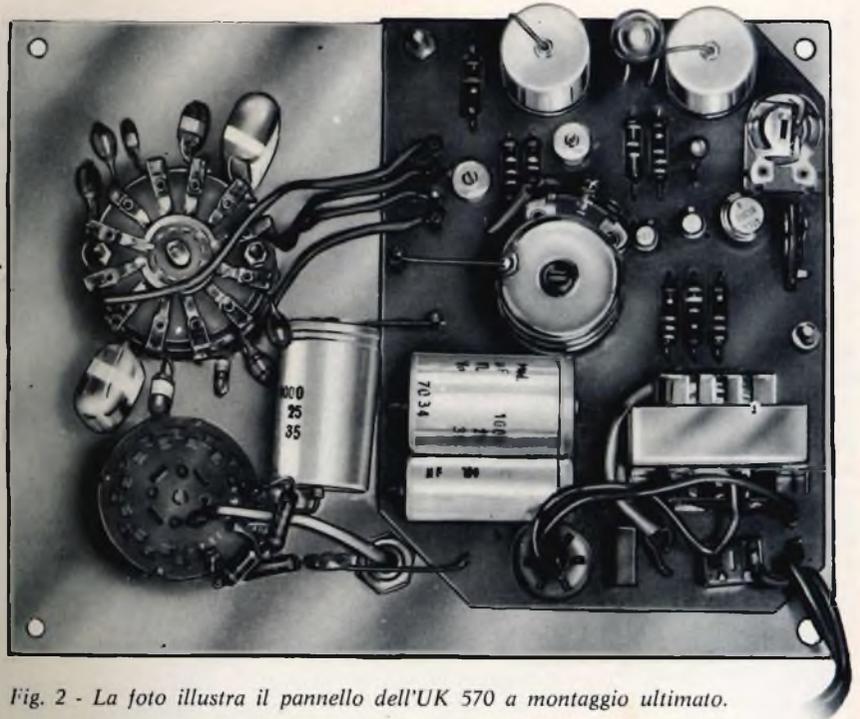


Fig. 2 - La foto illustra il pannello dell'UK 570 a montaggio ultimato.

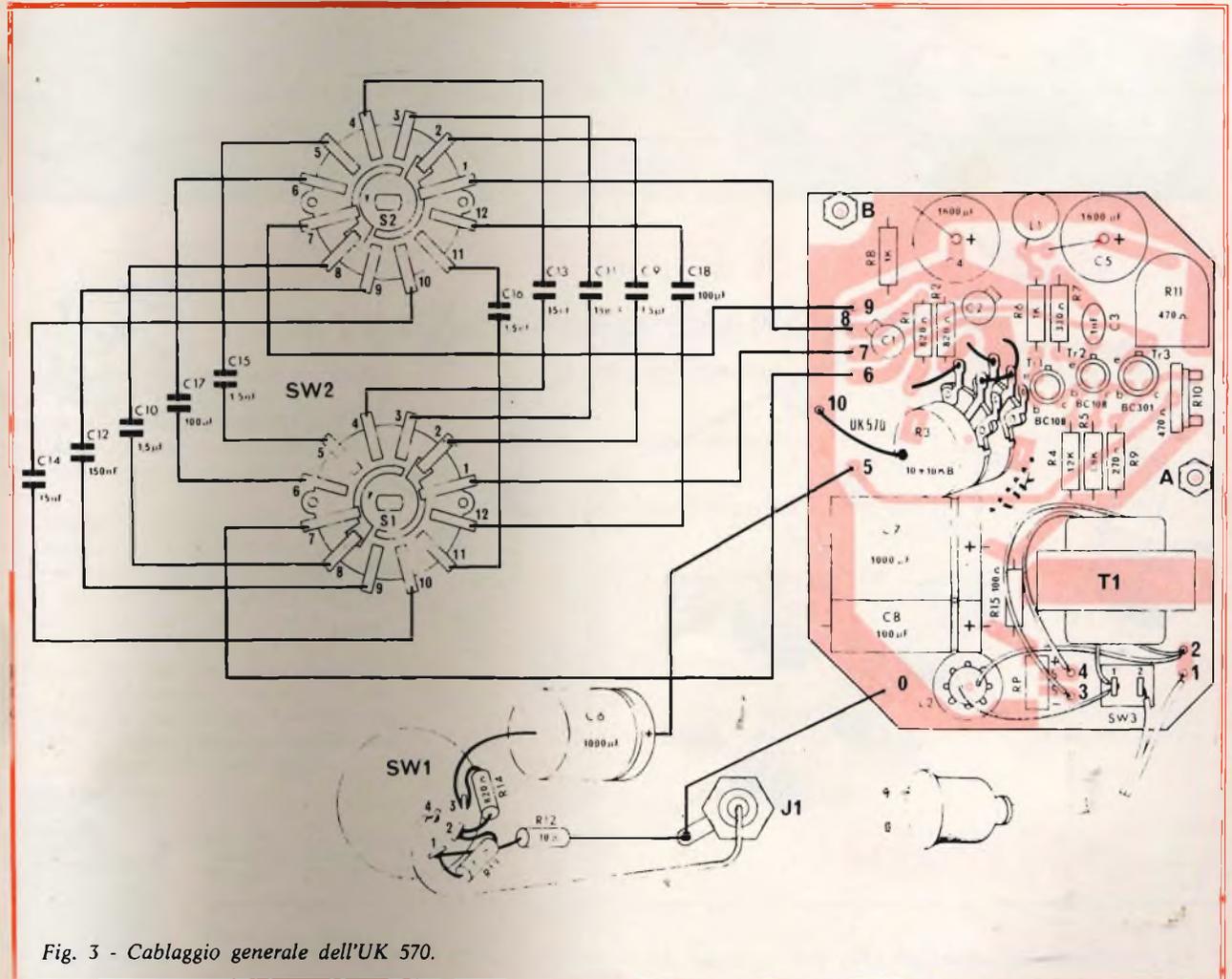


Fig. 3 - Cablaggio generale dell'UK 570.

- Montare la lampadina L2 fissandola provvisoriamente con il gommino.

- Montare il commutatore SW2 orientandolo secondo il disegno. Interporre fra commutatore e pannello la rondella distanziatrice, quella dentata, e avvitare il dado.

- Montare il commutatore SW1 orientandolo secondo il disegno. Interporre fra commutatore e pannello la rondella distanziatrice, quella dentata, e avvitare il dado.

- Montare il circuito stampato orientandolo secondo il disegno e far passare attraverso i fori del pannello la bussola del potenziometro R3 e la bussola dell'interruttore SW3. Contemporaneamente far passare attraverso il foro del circuito stampato i terminali e il corpo della lampadina L2. Montare l'anello di arresto, introdurre nel punto A, fra circuito stampato e pannello, il distanziatore cilindrico. Introdurre nel foro la vite e avvitare il dado. Introdurre nel punto B, fra circuito stampato e pannello, l'altro distanziatore cilindrico. Introdurre nel foro la vite e avvitare il dado. Avvitare infine il dado alla bussola dell'interruttore SW3.

III FASE - Cablaggio — fig. 3 —

- Collegare il condensatore C6 fra il

terminale 3 del commutatore SW1 e lo ancoraggio 5 del circuito stampato.

- Montare i resistori R13-R14 sul commutatore SW1.

- Collegare il resistore R12 fra il terminale 1 del commutatore SW1 e il capocorda della presa miniatura J1.

- Collegare l'ancoraggio 0 del circuito stampato e il copocorda della presa miniatura J1 mediante uno spezzone di filo rigido del \varnothing di 0,7 mm e della lunghezza la più corta possibile.

- Collegare la presa miniatura J1 e il terminale 4 del commutatore SW1 mediante uno spezzone di filo rigido del \varnothing di 0,7 mm e di lunghezza cm 6. Isolare il filo mediante tubetto sterlingato del \varnothing di 1,5 mm.

- Collegare uno dei terminali della lampadina L2 al terminale 1 dell'interruttore SW3 dopo averne regolato la lunghezza. Collegare l'altro terminale all'ancoraggio 2 del circuito stampato dopo averne regolato la lunghezza.

- Collegare il terminale 7 del settore S1 del commutatore SW2 e l'ancoraggio 6 del circuito stampato mediante uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di cm 10.

- Collegare il terminale 1 del settore S1 del commutatore SW2 e l'ancoraggio

7 del circuito stampato mediante uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di cm 4.

- Collegare il terminale 1 del settore S2 del commutatore SW2 e l'ancoraggio 8 del circuito stampato mediante uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di cm 5.

- Collegare il terminale 7 del settore S2 del commutatore SW2 e l'ancoraggio 9 del circuito stampato mediante uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di cm. 10.

- Ruotare l'albero del potenziometro R3 in senso orario fino a portarlo al massimo. Montare la manopola MI3 con l'indice rosso rivolto su 10 indicato sul pannello.

- Ruotare l'albero del commutatore SW1 in senso antiorario fino a portarlo alla prima posizione. Montare la manopola MI1 con l'indice rivolto su 0,015 indicato sul pannello.

- Ruotare l'albero del commutatore SW2 in senso antiorario fino a portarlo alla prima posizione. Montare la manopola MI2 con l'indice rivolto su X1 indicato sul pannello.

- Forare il contenitore.

Far passare attraverso il foro del contenitore il cordone d'alimentazione, dividere i due capi del cordone per una

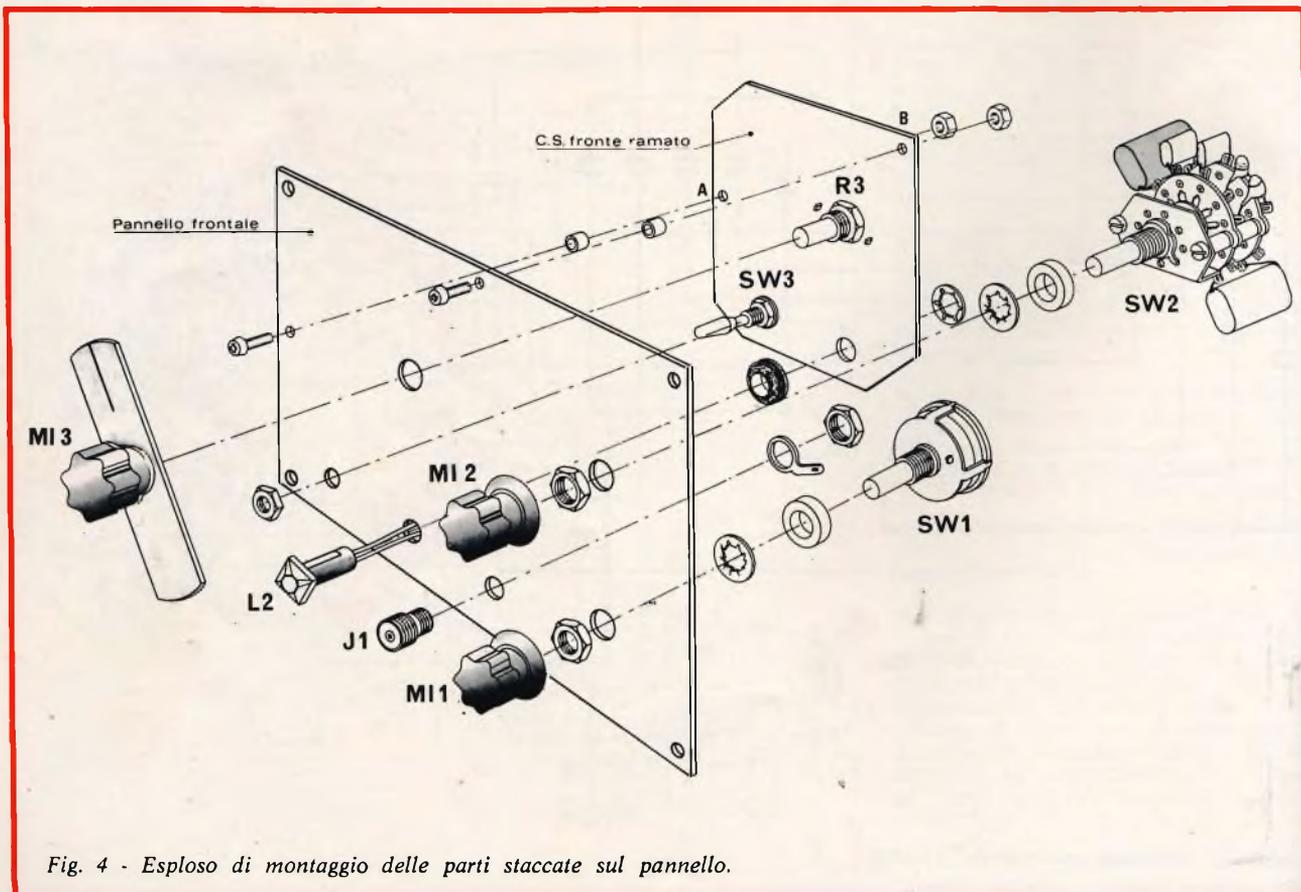
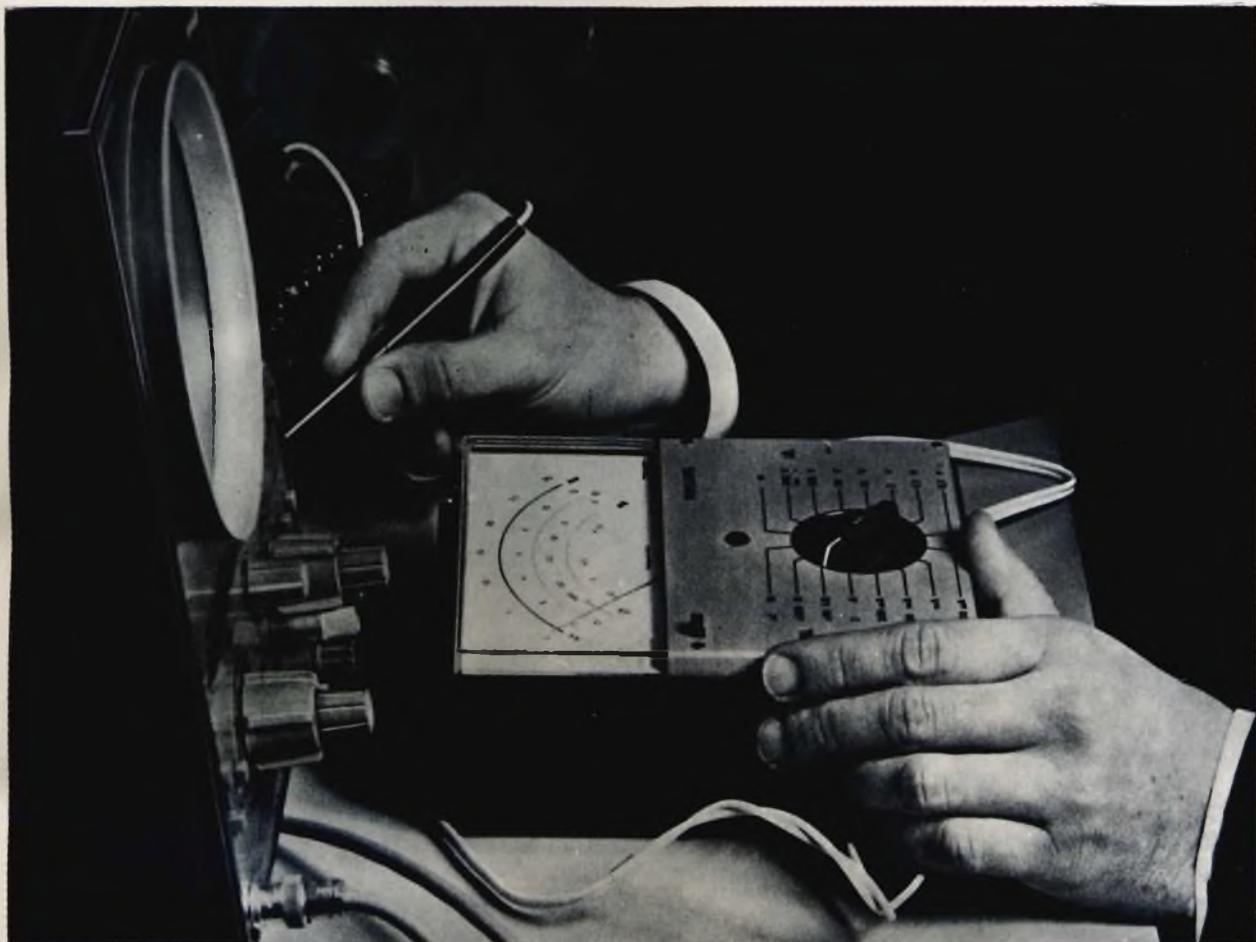


Fig. 4 - Esploso di montaggio delle parti staccate sul pannello.



Versatilità, sicurezza e precisione

...con l'analizzatore universale Philips PM 2411

Versatilità: L'esatto valore in ciascuno dei 38 campi di misura si ottiene indipendentemente dal valore da misurare: tensione continua o alternata, corrente continua o alternata e resistenze.

Sicurezza: Ovunque lo utilizzate, in laboratorio o in viaggio presso il cliente, un relais protegge l'equipaggio mobile dai sovraccarichi salvaguardando anche la continuità alle Vostre misure.

Precisione: Una sola ampia scala lineare, una deviazione totale con 25 μ A, insieme alla sospensione dell'equipaggio mobile mediante banda di torsione, assicurano la precisione desiderata.

Tensione continua: 0...60 mV - 0...1200 V
in 9 portate

Tensione alternata: 0...1,2 V - 0...1200 V
in 7 portate

Corrente continua ed alternata: 0...120 μ A - 0...3 A
in 10 portate

Resistenza: 0 Ω ...10 M Ω
in 3 portate, valori centro scala
18 Ω , 1800 Ω , 180 k Ω

Gamma di frequenze: 30...10.000 Hz

Precisione: 1,5 % per tensione e corrente continua
2,5 % per tensione e corrente alternata e
resistenza.



PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA
Piazza IV Novembre, 3
MILANO - Tel. 6994 (Int. 243)

Chiedeteci il catalogo generale
degli apparecchi elettronici di misura.

PHILIPS 

VOLTMETRI

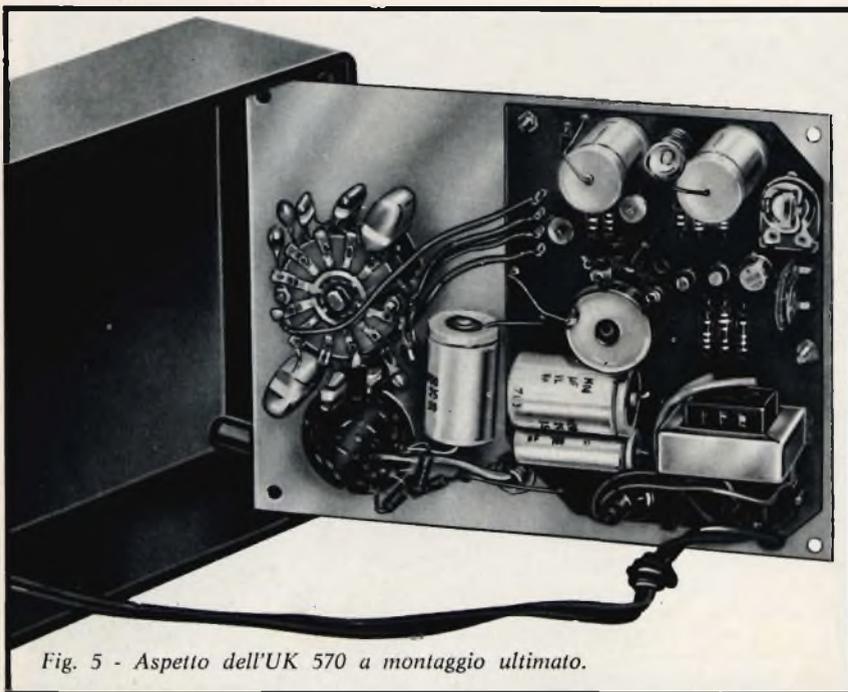


Fig. 5 - Aspetto dell'UK 570 a montaggio ultimato.

lunghezza di circa cm 8 e annodare. Saldare un capo al terminale 2 dell'interruttore SW3 l'altro all'ancoraggio 1 del circuito stampato.

IMPIEGO DEL GENERATORE

L'impiego del generatore di bassa frequenza UK 570 è vasto grazie all'ampia gamma di frequenze che lo stesso viene a coprire. Ci limiteremo ad accennare alcune misure che si possono effettuare sugli amplificatori di bassa frequenza affinché il tecnico sia facilitato per ulteriori applicazioni.

MISURA DELL'AMPLIFICAZIONE O DEL GUADAGNO DI UNO O PIU' STADI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

Si applichi all'ingresso dello stadio interessato un segnale sinusoidale pari a circa il livello normale d'impiego. Si regoli la frequenza di uscita a 1 kHz. Mediante un voltmetro si misuri il livello del segnale d'uscita avendo cura di usare uno strumento ad alta impedenza se

l'uscita è costituita dal carico anodico di un pentodo amplificatore di tensione od, al contrario di un carico opportuno se l'uscita è quella di uno stadio amplificatore di potenza. Il rapporto tra la tensione d'uscita e quella d'entrata rappresenta direttamente il valore dell'amplificazione.

MISURA DELLA LARGHEZZA DI BANDA

Si applichi all'ingresso dell'amplificatore un segnale di ampiezza tale da non saturare gli stadi e, mediante un voltmetro o un misuratore di potenza, si misuri l'ampiezza o rispettivamente la potenza d'uscita, avendo cura di tenere costante il segnale d'ingresso, se ne vari la frequenza. Su carta millimetrata semilogaritmica si portano i valori della frequenza sull'asse X ad andamento logaritmico ed, in ordinate, i valori della tensione o della potenza d'uscita. La curva così ottenuta prende il nome di curva di risposta dell'amplificatore e permette di individuare la banda passante. Le frequenze limite della banda passante sono, infatti, quelle frequenze alle quali il livello d'uscita risulta inferiore di 3 dB

a quello corrispondente alla frequenza di 1000 Hz pari ad una potenza metà ed una tensione di 0,707 V.

MISURA DELLA DISTORSIONE ARMONICA TOTALE IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA

Con l'ausilio di un distorsimetro è possibile ricavare la curva di distorsione armonica totale introdotta da un amplificatore considerando ovviamente quella propria del generatore di bassa frequenza.

Si inserisca all'uscita dell'amplificatore il distorsimetro e all'ingresso di esso si applichi un segnale di ampiezza tale da ottenere una potenza d'uscita per la quale si desidera effettuare la misura di distorsione. Si misuri la distorsione per le varie frequenze; su carta millimetrata semilogaritmica e si portino i valori della frequenza sull'asse X ad andamento logaritmico ed, in ordinate, i valori di distorsione.

Con il generatore di bassa frequenza UK 570, grazie al vasto campo di frequenza, è possibile controllare il comportamento di un amplificatore BF anche fuori della gamma di frequenza che esso garantisce.

E' il caso per esempio della prova di stabilità su un amplificatore fortemente controreazionato, in quanto la stabilità di un amplificatore, ossia la sua impossibilità di entrare in auto-oscillazione, è assicurata quando si verifica che per nessuna frequenza a cui corrisponde, a causa dell'accoppiamento reattivo, la condizione di oscillazione — reazione positiva — l'amplificazione complessiva degli stadi risulta inferiore all'unità.

MISURE SUI FILTRI

Per rilevare la curva di risposta di un filtro si procede come è stato già indicato per gli amplificatori, tenendo presente la necessaria chiusura d'impedenza.

CONCLUSIONE

Come si è visto, questo generatore presenta una costruzione semplicissima e offre innumerevoli possibilità di impiego; ciò senza dubbio non mancherà di interessare i tecnici e tutti coloro che intendono crearsi un invidiabile laboratorio.

20° CONCORSO INTERNAZIONALE DI REGISTRAZIONE SONORA

Il 20° Concorso internazionale di registrazione sonora amatoriale svoltosi a MONS (Belgio) dal 23 al 26 ottobre ed organizzato dalla Radiotelevisione Belga (RTB) in collaborazione con la Federazione Internazionale Fonoamatori ha visto una notevole affermazione dei fonoamatori italiani le cui registrazioni erano state selezionate dall'A.I.F.

Infatti Nando Monica di Parma, ha vinto il primo premio (su venti registrazioni concorrenti) nella categoria riprese musicali.

Da parte sua Giovanni Sciarrino di Parella (TO) ha vinto il terzo premio nella categoria montaggi e radioscene.

Nella classifica per nazioni l'Italia si è classificata al 4° posto (su undici nazioni partecipanti) ad un solo centesimo di punto dalla 3° classificata (la Francia).

Il termine di presentazione delle registrazioni da parte dei concorrenti italiani alla prossima edizione del Concorso (la 21°) è il 18 settembre 1972.

Il regolamento può essere sin d'ora prenotato scrivendo all'A.I.F.

TIRISTORI

componenti dell'elettronica di potenza

inserto a colori

29

Nell'ultimo decennio, i raddrizzatori di potenza, grazie ai loro pregi, hanno spodestato, in numerosi impianti ed apparecchi, i tradizionali raddrizzatori al selenio ed a vapori di mercurio. Con l'evento dei tiristori si è riusciti infine a sostituire in modo completo il convertitore rotante. Insostituibili erano rimasti finora però i raddrizzatori a vapori di mercurio o a catodo caldo in tutti quei casi in cui si richiedeva una particolare docilità di comando. L'obiettivo di trovare un elemento semiconduttore che offrisse le stesse prestazioni, venne raggiunto attraverso lo sviluppo dei tiristori al silicio.

30

I tiristori di potenza, come quello della figura 30, che è un tiristore al silicio della serie 02, sono adatti per quasi tutti i circuiti della tecnica dei raddrizzatori. Presentano il vantaggio di avere dimensioni d'ingombro ridotte, una piccola costante di tempo ed un fabbisogno di potenza per i circuiti di comando, inferiore a quello richiesto dai convertitori rotanti e dai trasduttori impiegati finora.

A seconda del circuito e del tipo di tiristore, si può avere un'erogazione di corrente continua che arriva fino a 30 kW per tiristore. Il campo delle tensioni può venir ampliato mediante il collegamento in serie e quello delle correnti mediante il collegamento in parallelo di più tiristori.

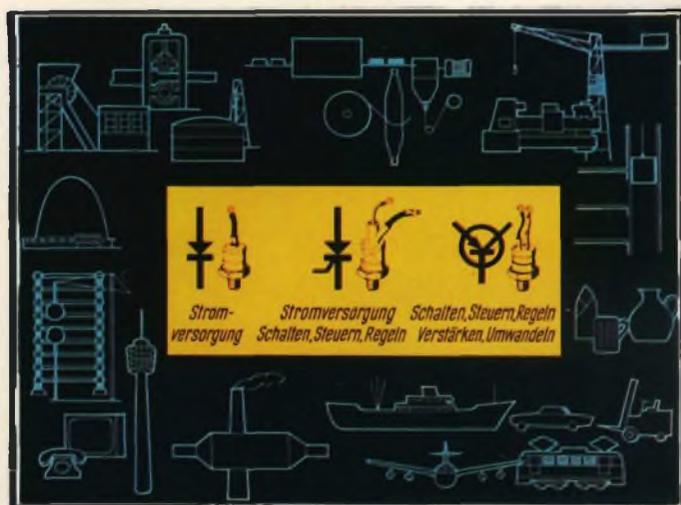


Fig. 29 - Progressiva diffusione dei semiconduttori nella tecnica.

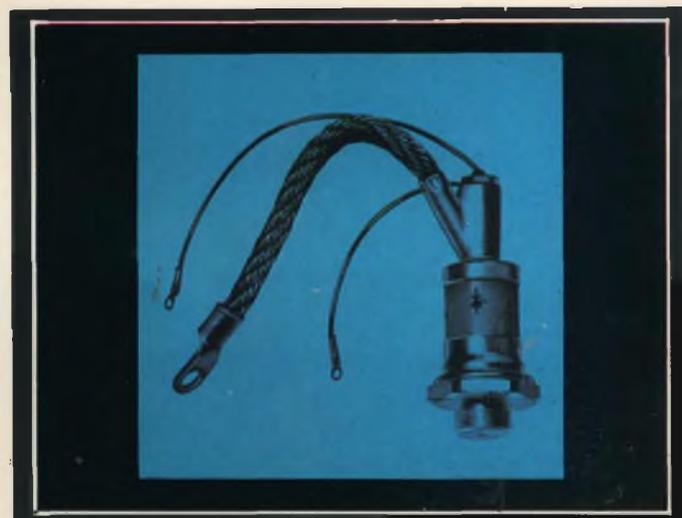


Fig. 30 - Tiristore di potenza al silicio Siemens della serie 02.

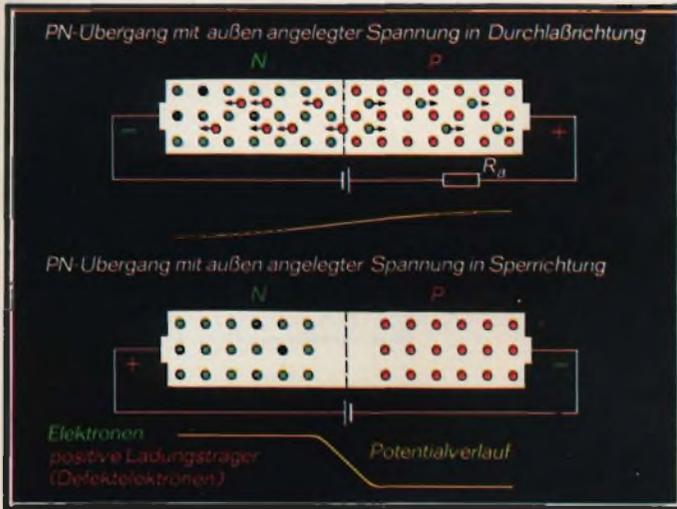


Fig. 31 - Effetto raddrizzante di una giunzione PN.

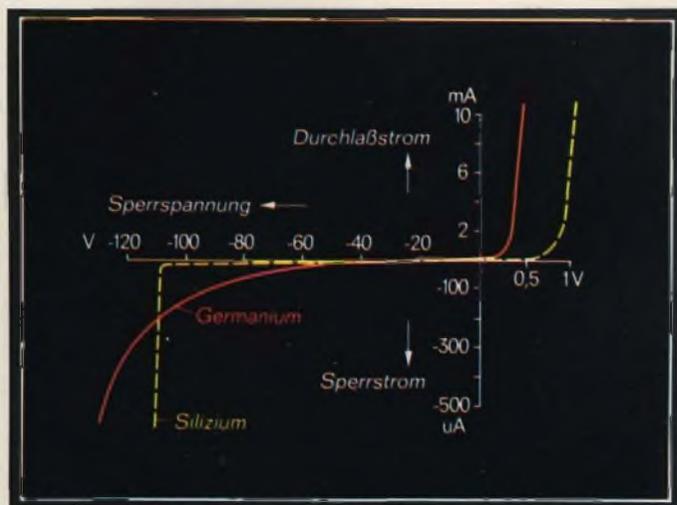


Fig. 32 - Diodo al germanio ed al silicio. Curve caratteristiche.

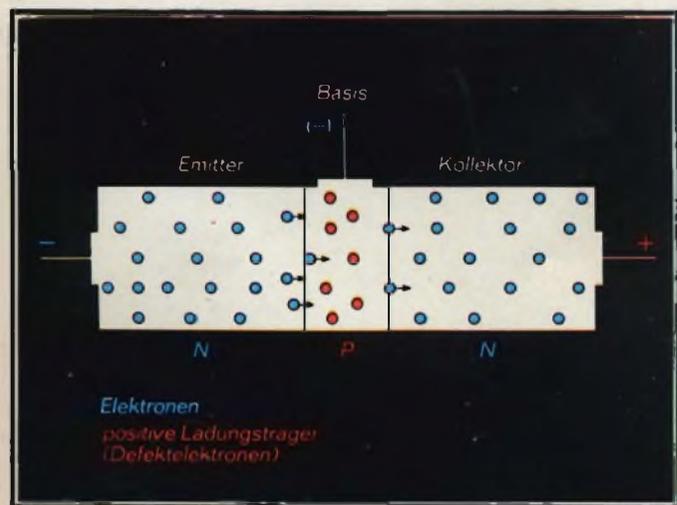


Fig. 33 - Transistori piatti - Rappresentazione fondamentale.

Per comprendere il funzionamento dei tiristori, è necessario addentrarci più dettagliatamente sull'effetto raddrizzante di una giunzione PN. In un cristallo che sia dotato in una metà di atomi ricettori e nell'altra di donatori, si avrà una zona di conduzione di tipo P che confina direttamente con una zona di conduzione di tipo N. Si parla appunto in tal caso di una giunzione PN. Un cristallo che presenti una tale struttura a strati PN, ha un effetto raddrizzante.

A questo punto è interessante osservare la distribuzione di cariche nella regione di transizione tra il materiale semiconduttore con conduzione di tipo P e quello con conduzione di tipo N. Anche senza applicare una tensione dall'esterno, alcuni elettroni della regione N passano per diffusione nella regione P ed alcune lacune migrano dalla regione P alla N. Sussiste quindi, in linea di massima, un graduale passaggio di elettroni tra le due zone a differente concentrazione.

Se alla giunzione PN si applica una tensione elettrica esterna, in modo che il polo positivo della sorgente di tensione sia collegato al lato a conduzione P ed il polo negativo al lato a conduzione N, le lacune (portatori di carica positiva) migrano dalla regione P alla N, mentre gli elettroni (portatori di carica negativa) si portano dalla zona N alla P. Si forma in tal modo una corrente e la giunzione PN diventa conduttrice.

Se s'inverte la polarità della sorgente di tensione esterna, le lacune vengono riportate verso la regione di transizione sul lato P e gli elettroni sul lato N. La regione di transizione s'impoverisce di portatori di cariche N e P in movimento e perciò la conducibilità peggiora, vale a dire che la giunzione PN blocca.

L'effetto raddrizzante di una giunzione PN ed il funzionamento del diodo possono essere dedotti dall'andamento della curva caratteristica di un diodo a semiconduttori. Con molta approssimazione si può dire che il diodo blocca il flusso della corrente quando ha una polarità di blocco, mentre con polarità diretta non si verifica alcuna interdizione.

Se la struttura è formata di tre strati — una struttura NPN oppure PNP — si ottiene un elemento semiconduttore pilotabile, cioè un transistorore. Il primo strato viene definito emettitore, il secondo base ed il terzo collettore (figura 33).

La giunzione base-collettore (PN) di un transistorore PNP è polarizzata in direzione di blocco, per cui nel circuito base-collettore dapprima fluisce solo una corrente di blocco molto ridotta. Se però viene applicata una tensione anche allo strato emettitore-base, polarizzata in direzione di conduzione, si avranno lacune che fluiscono nella regione di mezzo a conduzione N. Una gran parte di essi, a causa dello spessore molto piccolo della base (alcuni micron) finisce anche nello strato di blocco base-collettore e viene assorbito dal collettore. In tal modo ora scorre una corrente anche nel collettore.

La tensione tra la base e l'emettitore è di pochi decimi di volt (giunzione PN polarizzata in direzione di conduzione), mentre tra base e collettore arriva talvolta a 60 V ed oltre (giunzione PN polarizzata in direzione di blocco). Poiché, con adeguata disposizione degli strati, la corrente di base è molto piccola in confronto alla corrente principale che fluisce attraverso l'emettitore ed il collettore, si può dire, per quel che riguarda la tensione, che una piccola potenza di comando nel circuito emettitore-base è in grado di pilotare nel circuito emettitore-collettore una potenza notevolmente più grande.

La struttura dei tiristori si distingue da quella dei transistori o da un diodo di potenza PSN (diodo fornito di una zona media supplementare ad alta resistività debolmente drogata), per il fatto che la zona media ad alta resistività è suddivisa in due regioni drogate in senso opposto, le quali assieme alle due regioni esterne ad alto drogaggio, danno una struttura PNPN.

Delle tre condizioni di funzionamento possibili per il tiristore, due coincidono con quelle del diodo PSN: infatti il tiristore ed il diodo PSN, in condizioni di carico in senso diretto, funzionano allo stesso modo.

La zona media ad alta resistività, debolmente drogata, allorché è applicata una tensione di polarizzazione in senso diretto, viene invasa da portatori di carica di entrambi i segni provenienti dalle due regioni confinanti fortemente drogate; contemporaneamente la densità dei portatori aumenta con potenze di 10 rispetto alla concentrazione del drogaggio base (circa 10^{14} punti di perturbazione per ogni cm^3), per cui in queste condizioni è indifferente se la zona di mezzo è drogata P oppure N ovvero che sia costituita da due regioni separate, drogate in modo diverso. Perciò la zona media, fortemente arricchita con portatori di carica, assume una resistività molto bassa e corrispondentemente la caratteristica in senso diretto comincia a salire rapidamente già con piccole tensioni.

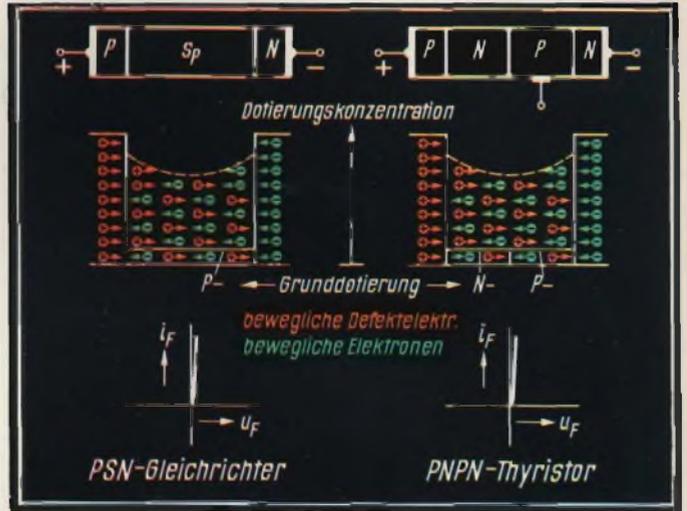


Fig. 34 - Confronto fra il diodo PSN e il tiristore in stato di conduzione.

Anche nel caso di condizioni di blocco con applicata una tensione negativa, non vi è alcuna differenza sostanziale tra il diodo e il tiristore.

Negli elementi a 4 strati sono però disponibili due giunzioni PN, per assorbire la tensione di blocco. Nel caso di blocco in direzione negativa, la polarità della tensione è tale da allontanare i portatori di carica mobili da entrambe le giunzioni PN più esterne e, a causa dell'impovertimento di portatori, crea delle zone ad alta resistività. Rimangono però punti di perturbazione fissi e dotati di carica elettrica: questi formano strati di cariche spaziali sui quali avviene la caduta della tensione applicata. L'andamento del potenziale nella figura tiene già conto dell'effettiva struttura asimmetrica esistente, la quale si scosta sensibilmente dal profilo di drogaggio simmetrico rappresentato schematicamente nella figura precedente.

La terza condizione di funzionamento, cioè la capacità di blocco, con applicata una tensione positiva, è possibile solamente con i tiristori. In essa diventa attiva la giunzione PN intermedia dell'elemento a quattro strati (lato destro della figura). Una tensione positiva applicata sottrae i portatori di carica mobili dalla zona limite PN e produce in tal modo nuovamente una zona di blocco ad alta resistività mediante uno strato di cariche spaziali. Il componente può perciò assorbire tensioni maggiori anche in direzione positiva e bloccare il flusso di corrente. Per contro le due giunzioni esterne PN, con questa polarità, sono conduttrici.

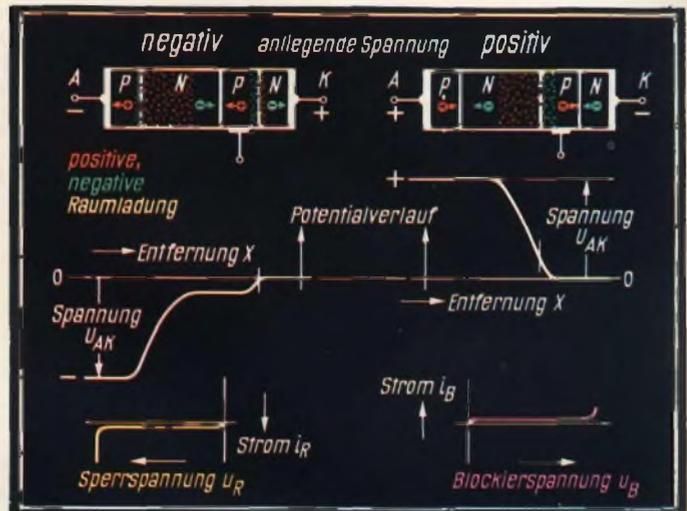


Fig. 35 - Il tiristore in condizione di blocco negativa e positiva.

Per i tiristori vi sono quindi tre tipi di comportamento, ai quali corrispondono tre diversi rami della curva caratteristica:

- a) carico in senso diretto (vedi anche figura 34): curva caratteristica nella direzione di conduzione con indice F (fluss, forward);
- b) condizione di blocco nel caso di tensione applicata negativa (vedi anche figura 35 a sinistra): curva caratteristica di blocco in senso inverso, indice R (reverse);
- c) capacità di blocco con applicata tensione positiva (vedi anche figura 35 a destra): curva caratteristica di blocco in senso diretto, indice B.

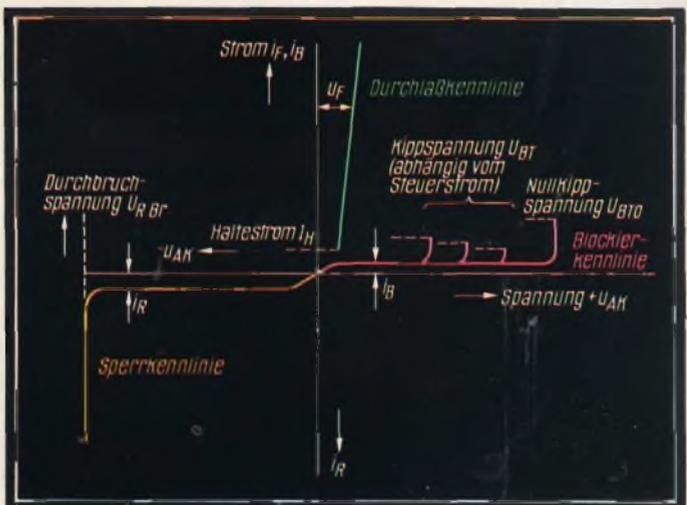


Fig. 36 - I tre diversi rami della curva caratteristica del tiristore.

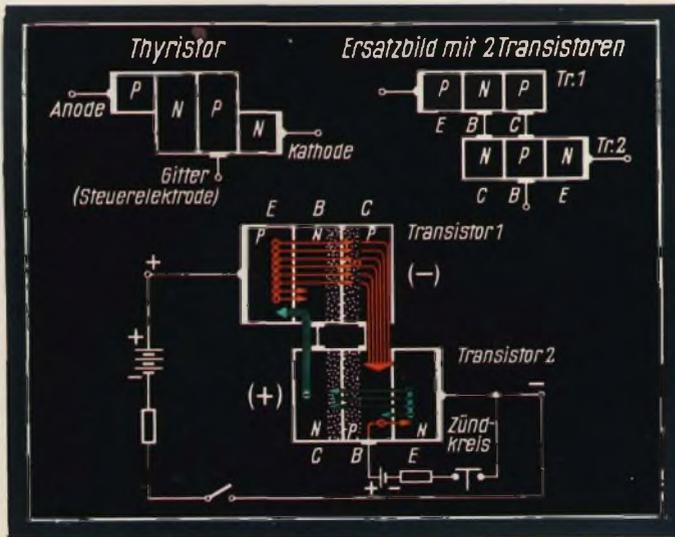


Fig. 37 - Meccanismo d'innescò del tiristore - Rappresentazione schematica.

go ad un'ulteriore più intensa iniezione di lacune dell'emettitore P 1 (anodo). I portatori di carica positivi iniettati raggiungono a loro volta, attraverso il collettore 1, la base 2 ed il ciclo continua con sempre maggiore efficacia. Mentre in tal modo la corrente continua aumenta con un fenomeno simile a quella di valanga. Le zone di cariche spaziali sui collettori (giunzione PN media) vengono completamente invase da portatori di carica; la tensione deve allora annullarsi e la zona media continua a riempirsi, finché non venga raggiunta una nuova condizione di equilibrio, vale a dire finché non si è raggiunto un punto di funzionamento sulla curva caratteristica in senso diretto.

Appena cessato l'impulso d'innescò, il tiristore permane nello stato di conduzione e, se non si verifica un intervento esterno, non può ricadere nella condizione di blocco.

(continua)

DIZIONARIETTO

Stromversorgung	= commutazione, comando	PSN-Gleichrichter	= diodo PSN
Schalten, Steuern, Regeln	= regolazione amplificazione, conversione	anliegende Spannung	= tensione applicata
Verstärken, Umwandeln	= alimentazione	positive, negative Raumladung	= carica spaziale positiva negativa
PN-Uebergang mit aussen angelegter Spannung in Durchlassrichtung	= giunzione PN con tensione esterna applicata nella direzione di conduzione	Potentialverlauf	= andamento del potenziale
PN-Uebergang mit aussen angelegter Spannung in Sperrichtung	= giunzione PN con tensione esterna applicata nella direzione di blocco	Spannung	= tensione
Elektronen-positive Ladungstraeger (Defektelektronen)	= elettroni portatori di cariche positive (lacune)	Entfernung	= distanza
Potentialverlauf	= andamento del potenziale	Strom	= corrente
Durchlassstrom	= corrente in senso diretto	Sperrspannung	= tensione di blocco negativa
Sperrspannung	= tensione di blocco	Blockierspannung	= tensione di blocco positiva
Sperrstrom	= corrente di blocco	Strom	= corrente
Elektronen-positive Ladungstraeger (Defektelektronen)	= elettroni-portatori di carica positivi (elettroni in difetto)	Durchlasskennlinie	= caratteristica in senso diretto
Dotierungskonzentration	= concentrazione del drogaggio	Durchbruchspannung	= tensione di rottura
Grunddotierung	= drogaggio base	Kippspannung (abhängig vom Steuerstrom)	= tensione di blocco diretta all'innescò (dipendente dalla corrente di comando)
bewegliche Defektelekt.	= lacune mobili	Nullkippspannung	= tensione di blocco diretta per innescò spontaneo
bewegliche Elektronen	= elettroni mobili	Haltestrom	= corrente di mantenimento
		Blockierkennlinie	= caratteristica di blocco
		Sperrkennlinie	= caratteristica di blocco
		Ersatzbild mit 2 Transistoren	= rappresentazione sostitutiva con due transistori
		Gitter (Steuerlektrode)	= griglia (elettrodo di comando)
		Zündkreis	= circuito d'innescò

SEGNALATORE DI LUCI ACCESE PER I DISTRATTI

prima parte

**l'elettronica
e
l'automobile**

Numerosi ed interessanti sono i dispositivi elettronici che sono stati creati espressamente per il settore automobilistico.

Qui di seguito ne passeremo in rassegna alcuni, iniziando dai «Lights-On Reminder», ossia da quei dispositivi il cui scopo è d'impedire all'automobilista di dimenticare accese per sbadataggine le luci dell'auto.

Forse in altre nazioni parerà strano che negli Stati Uniti, proprio in quelle auto belle e grandi come un camion manichino spesso gli accorgimenti tanto semplici che impediscano le distrazioni più elementari, quali ad esempio quella di chiudere l'auto nel box con le luci accese o parcheggiarla nelle stesse condizioni ma sotto il sole di mezzogiorno.

Ma così stando le cose, se vi recate in USA scoprirete ben presto che vi pullulano le realizzazioni elettroniche tendenti ad impedirvi di scoprire che «your battery's dead as a doornail», ossia che la vostra batteria è «morta stecchita» per averesalato l'ultimo amperora, quando avevate parcheggiato l'auto «così bene» un paio di giorni prima,

districandovi fra la nebbia, ma dimenticando le luci accese.

Vediamo quindi alcuni dei più popolari «Lights-On Reminder» che sono stati proposti.

R.M. Marston raccomanda un dispositivo, realizzabile in due versioni; una di esse usa per dare l'allarme un «buzzer», ossia un cicalino, mentre l'altra versione fa ricorso ad un segnalatore d'allarme sempre acustico, ma di origine meno prosaica e più elettronica.

Lo schema della prima versione (per auto con negativo a massa) è visibile nella fig. 1.

Il funzionamento è semplice.

Si supponga che S1 si trovi nella posizione normale. Se le luci e l'accensione sono entrambi inserite, i punti X ed Y sono allo stesso potenziale e, pertanto, nessuna corrente scorre nell'unità d'allarme.

Viceversa, se sia le luci che la accensione sono spente, i punti X ed Y sono entrambi al potenziale di massa (rispettivamente attraverso LP1 ed R1) in modo che l'allarme è anche in questo caso escluso.

In altre parole, se l'accensione è inserita e le luci spente, il punto Y si troverà ad una tensione positiva di 12 V mentre il punto X sarà al potenziale di massa. Il diodo D1 è polarizzato in senso inverso quando si verificano queste condizioni in modo che l'allarme è escluso.

Infine, si supponga che l'accensione sia disinserita (ossia il motore dell'automobile sia spento) mentre le luci sono ancora accese. Quando si verifica questa condizione una tensione positiva di 12 V si trova al punto X, mentre il punto

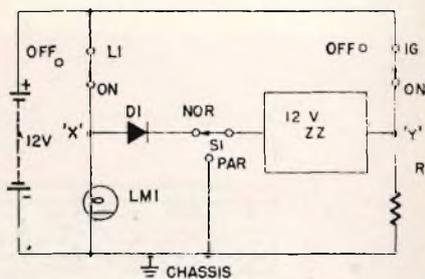


Fig. 1 - Circuito di R.M. Marston per auto con negativo a massa. ZZ = avvisatore acustico; L1 = interruttore luci; IG = interruttore accensione; «NOR» = normale; «PAR» = parcheggio; LMI = luci auto; R1 = circuito primario della bobina d'accensione.

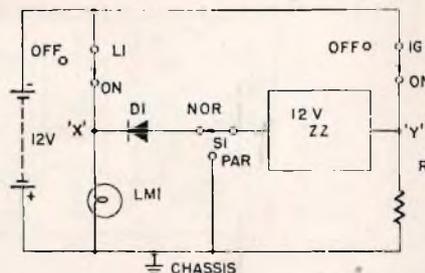


Fig. 2 - Versione con positivo a massa dell'apparecchio di fig. 1. Il significato delle lettere resta il medesimo.

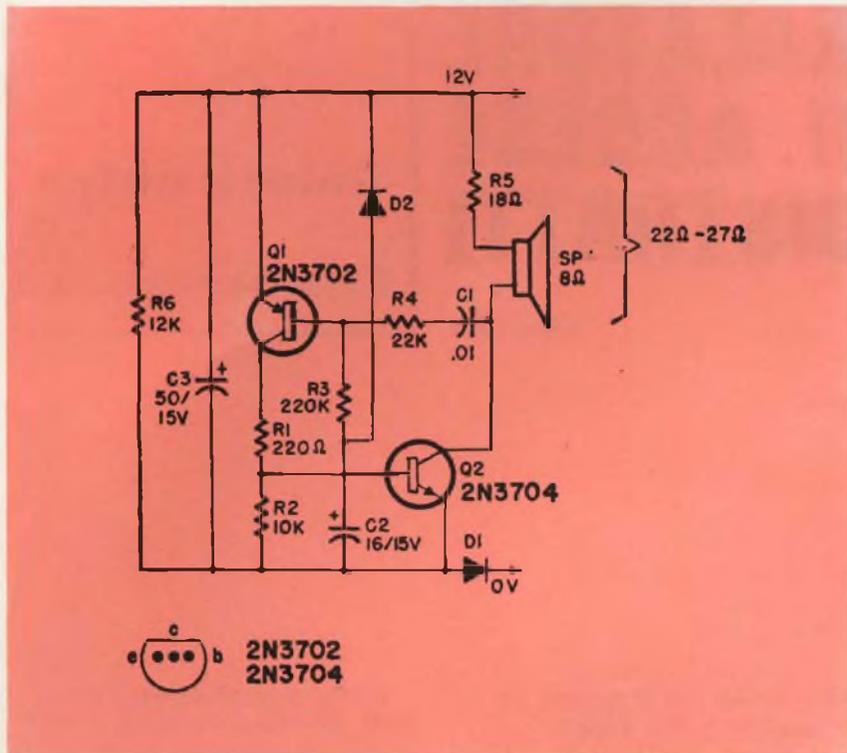


Fig. 3 - Modifica con l'aggiunta del multivibratore al circuito fondamentale. Il diodo D1 va collegato col commutatore luci nelle auto con positivo a massa e, invece, al commutatore dell'accensione se a massa si trova il negativo. La linea a 12 V (in alto nella figura) va collegata col commutatore dell'accensione delle auto col positivo a massa ed al commutatore luci in quelle con negativo a massa.

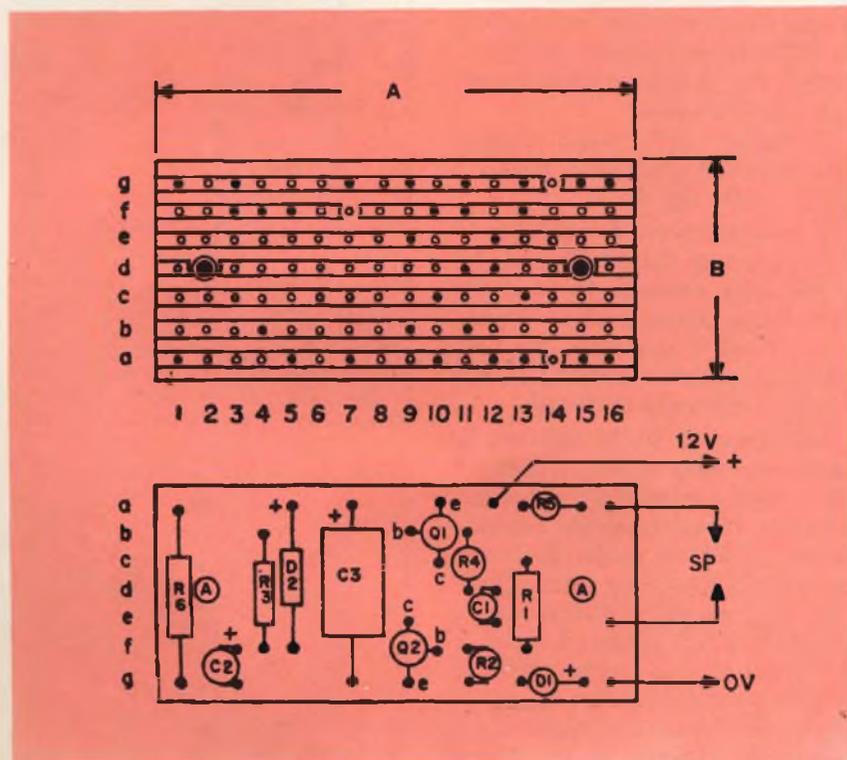


Fig. 4 - Pannello forato e disposizione dei componenti per la realizzazione dell'apparecchio della fig. 3. A = 64 mm; B = 29 mm.

Y è mantenuto a potenziale di massa attraverso R1.

Il diodo D1 è ora polarizzato in senso diretto in modo che l'allarme funziona, indicando che le luci sono state lasciate accese, anche dopo aver spento il motore.

Se si devono lasciare intenzionalmente le luci accese per parcheggiare la macchina al buio occorre spostare S1 sulla posizione «PAR» - parcheggio per escludere l'allarme.

Quando l'accensione è inserita nuovamente al mattino, occorre riportare il deviatore S1 nella posizione «NOR» = normale.

La versione con positivo a massa è riportata nella fig. 2 ed è identica al circuito già descritto, tranne che per la polarità di D1 e dei fili di alimentazione. In entrambe le versioni D1 può essere un qualsiasi raddrizzatore al silicio avente una corrente maggiore di quella assorbita dall'unità di allarme.

Usando la versione con segnalatore elettronico, viene emesso un forte suono a frequenza elevata quando le luci sono rimaste accese e l'accensione è tolta.

Se le luci sono state lasciate accese di proposito per scopi di parcheggio od altro, il volume e la frequenza del segnale acustico di allarme si riducono a zero in circa 15 s.

L'allarme si esclude automaticamente dopo un tempo limitato ed elimina la necessità di operare manualmente il deviatore S1 dei circuiti precedenti.

Lo schema elettrico dell'unità elettronica è mostrato nella fig. 3.

Il diodo D1 svolge le stesse funzioni viste in precedenza e viene usato quale generatore, è una variante di un multivibratore astabile. E' impiegato un altoparlante da 8 Ω come carico posto sul collettore di Q2.

Il circuito funziona soltanto quando è collegato ad una batteria avente la polarità prevista. Il funzionamento è determinato in frequenza e volume dai valori di R3, R4 e C1, oltre che dalla tensione presente nel punto di giunzione di R3 e C2.

Quando la tensione presente in quest'ultimo punto è nulla, il volume e la frequenza sono elevati.

Scendono quando la giunzione R3-C2 diviene più positiva e scende a zero quando detta tensione si approssima al potenziale positivo.

Nella fig. 3, R3 e la giunzione-base di Q1 sono collegati in serie con C2 funzionando così come un semplice carico. Quando la batteria è inizialmente collegata al circuito attraverso i commutatori di accensione e delle luci, C1 viene completamente scaricato.

Il condensatore C2 allora inizia a caricarsi tramite R3 e la giunzione-base-emettitore di Q1. Dopo circa 15 s, la tensione nel punto R3-C2 raggiunge un valore che interrompe le oscillazioni e l'unità viene esclusa.

Il circuito allora assorbe una corrente di solo 1 mA attraverso R6. Quando la batteria viene esclusa dal circuito (tramite i commutatori delle luci o dell'accensione), C2 si scarica rapidamente attraverso D2 ed R6 e l'unità è allora pronta per funzionare di nuovo come memorizzatore di luci accese.

Il dispositivo della fig. 3, può essere facilmente montato su un pannello forato avente dimensioni di 64 x 29 mm come è visibile nella fig. 4.

La disposizione dei vari componenti è pure indicata in detta figura.

Quando il montaggio è stato ultimato, occorre collegare l'altoparlante da 8 Ω ed i commutatori di accensione delle luci dell'automobile come previsto nella didascalia della fig. 3.

Allora, con l'accensione esclusa, si provi ad accendere le luci. Il dispositivo entrerà in funzione brevemente, iniziando prima con una frequenza alta e ritornando allo stato di quiete in circa 15 s.

Questo periodo può essere allungato, se richiesto, aumentando il valore di C2. Se si vuole ottenere un suono più forte occorre utilizzare un altoparlante con una impedenza di almeno 22-27 Ω.

Se fin qui tutto risulta regolare, allora si possono controllare le varie combinazioni fra luce ed accensione in modo da riscontrare che l'allarme venga dato soltanto quando il motore è spento e le luci sono accese.

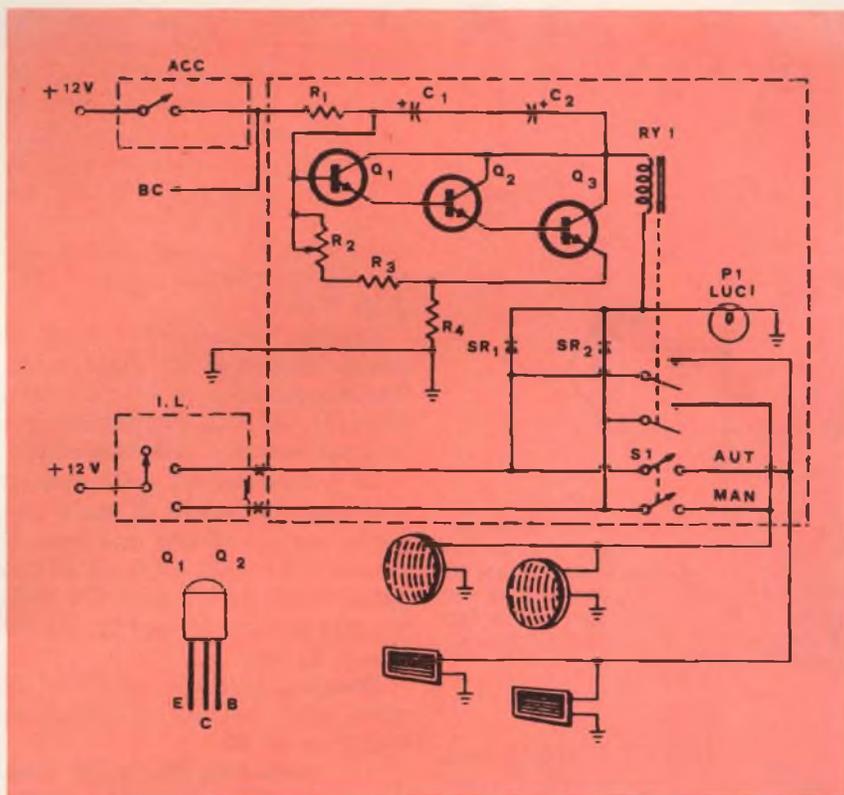


Fig. 5 - Schema elettrico di avvisatore di luci accese con commutatore Darlington. ACC = commutatore dell'accensione; BC = al circuito di accensione; I.L. = commutatore luci.

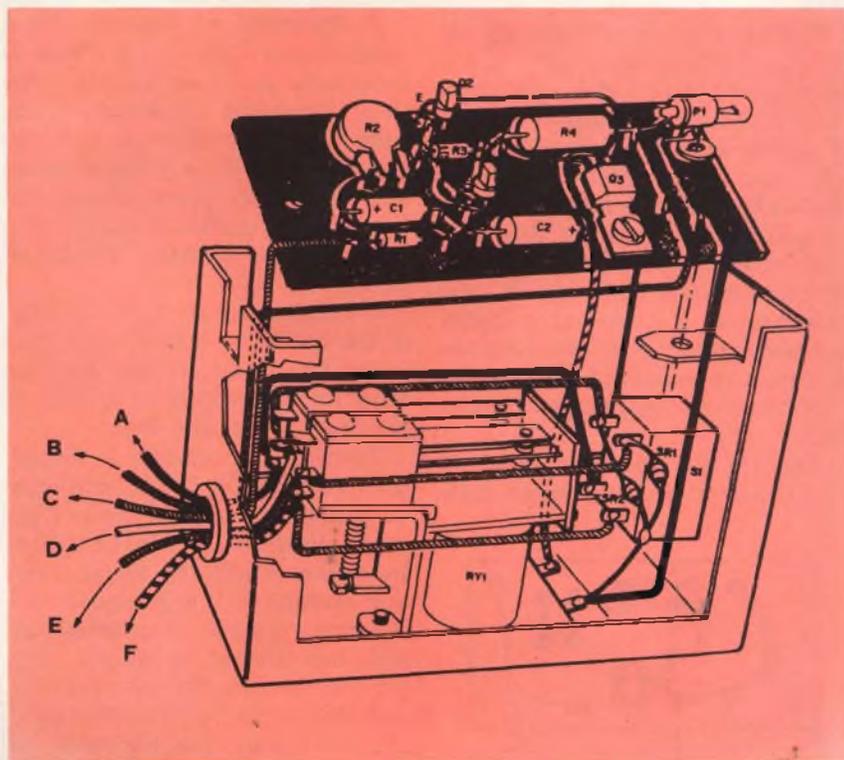


Fig. 6 - Disposizione dei vari componenti dell'apparecchio di fig. 5 A = alle luci; B = alla massa; C = al commutatore di accensione; D = al commutatore fari; E = al commutatore luci di parcheggio; F = alle luci di parcheggio.

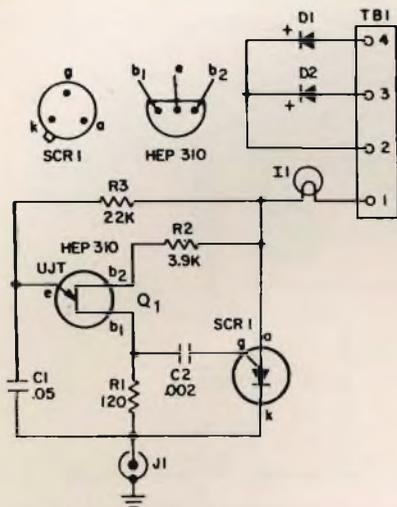


Fig. 7 - Schema elettrico dell'avvisatore di luci di J.J. Carr. TBI = i morsetti 1 e 2 vanno collegati al cicalino od all'allarme acustico; il morsetto 3 va collegato al contatto delle luci di parcheggio; il morsetto 4 fa capo al commutatore di accensione.

G.J. Whalen ed R.F. Graf hanno proposto invece l'apparecchio illustrato nella fig. 5.

Esso consiste di un commutatore Darlinghton in cui Q1, Q2 e Q3 controllano il funzionamento del relè RY1.

Coppie separate di contatti di RY1 sono collegate in serie con i fili dei fari e delle luci di posizione. L'alimentazione dell'unità è ottenuta dai fili delle luci dell'automobile attraverso i diodi SR1 ed SR2, in modo che il funzionamento avvenga quando sono accese le luci.

Il commutatore Darlinghton ha due entrate: una attraverso R1 dal commutatore d'accensione e l'altra dal commutatore delle luci. Quando il primo commutatore è inserito, Q1 è direttamente polarizzato tramite R1.

Tuttavia, RY1 non può chiudersi fino a quando il commutatore delle

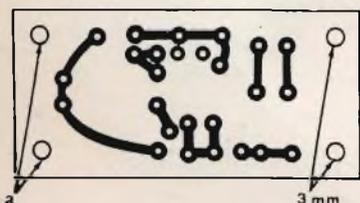


Fig. 8 - Circuito stampato di 64 x 31 mm per la realizzazione dell'apparecchio di fig. 7.

luci dell'auto si trova in posizione di parcheggio o di accensione fari.

Se il commutatore delle luci resta escluso, l'apparecchio resta in stato di preallarme ma inoperoso.

Quando il commutatore delle luci è posto sulla posizione d'inserimento, Q1, Q2 e Q3 conducono e chiudono RY1. L'alimentazione arriva allora attraverso i contatti chiusi di RY1.

Quando l'accensione è tolta, la entrata attraverso R1 viene meno. Tuttavia la carica su C1 e C2 mantiene Q1, Q2 e Q3 direttamente polarizzati per cui il relè resta chiuso.

La scarica per C1 e C2 avviene attraverso un valore di molti megohm dovuto all'alta resistenza di entrata di Q1, Q2 e Q3 ed all'alto valore di R2 ed R3, oltre che dalla tensione positiva in opposizione che giunge da R4.

Pertanto, la carica di C1 e C2 viene meno secondo un tempo determinato da R2.

Il commutatore Darlinghton mantiene RY1 chiuso, sintanto che C1 e C2 si sono scaricati sino a circa 1,8 V partendo da 12 V. Questo periodo può richiedere da 15 s a 5 min, in funzione come detto di R2.

Si supponga ad esempio che il commutatore delle luci dell'auto si trovi nella posizione inserita; allora il dispositivo interrompe il circuito delle lampadine con un certo ritardo. Tuttavia, se il commutatore luci fosse stato aperto contemporaneamente a quello di accensione, RY1 sarebbe scattato immediatamente.

Il funzionamento, nelle condizioni sin qui viste, è limitato al caso in cui l'accensione è stata tolta ma sono rimaste inserite o le luci di parcheggio o le altre luci.

Tuttavia, per rendere il dispositivo più versatile, è stato introdotto un periodo di tempo ritardato dopo cui si ripristina il funzionamento. In queste condizioni (ossia a motore spento) il funzionamento è il seguente: quando il commutatore delle luci dell'auto è inserito (indipendentemente sulle luci o sui fari), una tensione è inviata alla base di Q1 attraverso l'avvolgimento di RY1, C1 e C2.

Questa mantiene il commutatore Darlinghton in conduzione e carica

C1 e C2 a 12 V. Ciò polarizza direttamente il Darlinghton per un tempo determinato da R2 e questo mantiene RY1 chiuso ed applica la tensione di funzionamento alle luci pre-selezte.

Al termine del periodo di ritardo il relè si apre e spegne le luci.

I condensatori C1 e C2 ora si caricano in una direzione tale per cui rovesciano la polarizzazione di Q1, Q2 e Q3. A questo punto se non si spegne il motore tramite la chiavetta di accensione e non lo si lascia spento per almeno un tempo pari tre volte quello attivo previsto per l'allarme, l'unità non può essere pronta a funzionare se si manovra soltanto il commutatore delle luci.

L'apparecchio può essere realizzato su un pannello forato di 45 x 96 mm e montato in una scatoletta metallica di 102 x 51 x 70 mm come visibile nella fig. 6.

L'apparecchio può poi trovare posto in qualsiasi punto del cruscotto od inferiormente ad esso.

I valori dei componenti che appaiono nella fig. 5 sono i seguenti:

C1, C2	= 25 μ F, 50 V elettrolitici
P1	= 12 V lampadina miniat.
Q1, Q2	= transistori 2N2926 GE
Q3	= transistore D27C1 GE
R1	= 3900 Ω , 1/2 W, 10%
R2	= potenz. per IC da 3,5 M Ω
R3	= 15 k Ω , 1/2 W, 10%
R4	= 33 Ω , 2 W, 10%
RY1	= relè 12 Vc.c. con bobina da 200 Ω con doppi contatti
S1	= deviatore bipolare
SR1, SR2	= diodi al silicio 200 V/1 A

Infine, J.J. Carr ha proposto la soluzione concretizzata nell'apparecchio il cui schema è riportato nella fig. 7.

Poiché la maggioranza delle auto hanno il negativo a massa, l'A. ha previsto il dispositivo per tale genere di polarità.

Il transistore ungiunzione Q1 è il generatore d'impulsi. La sua frequenza di funzionamento è determinata dalla costante di tempo C1-R3. Il resistore R1 carica il condensatore C1 fintanto che ha assunto una

FET

multitest

NUOVO

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- V.c.c.** — 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 MΩ
— tolleranza 2% f.s.
- V.c.a.** — 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 MΩ. 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ...20 MHz lineare
— 20 MHz ...50 MHz ± 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm** — da 0,2 Ω a 1000 MΩ f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro** — da 2... 2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova ≅ 4,5 V. 35 kHz
- Milliampere** — da 0,05 ...100 mA
— tolleranza 2% f.s.



ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei quasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3...11,1 MHz
Gamma B - 5,3...5,7 MHz
Taratura singola a cristallo tolleranza 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

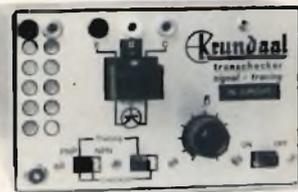
Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)

— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0,5%
— Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT

Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. Signaltracing. Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



SIGNAL TRACER

Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso, 2 MΩ
Distorsione inferiore all'1% a 0,25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

nuova versione
Misura da 2 pF a 0,1 μF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta arancine 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

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

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)

tensione sufficiente per determinare la scarica in Q1.

Quando ciò avviene, Q1 diviene fortemente conduttore scaricando il condensatore C1, dopo di che riprende il ciclo di ricarica.

Pertanto, viene prodotto un impulso in uscita ogni volta che la carica accumulata in C1 raggiunge la tensione di scarica del transistor unigiunzione. La combinazione resistenza-capacità che è stata usata produce degli impulsi a circa 1 kHz.

Questi impulsi sono inviati alla gate del diodo al silicio controllato (SCR1) tramite il condensatore C2.

Il diodo controllato diviene conduttore ogni volta che un impulso è applicato alla sua gate; rimane in tale stato fintanto che la corrente

attraverso l'anodo-catodo non viene interrotta.

I diodi D1 e D2 isolano i circuiti ausiliari di commutazione delle luci dell'auto ed ognuno di essi può comandare un allarme acustico.

Quando viene aperta una portiera dell'auto e si accende una luce interna, ciò basta affinché questo dispositivo venga attivato indipendentemente dal fatto che siano rimaste accese le luci di posizione, oppure i fari o dimenticata inserita la chiavetta di accensione.

L'interruttore che sull'auto è comandato dall'apertura delle portiere è del tipo normalmente aperto quando la portiera è chiusa. Pertanto, quando la portiera è in queste ultime condizioni, il ritorno a mas-

sa non è collegato e le lampadine non sono accese; di conseguenza non scorre alcuna corrente nella linea.

L'interruttore della portiera è collegato all'apparecchio mediante un singolo conduttore, tramite un jack (J1 nella fig. 7), mentre i terminali relativi al commutatore d'accensione e delle luci di parcheggio sono collegati attraverso la morsettiera TB1.

Va notato che il dispositivo non assorbe alcuna corrente dalla batteria dell'auto se non viene aperta una portiera e nel contempo si siano lasciate accese delle luci od inserita l'accensione.

Il montaggio del dispositivo può essere effettuato su un circuito stampato di 31 x 64 mm come visibile nella fig. 8.

Esso poi può essere entrocontenuto in una scatoletta metallica di 102 x 54 x 42 mm; il tutto potrà poi essere collocato sulla plancia od in altra posizione comodamente accessibile da parte del guidatore.

Il materiale occorrente per realizzare l'apparecchio è il seguente:

- C1 = condens. ceramico a disco da 50 nF, 75 V
- C2 = condens. ceramico da 2.000 pF, 75 V
- D1, D2 = diodi al silicio per 50 V - 1 A
- I1 = lampada spia con contenitore, Lafayette 32E66160
- J1 = jack fono schermato
- R1 = resistore 120 Ω 1/2 W
- R2 = resistore 3900 Ω , 1/2 W
- R3 = resistore 22 k Ω , 1/2 W
- SCR1 = diodo al silicio controllato da 1 A, 500 V, es.: Motorola 1906-2
- TB1 = morsettiera a 4 attacchi
- UJT = transistor al silicio unigiunzione Motorola HEP 310.

(continua)

BIBLIOGRAFIA

- 1 - «Build Lights-On Reminder», R. M. Marston, Radio Electronics, 4, 1970.
- 2 - «Auto Headlight Shutoff», George J. Whalen e Rudolf F. Graf, Electr. Ill. 7, 1970.
- 3 - «Teeny Genii», Joseph J. Carr, El. Electronics, 7-8, 1971.



le trasmissioni e le registrazioni sonore sottomarine

tecniche
di
avanguardia

La pratica subacquea è sempre più all'ordine del giorno, sia come sport che come hobby.

Essa consente di svolgere anche ricerche archeologiche, storiche, artistiche, petrolifere, oltre allo studio delle condizioni di evoluzione delle piante e degli animali sottomarini. Si prospetta perfino la creazione di vere città sottomarine per il lavoro e la ricerca.

Ma, in tutte queste attività, e perfino semplicemente dal punto di vista hobbistico, si pone sovente il problema della trasmissione e della registrazione delle informazioni ottiche o sonore raccolte.

Si sono realizzate delle telecamere e delle macchine fotografiche impermeabili destinate ad effettuare delle riprese sottomarine in bianco e nero o a colori ed è possibile impiegare facilmente delle sorgenti luminose immerse. Fino ad ora, tuttavia, non si è ancora pensato a realizzare dei registratori impermeabili destinati alle immersioni sottomarine, malgrado queste costruzioni non presentino difficoltà eccezionali.

Si eseguono costantemente delle riprese della natura e la «caccia ai suoni» degli animali selvaggi prende spesso il posto fortunatamente, della caccia con il fucile. Tuttavia, non sembra per niente interessante, in generale, il cercare di captare i suoni delle grandi profondità, per la buona ragione che non esistono; per lo meno, sotto una forma percepibile dall'orecchio umano. I sub-

acquei stessi non possono, evidentemente, comunicare direttamente tra di loro con la parola, e devono sovente accontentarsi di comunicare con i gesti.

E' però facile sonorizzare, dopo, i film muti concernenti le immersioni sottomarine. Si può, evidentemente, registrare allo stesso tempo le immagini sottomarine ed i relativi commenti, impiegando degli apparecchi di registrazione disposti sopra le apparecchiature sottomarine o collocati sui natanti di superficie e collegati elettricamente a queste apparecchiature.

COME IL SUONO SI PROPAGA NELL'ARIA E NELL'ACQUA

Contrariamente a ciò che qualcuno potrebbe credere non è impossibile trasmettere nell'acqua, o perfino registrare dei fenomeni sonori; ma il modo di produzione e di propagazione del suono nell'acqua è generalmente assai mal conosciuto, e lo si immagina facilmente perché, normalmente, noi siamo abituati a sentire i suoni trasmessi con l'intermediario dell'aria.

Le particelle di aria, infatti, a contatto con le sorgenti vibranti sonore, vengono alternativamente e rapidamente compresse o dilatate, come da un piccolo pistone. Queste compressioni e queste dilatazioni si trasmettono successivamente agli strati di aria vicini e, finalmente, fanno vibrare i timpani delle orecchie degli ascoltatori producendo la percezione sonora.

Questa è dunque ottenuta, generalmente, per l'intermediario dell'aria, e si può dimostrare che un suono non si trasmette nel vuoto. La esperienza classica è ben conosciuta: basta collocare una sorgente sonora sotto una campana nella quale si fa il vuoto per notare che il suono percepito si spegne nel momento stesso in cui il vuoto è ottenuto.

Il suono, tuttavia, si trasmette ugualmente per mezzo dei liquidi e soprattutto dei solidi; ma, in generale, è l'aria che serve in fine da agente di trasmissione tra i corpi vibranti e l'orecchio, salvo che in certi apparecchi di protesi uditiva muniti di auricolari a conduzione ossea.

Infatti, i suoni, che sono delle vibrazioni elastiche della materia, vengono molto rapidamente smorzati nell'aria, ed è molto difficile ottenere delle grandi portate; perfino utilizzando delle potenze elettriche considerevoli che agiscono sugli altoparlanti. Bisogna spesso far ricorso a dei dispositivi molto par-

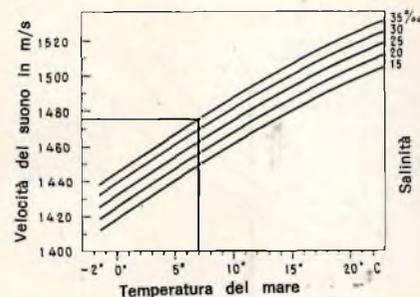


Fig. 1

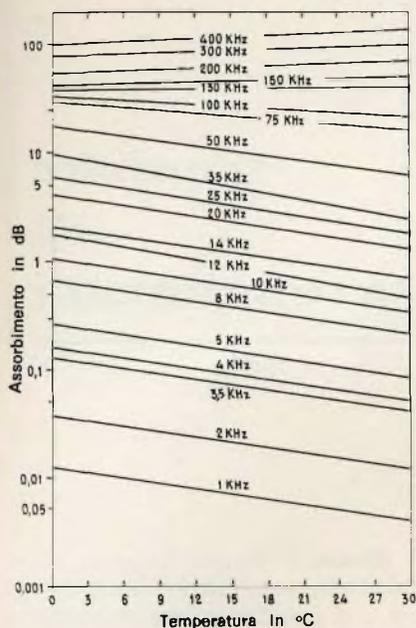


Fig. 2

ticolari, per esempio, all'aria compressa. Per contro i suoni si trasmettono ottimamente nell'acqua, contrariamente all'opinione comune, e perfino molto più rapidamente che nell'aria. La velocità di propagazione è di circa 331 m/s nell'aria, mentre raggiunge i 1480 m/s circa nell'acqua dolce ed i 1550 m/s nell'acqua di mare. Ciò perché la velocità di propagazione, come ben si sa, dipende dalla densità del mezzo considerato.

Questi sono dei fenomeni constatati ed utilizzati da moltissimo tempo; fin dal 1738, la velocità del suono nell'acqua è così stata misurata durante un'esperienza classica effettuata sul lago di Ginevra.

Due battelli erano ormeggiati ad una distanza conosciuta l'uno dall'altro; ad uno dei battelli era attaccata una grossa campana che era

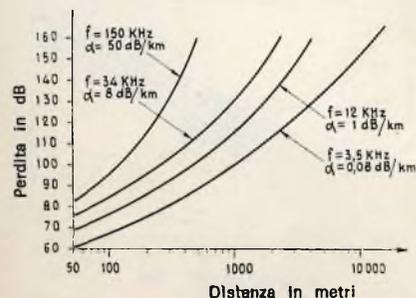


Fig. 3

immersa nell'acqua e che veniva percossa da un martello al momento stesso in cui una miccia manovrata dall'asta del martello appiccava il fuoco ad un piccolo mucchietto di polvere collocato sul davanti dell'imbarcazione.

All'altra stazione, un osservatore applicava l'orecchio all'estremità di un cornetto acustico, di cui l'ampio padiglione immerso nell'acqua era chiuso da una membrana. Questo osservatore prendeva nota del tempo che trascorrevva tra il momento nel quale scorgeva il brusco chiarore prodotto dall'accensione della polvere e quello nel quale sentiva l'onda sonora percuotere la membrana del cornetto acustico.

COME SI STUDIA LA PROPAGAZIONE DEI SUONI NELL'ACQUA

La velocità di propagazione del suono nell'acqua di mare dipende dalla pressione, dalla salinità e dalla temperatura. Il valore di 1.500 m al secondo può essere considerato come una «velocità di riferimento» che si ricava da un relazione empirica per l'acqua di mare.

$$C = 141.000 + 421t - 3,7t^2 + 110s + 0,018d \quad (1)$$

nella quale C è la velocità del suono in centimetri per secondo, t, la temperatura dell'acqua in gradi centigradi (cioè 14° di riferimento), s, la salinità in ‰, cioè 34,8 e d, la profondità in centimetri al di sotto della superficie, in questo caso 150 centimetri.

Notiamo, d'altronde, che gli apparecchi di misura americani sono graduati in piedi, in modo che il valore di riferimento americano è di 1.463 m al secondo.

Per una salinità di 34‰, ad una temperatura di 15°C la velocità di propagazione del suono nell'acqua di mare sarà così di 1.504 m/s, mentre nell'acqua pura è di 1.460 m/s.

Dalla relazione precedente appare evidente che la temperatura, la profondità e la salinità hanno una influenza sulla velocità del suono.

Le variazioni di temperatura modificano la velocità approssimativamente del 2,5% per ogni variazione di 10°C. In tal modo se la tem-

peratura cambia da 14°C a 24°C, la variazione raggiunge con precisione il 2,6%.

Questa variazione è relativamente ridotta, supponendo che la temperatura della colonna d'acqua misurata sia costante; in pratica, raramente queste condizioni sono ottenute nel mare.

Quando aumenta la salinità, anche la velocità del suono aumenta. Ma, questo effetto è relativamente debole: sul grafico della figura 1 si nota come varia la velocità in funzione della temperatura e della salinità.

Anche gli effetti della pressione aumentano la velocità, di 1,8 m al secondo per 100 m di profondità.

Quando i suoni trasmessi si propagano a partire da una fonte, l'intensità dei suoni stessi diminuisce man mano che ci si allontana dalla fonte in proporzione del quadrato della distanza della fonte stessa, seguendo una legge generale di acustica.

La stessa legge si applica alla riflessione del suono; una diminuzione addizionale dell'intensità con la distanza è dovuta ad una conversione parziale dell'energia acustica in calore durante la trasmissione. Questo fenomeno di riduzione dell'intensità, o assorbimento, varia con la frequenza.

La figura 2 mostra che questa perdita, dovuta all'assorbimento, aumenta in relazione alla temperatura, mentre la salinità e la pressione hanno effetti abbastanza deboli. Esiste nel mare un gran numero di impurità e di ostacoli diversi: degli animali marini, delle particelle di piante, degli oggetti molto vari in sospensione, che producono degli effetti di diffusione della radiazione e determinano delle perdite dell'energia di trasmissione sonora.

Le variazioni della velocità del suono dipendenti dalle variazioni di temperatura, di salinità in profondità od orizzontalmente, determinano delle distorsioni delle onde sonore, e introducono alcune modifiche alla legge di trasmissione classica. Questo fenomeno di rifrazione è indipendente dalla frequenza.

L'attenuazione determinata dall'assorbimento dei differenti ostacoli,

come le rifrazioni non possono evidentemente essere calcolate con precisione in ragione del gran numero di variabili; ma l'importanza della attenuazione aumenta evidentemente con la distanza di trasmissione.

Quando gli impulsi trasmessi si riflettono, i suoni riflessi possono subire una attenuazione analoga. C'è così una perdita nei due sensi - fig. 3 -.

Queste indicazioni sommarie mostrano chiaramente l'importanza della selezione delle frequenze, utilizzate per la trasmissione e la registrazione negli apparecchi trasmettitori e trasduttori, e delle tecniche adottate per le differenti applicazioni.

LE TRASMISSIONI E LE RICEZIONI SONORE NELL'ACQUA

L'impiego di apparecchi radio portatili trasmettenti-riceventi è divenuto estremamente facile e si possono così realizzare dei veri microfoni senza fili che assicurano la registrazione a distanza, senza l'intermediario dei cavi. Questa trasmissione è evidentemente molto facile alla superficie dell'acqua; i natanti comunicano d'altronde molto facilmente tra di loro con l'intermediario di segnali senza fili od ottici.

In compenso, le comunicazioni tra i congegni immersi e i natanti di superficie non sono possibili per mezzo delle onde elettromagnetiche ordinarie, perché esse sono rapidamente assorbite dall'acqua e, come si sa, l'esplorazione sottomarina, in particolare, è realizzata, non con l'aiuto di onde elettriche impiegate nei radar, ma per mezzo di ultrasuoni. Questi ultimi sono delle vibrazioni della medesima natura dei suoni udibili, ma di frequenza più elevata, che permettono di azionare i famosi sonar per localizzare i relitti, individuare gli ostacoli e studiare i fondi sottomarini.

L'attenuazione delle onde ultrasoniche che si trasmettono normalmente in una maniera circolare è meno grande di quella delle onde elettriche e si possono ottenere delle portate che raggiungono da 16 a 20 km, per lo meno quando la trasmissione ha luogo senza forma di impulsi; dato che queste onde han-

no delle frequenze molto più elevate di quelle dei suoni udibili, esse possono venire trasmesse sotto la forma di fasci concentrati e diretti; cosa che spiega la portata e la precisione delle trasmissioni.

Adesso è possibile realizzare in una forma pratica e portatile degli apparecchi di trasmissione sottomarina per comunicazioni tra subacquei, o tra i subacquei e i natanti, assicurando dei risultati regolari ed efficaci.

L'apparecchiatura installata sul natante comporta un trasmettitore alimentato a batteria, un trasduttore sospeso nell'acqua, ed un microfono; il subacqueo porta una maschera completa con un pezzo impermeabile che impedisce l'introduzione dell'acqua nella parte della bocca - fig. 4 -.

Il trasmettitore sottomarino, alimentato a batteria, comprende un microfono labiale, la parola è molto chiara grazie all'eliminazione dell'effetto prodotto dalle diverse bolle, per mezzo di una valvola di controllo di evacuazione perforata per la bocca ed il naso.

Il ricevitore sottomarino, ugualmente alimentato a batteria, comporta un cavo telefonico. Il trasmettitore ed il ricevitore sono contenuti in un contenitore di materia plastica leggera, del peso di soli 500 grammi, ed immersi nell'acqua, la portata normale delle comunicazioni è di 500 m ad una profondità di 250 m.

Il montaggio è completamente transistorizzato; ed il consumo è ridotto al minimo; il trasmettitore

può funzionare per un'ora ed il ricevitore per 3 ore.

L'interesse dell'apparecchio è evidente: in particolare i subacquei possono costantemente comunicare con gli operatori che si trovano sui battelli e registrare a distanza tutte le osservazioni effettuate sotto il mare.

GLI ALTOPARLANTI SOTTOMARINI

Questa facile trasmissione dei suoni nell'acqua è ormai utilizzata anche grazie alla realizzazione di speciali nuovi apparecchi sonori e, in particolare, di altoparlanti sottomarini, le cui applicazioni sono innumerevoli.

Questi apparecchi assicurano la comunicazione con i subacquei, la sicurezza degli stessi, studi sui pesci e sui mammiferi acquatici, e perfino la sonorizzazione sottomarina delle piscine per il divertimento dei bagnanti.

Dato che il carico acustico fornito dall'acqua è molto importante, è necessario alimentare gli altoparlanti con degli amplificatori di potenza superiore a quella che si utilizzerebbe nell'aria per assicurare una riproduzione a livello normale. E' così che in generale, per una piscina di 25 m, si utilizzano due amplificatori di 50 W che alimentano due altoparlanti: gli amplificatori sono di tipo qualsiasi, ma, ben inteso, isolati dalla rete; ed il raccordo è realizzato con del filo sottomarino speciale.

L'apparecchio è evidentemente in contatto con l'acqua, e non ci so-

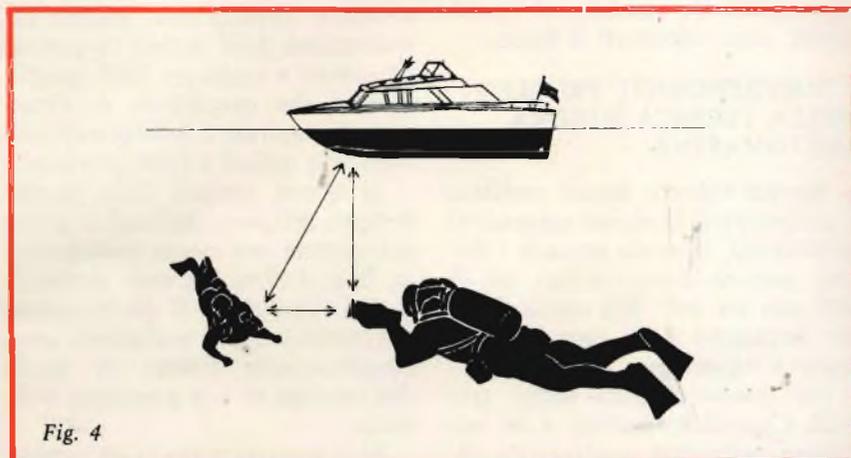


Fig. 4

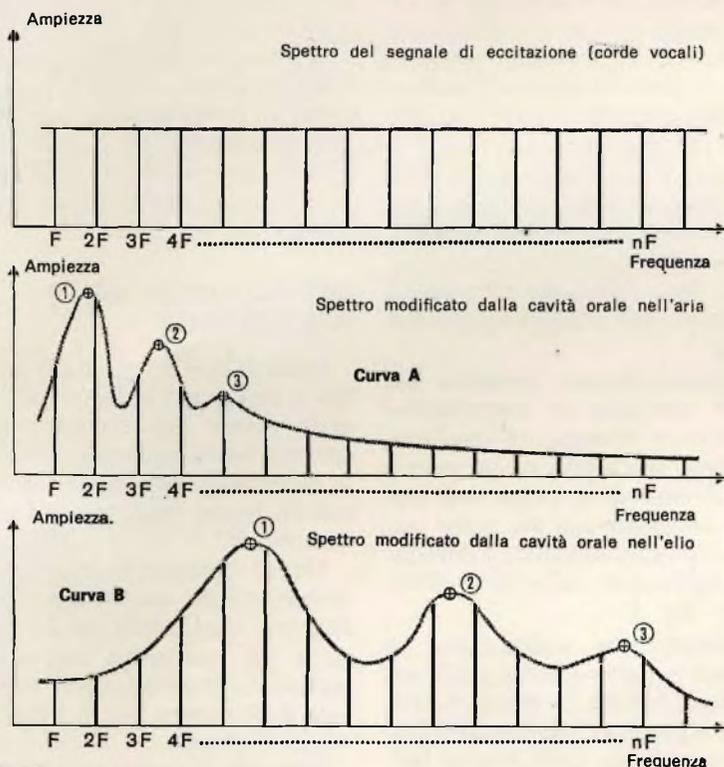


Fig. 5

no limiti di profondità per la utilizzazione. Si può lasciarlo pendere all'estremità del cavo di raccordo o fissarlo con l'aiuto di una squadra; nelle piscine, gli altoparlanti sono collocati a 50 cm dall'acqua in nicchie previste nelle pareti delle piscine stesse.

Il parlato serve per la trasmissione di ordini ai subacquei o per lo studio del linguaggio dei pesci e dei mammiferi sottomarini, in particolare dei delfini; la musica invece, serve per le sonorizzazioni di ambiente. I padiglioni metallici sono in alluminio ossidato, ed i pezzi polari, sono verniciati a forno.

I SORPRENDENTI PROBLEMI DELLA TECNICA SONORA SOTTOMARINA

Recenti ricerche hanno mostrato che certi pesci e alcuni mammiferi sottomarini, in modo speciale i delfini, possono corrispondere tra di loro con un vero linguaggio. Questo linguaggio deve essere ancora capito e registrato.

Per queste ricerche molto speciali, è possibile ricorrere a dei microfoni particolari, realizzati da dit-

te altamente specializzate, che permettono di registrare i suoni al di là delle frequenze udibili abitualmente, utilizzando, per esempio, dei cristalli piezoelettrici: ma la registrazione stessa delle parole pronunciate dai subacquei o le loro trasmissioni orali possono porre dei problemi particolari soprattutto per le immersioni profonde.

La voce si propaga ad una velocità che dipende dall'ambiente gassoso, nel quale si trovano coloro che parlano. Questa questione offre al momento attuale un interesse nuovo e sorprendente, mentre l'esplorazione degli oceani ha portato gli esperti a comporre delle miscele gassose che permettono ai subacquei di respirare a delle grandi profondità e quindi a forti pressioni.

In queste miscele, l'elio prende il posto dell'azoto dell'aria e la sua percentuale può essere considerevole, fino al 98% a grande profondità. Le condizioni di propagazione dei suoni in questi gas quindi, sono completamente diverse da quelle che esistono in una atmosfera ordinaria.

Se si pone un uomo in un cassone

contenente queste miscele, infatti, lui stesso sarà incapace di riconoscere le parole che pronuncia tanto la sua voce viene deformata. Lo effetto è lo stesso se si tratta di comunicare con la superficie.

Per rimediare a questo inconveniente, i ricercatori della I.B.M. hanno messo a punto un apparecchio battezzato BATHYPHONE, che assicura la trasmissione tra il subacqueo immerso nell'atmosfera di elio e l'ascoltatore situato nell'aria.

Il segnale vocale subisce in questo apparecchio un trattamento destinato a restituirgli la sua intelligibilità grazie alle risorse dell'elettronica - fig. 5.

Lo spettro di frequenza del segnale di entrata è analizzato in maniera pressoché istantanea per mezzo di 15 canali di entrata, ciascuno dei quali ha il ruolo di estrarre dal segnale microfonicamente le componenti situate in 15 gamme di frequenza continue. Un dispositivo particolare estrae la frequenza fondamentale delle corde vocali e delle armoniche ed invia questo segnale di eccitamento verso 15 canali di uscita incaricati di sintetizzare con bande di frequenze continue lo spettro di frequenze della voce nell'aria. Si conserva così il segnale di eccitamento uscito dalle corde vocali, modulando allo stesso tempo le sue componenti secondo una legge definita.

ESISTONO LE ONDE IDRONICHE?

I metodi abituali consistono, come abbiamo mostrato, nell'utilizzare delle onde soniche od ultrasoniche che si propagano a delle distanze più o meno grandi, seguendo, sembra le condizioni locali. Ma, se si potessero evidentemente impiegare a questo effetto delle onde elettriche più o meno particolari, il problema si porrebbe in condizioni diverse e più facili.

Un tecnico americano Wallace L. Minto, ha espresso a questo proposito una ipotesi molto curiosa, che merita, in ogni caso, di essere segnalata. Secondo lui sarebbe in effetti possibile produrre delle radiazioni particolari, alle quali ha dato il nome di idroniche, che sa-

rebbero analoghe alle onde elettriche abituali che permettono le trasmissioni di parole e di suoni, e prodotte da delle correnti oscillanti elettriche ad alta frequenza.

Esse sarebbero trasmesse e ricevute con l'intermediario di antenne e potrebbero essere modulate in ampiezza od in frequenza come le onde ordinarie. Queste onde particolari si propagano però seguendo una legge somigliante a quella delle onde sonore, e con un livello inversamente proporzionale al quadrato della distanza. In tal modo, ad una distanza di 6 metri, la loro intensità sarebbe il quarto di quella ottenuta a 3 metri; queste onde idroniche si propagherebbero facilmente nell'acqua, ma non nell'aria e nel vuoto.

Le prove effettuate con delle antenne analoghe a quelle della Televisione collocate una nell'acqua e l'altra nell'aria, avrebbero mostrato che le due qualità di onde sarebbero emesse perpendicolarmente l'una all'altra. Le onde elettriche abituali si propagano perpendicolarmente all'asse dell'antenna, come al solito, mentre le onde idroniche sarebbero trasmesse parallelamente a questo asse. Le antenne utilizzate sarebbero ugualmente diverse, poiché la lunghezza dell'antenna non sembra avere un effetto preponderante; la superficie, la sezione trasversale e la materia costituente l'antenna sembrerebbero, al contrario, essere degli elementi più decisivi.

Le prove avrebbero ugualmente mostrato che la propagazione di queste onde non è turbata dai fenomeni atmosferici, quali le tempeste e i movimenti sottomarini dovuti, per esempio, al passaggio delle navi. La propagazione si effettuerebbe altrettanto bene nell'acqua dolce che in quella di mare.

Le prime prove sono state realizzate impiegando due lastre metalliche in monel (lega di nickel) fissate su di un semplice supporto in legno, che avrebbero permesso di trasmettere e di ricevere delle emissioni modulate con delle trasmettenti-riceventi di piccola potenza ad una distanza dell'ordine di 30 metri.

Le onde elettriche ordinarie inviate dai congegni sottomarini non

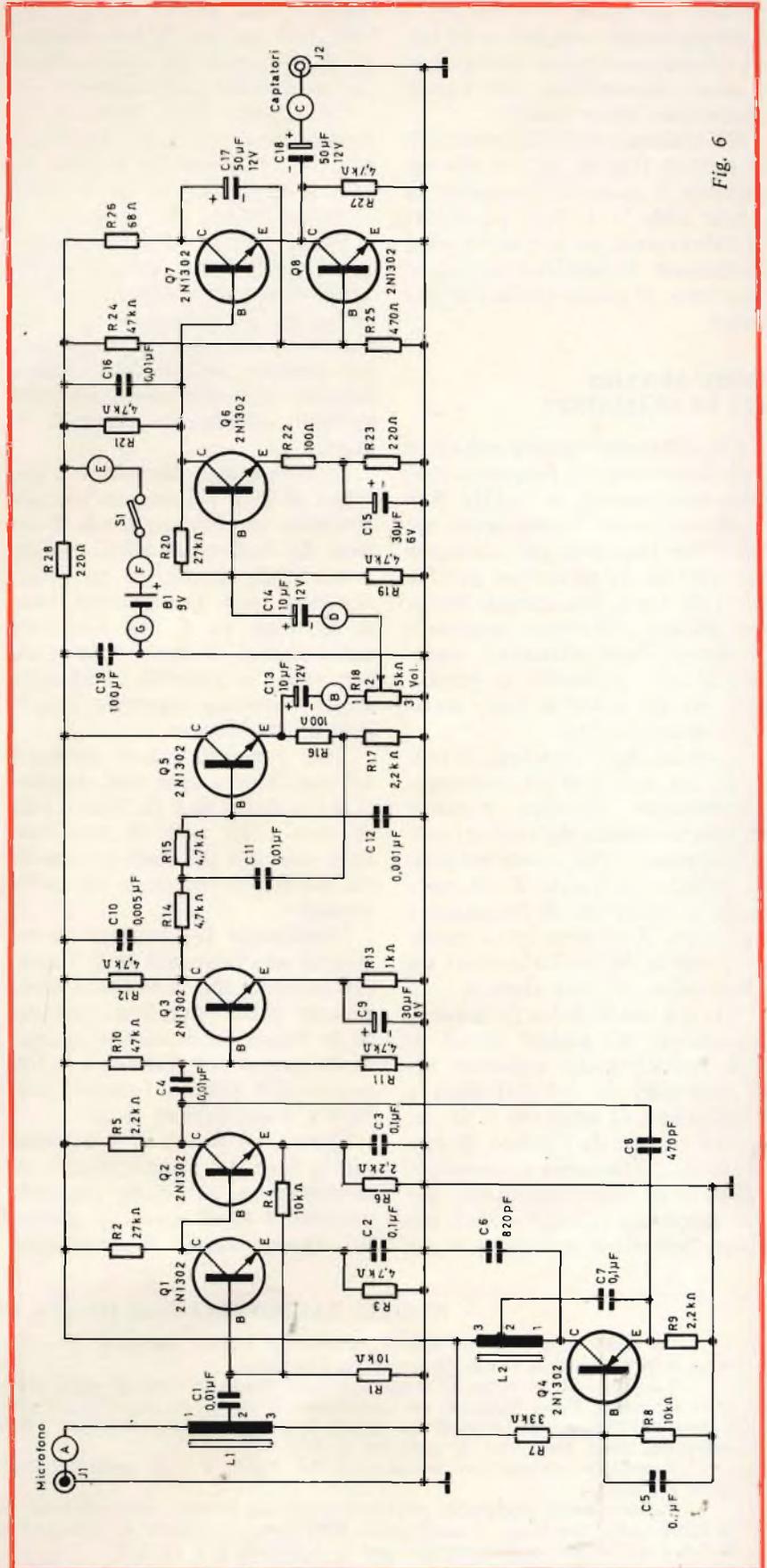


Fig. 6

possono penetrare, in generale, a delle profondità superiori ai 10 metri. Ma, secondo alcuni biologi, certi pesci emetterebbero dei segnali che possono essere rivelati.

Gli ambienti scientifici sono molto scettici, fino ad ora, in ciò che concerne il carattere particolare di queste onde, e le loro possibilità di utilizzazione, per lo meno a grande distanza. Il problema merita, in ogni caso, di essere realmente precisato.

COME SENTIRE GLI ULTRASUONI?

Gli ultrasuoni corrispondono a delle onde sonore di frequenze molto elevate, superiori ai 16 kHz. Non si possono sentire normalmente, ma essi sono impiegati per numerose applicazioni, in particolare per l'analisi dei fondi sottomarini. Numerosi animali, d'altronde, sentono o producono degli ultrasuoni, sarebbe così per i pipistrelli, in particolare, per gli insetti e forse anche certe specie di pesci.

L'ascolto degli ultrasuoni di tutti i tipi, per mezzo di un montaggio relativamente semplice permette tuttavia di ottenere dei risultati molto interessanti. Può essere realizzato, infatti, con l'aiuto di un montaggio a variazione di frequenza a transistori, il cui principio è analogo a quello dei radiorecettori supereterodina di tipo classico.

Ma, qui non si tratta di ricevere, per ottenere dei segnali udibili, le onde radioelettriche trasmesse dagli emettitori di radiodiffusione a modulazione di ampiezza o di frequenza captate da antenne di tipo differente. Si raccoglie soltanto, per mezzo di un microfono di tipo per alta frequenza, gli ultrasuoni trasmessi nell'aria o nell'acqua, e per

esempio sulla gamma da 38 a 42 kHz, e si converte la loro frequenza ad un valore abbastanza basso da essere udito direttamente.

Lo schema della figura 6 descrive il montaggio usato. Esso comporta 7 transistori che possono essere sistemati su di un circuito stampato, salvo i jack di entrata e di uscita, J1 e J2 ed il potenziometro di controllo di volume R 18. Come abbiamo indicato, si colloca all'entrata un microfono per frequenze elevate, del tipo piegato, per esempio, nei televisori telecomandati dagli ultrasuoni, dei quali esistono attualmente parecchi esempi.

Quando questo trasduttore è collegato al jack I forma un circuito accordato con l'avvolgimento di entrata L₁. Questo circuito, analogo a quello di accordo di un radiorecettore, può, per esempio, essere accordato su di una frequenza dell'ordine di 37,5 a 42,5 kHz, ma ben inteso è possibile modificare questa frequenza seguendo l'applicazione considerata.

Tutti i segnali sonori trasmessi dal «captatore» sono così trasmessi ai transistori Q₁ e Q₂. Questi ultimi sono degli stadi di amplificazione analoghi agli stadi di amplificazione ad alta frequenza dei radiorecettori.

L'oscillatore Q4 produce un segnale di una frequenza di 37,5 kHz, per esempio, che potrebbe evidentemente essere modificato seguendo la frequenza di entrata, mantenendo sempre una differenza di frequenza di 5 kHz tra i segnali incidenti e le oscillazioni locali.

Questo oscillatore è accoppiato con la base del transistor Q3, di miscelamento, nel quale i segnali incidenti e locali sono così mescolati. Questi segnali si combinano,

dunque, e producono delle frequenze differenziali comprese tra 0 e 5 kHz; il condensatore C10 filtra parzialmente le frequenze addizionali ottenute a partire dall'uscita di Q3, ma non agisce sulle frequenze differenziali da 0 a 5 kHz.

Queste frequenze differenziali permettono di restituire in qualche modo, la forma sonora dei segnali ultrasonici originali inudibili direttamente. Questo risultato è ottenuto dagli stadi seguenti, un potenziometro R 18 permette di far variare il volume sonoro dei suoni ottenuti per mezzo di un captatore telefonico, o perfino di un altoparlante. I captatori telefonici hanno una impedenza da 100 a 1.000 Ω.

La costruzione di questo montaggio non sembra presentare delle serie difficoltà.

Tuttavia, all'uscita del mescolatore, si ottiene un segnale a frequenza intermedia o media, che deve essere individuato, in modo da estrarre la modulazione necessaria come in un radiorecettore, prima di permettere il suo ascolto.

Il segnale di uscita di Q3 è così trasmesso a Q5. Questo transistor assicura un buon adattamento delle impedenze tra Q3 ed il controllo di volume R18, che riveste il ruolo di un altro filtro, permettendo al condensatore C10 di attenuare i segnali ultrasonici indesiderati.

I segnali udibili provenienti da R18 alimentano il transistor Q6 che è un amplificatore a BF e, all'uscita di Q6, il segnale viene trasmesso ai transistori Q7 e Q8. I segnali di uscita vengono raccolti dal jack J2, e mettono in azione i captatori a bassa impedenza.

L'alimentazione è assicurata da una batteria B1 da 9 Vc.c.; la messa in moto e l'arresto sono comandati dall'interruttore S1.

NUOVO RADIOTELEFONO HF DA 400 W

Un radiotelefono HF da 400 W interamente nuovo, concepito per rispondere a specifiche di banda laterale unica, è stato messo a punto da una ditta britannica.

L'apparecchio si serve di tecniche a stato solido in tutti gli stadi tranne quello di uscita finale dal trasmettitore e fornisce fino a 35 canali sul ricevitore e 23 canali sul trasmettitore nella banda di frequenza da 1,6 a 4,2 MHz. I canali sul trasmettitore e quelli sul ricevitore possono essere selezionati indipendentemente; è fornita una selezione automatica della frequenza di soccorso di 2181 kHz.

I modi del trasmettitore includono l'A3A, l'A3H e l'A3J, mentre i modi del ricevitore includono l'A3, l'A3A, l'A3H e l'A3J.

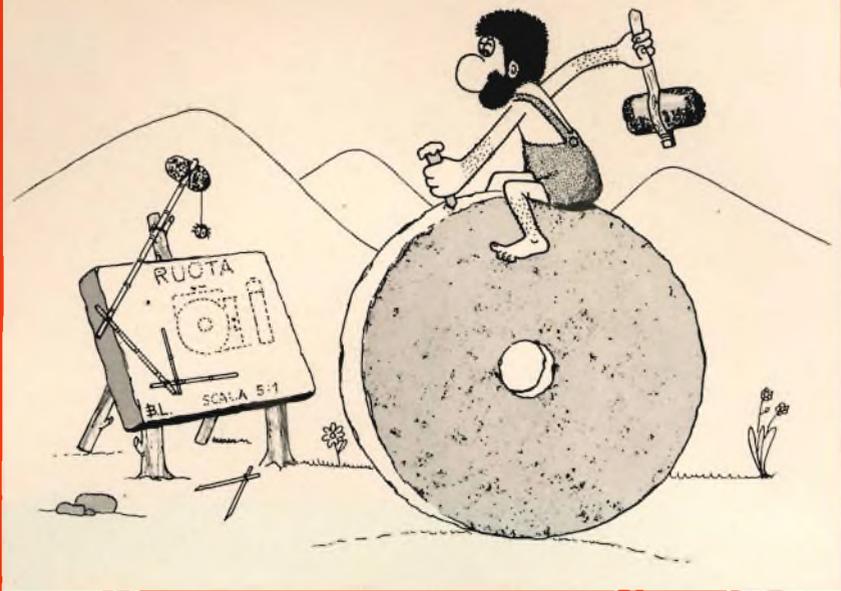
Saranno anche disponibili ricevitori mobili sul terreno, che includono un modello operante nella banda di 2-8 ed è previsto a suo tempo l'ampliamento della gamma in modo da includere un apparecchio da 200 W per la banda da 1,6 a 4,2 MHz e unità analoghe per la banda da 4 a 28 MHz.

condensatori elettrolitici



brevetti

Chi desidera copia dei suddetti brevetti può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.



n. 805.080

Apparecchio didattico di studio e/o di esame.

KUNERT HEINZ a COLONIA GERMANIA

n. 805.081

Avvisatore per scaricatori di sovratensioni di carattere atmosferico.

GENERAL ELECTRIC CO.
a SCHENECTADY N.Y. U.S.A.

n. 805.082

Sistema di programmazione.

AMP INCORP. a HARRISBURGH PENN. U.S.A.

n. 805.083

Struttura di contatto centrale per connettori di cavo coassiale.

AMP INCORP. a HARRISBURGH PENN. U.S.A.

n. 805.086

Dispositivo riproduttore con sistema di trasmissione a fibre di vetro.

VOLPI AG. a URDORF
ZH SVIZZERA

n. 805.090

Tirante di collegamento di materiale sintetico in particolare per isolatori e consimili.

LICENTIA PATENT VERWALTUNGS
GMBH a FRANCOFORTE SUL MENO
GERMANIA

n. 805.114

Apparecchiatura di sincronizzazione azionata da un fluido particolarmente per il controllo della trasmissione di dati.

INTERNATIONAL BUSINESS
MACHINES CORP. a ARMONK
N.Y. U.S.A.

n. 805.115

Circuito elettrico avente proprietà inattive particolarmente costituite da materiale semiconduttore con dispositivi attivi quali transistori e diodi.

INTERNATIONAL BUSINESS
MACHINES CORP. a ARMONK
N.Y. U.S.A.

n. 805.116

Impianto di antenna radio televisiva collegata con nuova concezione della distribuzione dei segnali a radio frequenza ottenuta mediante amplificatori separatori distributori diluiti opportunamente sui tronchi dell'impianto in modo da evitare qualsiasi punto di disadattamento a impedenza.

BARBUTI OTTORINO
a LISSONE MILANO

n. 805.117

Strumenti musicali elettronici con la possibilità di imitare da vicino il suono di fluttuazione limitato nella tecnica precedente alla tromba.

WARWICK ELECTRONICS INC.
a CHICAGO ILLINOIS U.S.A.

n. 805.118

Dispositivo a scarica a campo trasversale e circuiti per microonde che lo incorporano.

GENERAL ELECTRIC CO.
a SCHENECTADY N.Y. U.S.A.

n. 805.119

Disposizione di controllo di sequenza operativa per macchine di elaborazione di dati.

THE NATIONAL CASH REGISTER CO.
a DAYTON OHIO U.S.A.

n. 805.124

Presenza coassiale di utenza radio televisiva per impianto di antenna collettiva ad inclusione automatica del carico fittizio resistivo di chiusura in mancanza del carico reale.

BARBUTI OTTORINO
a LISSONE MILANO

n. 805.125

Distributore di correnti a radio-frequenza a più uscite disaccoppiate solidale con amplificatore separatore elettronico pluribanda transistorizzato.

BARBUTI OTTORINO
a LISSONE MILANO

n. 805.140

Unità di cella combustibili alimentata in modo convettivo per conservazione dell'umidità.

GENERAL ELECTRIC CO.
a SCHENECTADY N.Y. U.S.A.

n. 805.145

Processi di fotopolimerizzazione ed elementi per detti.

E.I. DU PONT DE NEMOURS AND CO.
a WILMINGTON DELAWARE U.S.A.

CIRCUITI A TRANSISTORI PER VHF

**circuiti
per
hobbisti**

Mentre nella prima puntata abbiamo preso in esame alcuni circuiti tipici a valvole per VHF, adesso prenderemo in considerazione una serie di circuiti di ingresso e mescolatori a transistori sempre VHF.

In alcuni di questi circuiti sono impiegati i moderni transistori ad effetto di campo.

CIRCUITI DI INGRESSO A TRANSISTORI PER 144 MHz

Lo schema di fig. 1 illustra un circuito di ingresso realizzato con transistori al germanio. In linea di principio, i circuiti di ingresso con transistori devono essere del tipo in derivazione, poiché i transistori presentano una impedenza di ingresso molto ridotta. Solo i più recenti sviluppi della tecnica dei semiconduttori con i transistori ad effetto di campo hanno consentito di eliminare questa soluzione poiché essi presentano una elevatissima impedenza di ingresso (1-2 M Ω) perfettamente comparabile con quella delle valvole. Questi transistori attualmente sono ancora costosi ma si prevede che tra breve tempo il loro prezzo scenderà.

Fig. 3 - Circuito di ingresso per ricevitori in banda 144 MHz con transistori al silicio collegato con base comune.

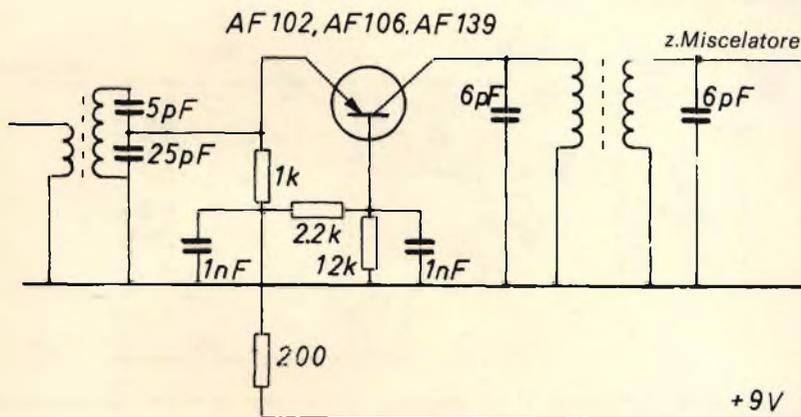


Fig. 1 - Circuito di ingresso per ricevitore in banda 144 MHz con transistori al germanio.

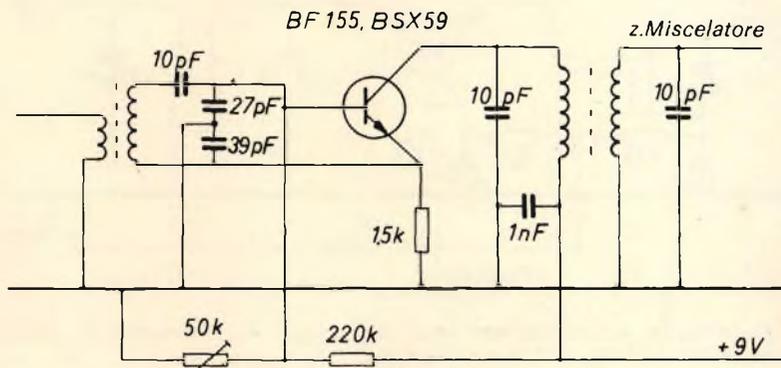
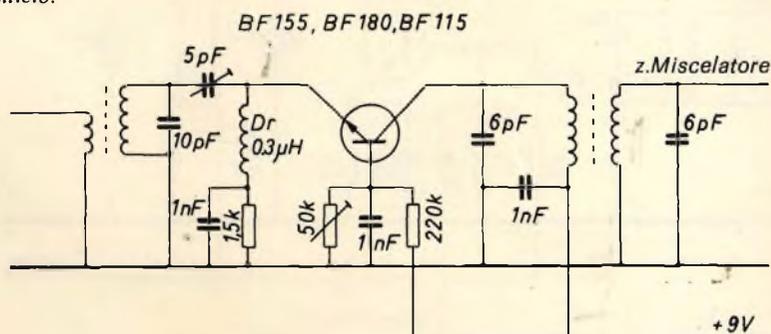


Fig. 2 - Circuito di ingresso per ricevitore in banda 144 MHz con transistori al silicio.



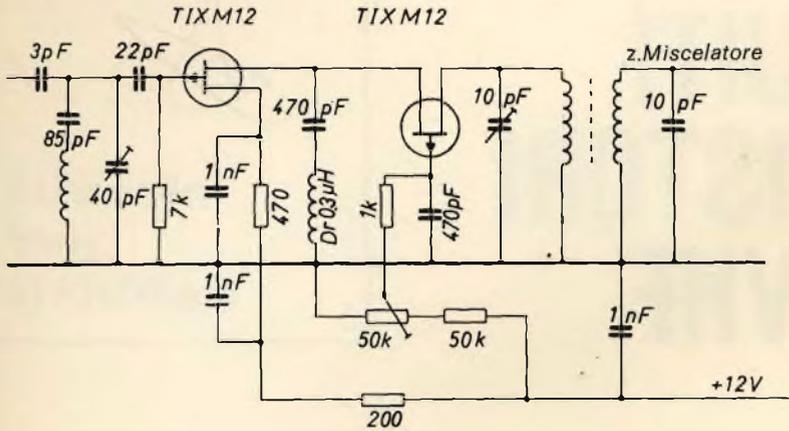


Fig. 4 - Circuito di ingresso per ricevitori a transistori nel quale sono utilizzati due transistori ad effetto di campo.

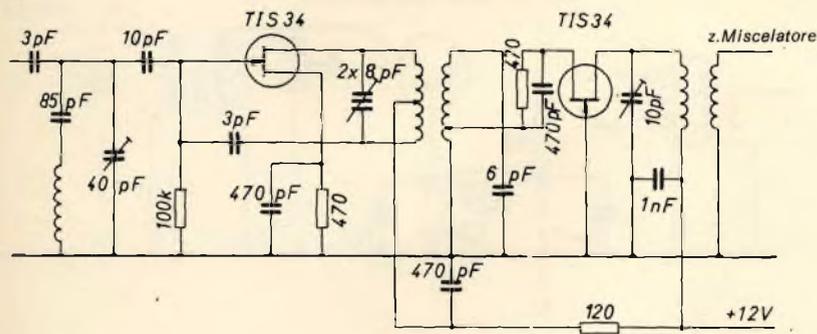


Fig. 5 - Circuito di ingresso di un ricevitore in cui sono impiegati due transistori FET al silicio di bassa sensibilità alla modulazione incrociata.

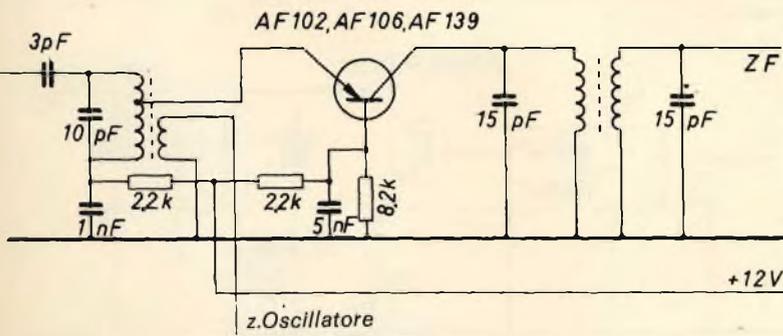
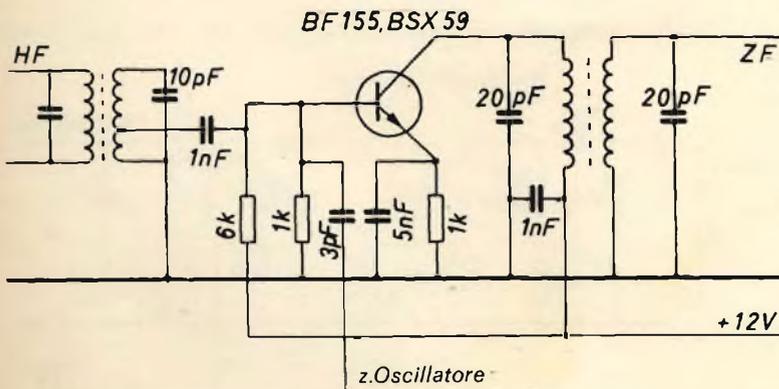


Fig. 6 - Circuito mescolatore nel quale è impiegato un transistoro al germanio del tipo AF102, AF106, AF139 o equivalente.



Si tratta di un circuito con base comune che è molto sensibile e pertanto possono essere ricevuti dei segnali di rumore di 2,5 - 3 KTo.

La figura di rumore, naturalmente, dipende anche da altri fattori.

Il circuito di fig. 2 è realizzato con un transistoro al silicio.

Il transistoro lavora ad emettitore comune neutralizzato, in modo che risente scarsamente della modulazione incrociata. Il rapporto segnale/disturbo è migliore di quello del circuito 1 ma, purché si utilizzino dei transistori tipo BF 155 o BSX 59.

La figura 3 si riferisce ad un altro circuito di ingresso con transistori al silicio, collegati però con base comune. Con questa disposizione si ottiene un miglioramento della selettività di ingresso poiché il circuito di ingresso non ha più bisogno di essere derivato.

Nel circuito di fig. 4 è rappresentato uno stadio di ingresso con transistori ad effetto di campo e la differenza tra questi e i normali transistori diventa subito evidente.

Sorprendente è l'analogia con un circuito a valvole e, dovuta al fatto che il transistoro ad effetto di campo è molto simile ad una valvola. E' stato scelto un circuito di ingresso tale da ottenere, come con la valvola, il migliore risultato e cioè un circuito cascode. Nei transistori ad effetto di campo si ha la stessa struttura, con canale p e con canale n, degli altri transistori al germanio e al silicio in modo che essi corrispondano ai normali transistori pnp ed npn. In questo circuito vengono inseriti due transistori FET al germanio.

Infine nello schema di fig. 5 è illustrato un altro circuito di ingresso con due transistori FET al silicio. La figura di rumore è, in questo caso circa 1,4 - 2 kTo mentre la sensibilità alla modulazione incrociata è migliore di quella propria di alcuni circuiti a valvole.

Fig. 7 - Circuito mescolatore simile al precedente in cui si utilizzano transistori della serie BF155 e BSX59.

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati
con transistor professionali
al silicio

RCF

POTENZA: lavoro 150 W massima 250 W - **DI-STORSIONE:** 1% a 150 W - **RISPOSTA DI FRE-QUENZA:** 20÷20000 Hz \pm 2 dB - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 2 microf. 60/600 Ω 1 fono magnet. RIAA - 1 fono-reg. commutabile 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registratore - **SENSIBILITA'** microf. 0,6 mV fono magnet. 2,5 mV fono - reg. 150 mV ausiliario 150 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTUR-BO:** microf. -60 dB Fono magnet. -60 dB fono-reg. -65 dB - **CONTROLLI:** 2 volume microf. 1 volume fono magnet. 1 volume fono-reg. 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDEZA USCITA:** 2-4-8-16-67 Ω 100 V tensione costante - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/240 V - c.c. 24 V (2 batterie) - **DIMENSIONI:** mm 400x160x305 - **PESO:** Kg 21



AM. 9150

AM. 9300

POTENZA: lavoro 300 W massima 500 W - **DI-STORSIONE:** 1% a 300 W - **RISPOSTA DI FRE-QUENZA:** 20÷20000 Hz \pm 2 dB - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 3 microf. 60/600 Ω 1 fono magnet. RIAA 1 fono-reg. 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registrazione - **SENSIBILITA'**: microf. 0,6 mV fono magnet. 2,5 mV fono-reg. 150 mV ausiliario 150 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTURBO:** microf. -60 dB fono magnet. -60 dB fono-reg. -65 dB - **CONTROLLI:** 3 volume microf. 1 volume fono magnet. 1 fono-reg. 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDEZA USCITA:** 2-4-8-16-33 Ω 100 V tensione costante - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/270 V c.c. 36 V (3 batterie) - **DIMENSIONI:** mm 530x340x270 - **PESO:** Kg 45



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITA MAGNETO-DINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281

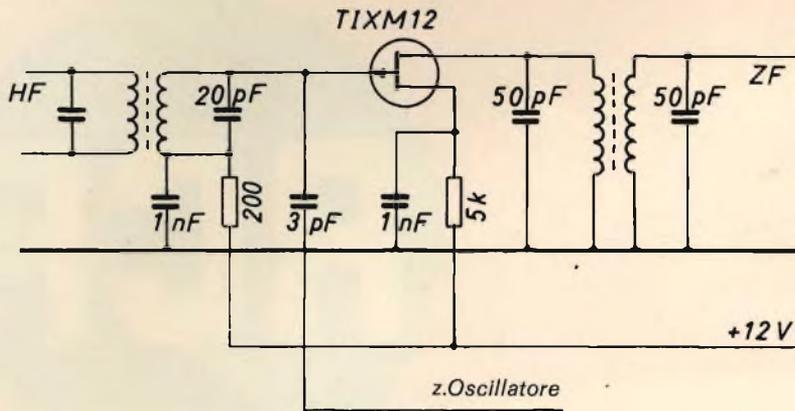


Fig. 8 - Stadio mescolatore in cui è utilizzato un transistor FET al germanio TIXM12.

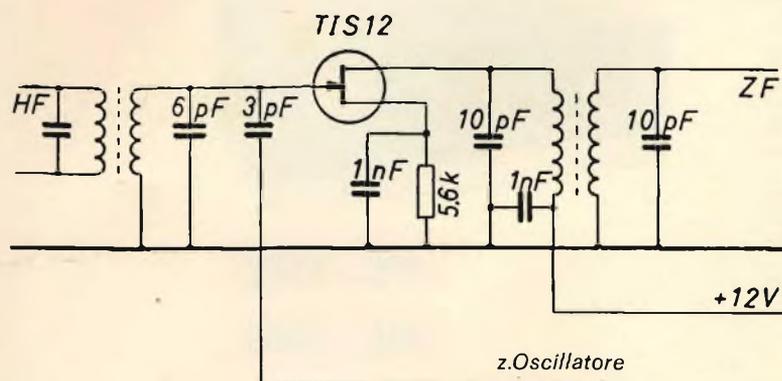


Fig. 9 - Circuito mescolatore, simile al precedente, con transistor FET al silicio.

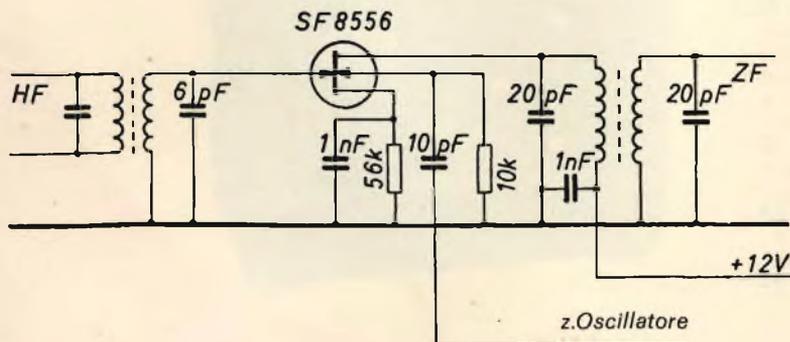


Fig. 10 - Stadio mescolatore di elevata efficienza in cui è stato impiegato un transistor al silicio SF8556.

CIRCUITI MESCOLATORI CON TRANSISTORI PER 144 MHz

Anche con gli stadi mescolatori si ha la possibilità di scegliere tra i singoli tipi di transistori. Con i nuovi transistori FET con 2 «Gates» è possibile ottenere un notevole miglioramento degli stadi mescolatori.

Nel circuito di fig. 6 è usato un normale transistor al germanio. Le proprietà di mescolazione sono soddisfacenti. Tuttavia con forti segnali d'ingresso può essere presente della modulazione incrociata. Il segnale di ingresso e quello dell'oscillatore giungono all'emettitore del transistor (AF12, AF106, AF139).

Nel circuito illustrato in fig. 7 lo stadio mescolatore utilizza dei transistori BF 155, BSY 59, che sono poco sensibili ai fenomeni di modulazione incrociata.

Nella figura 8 è illustrato uno stadio mescolatore nel quale si utilizzano dei transistori FET al germanio TIXM 12. Le proprietà di mescolazione sono ottime e non è presente modulazione incrociata.

Il circuito di figura 9 si riferisce ad uno stadio mescolatore con un transistor FET al silicio. Tale circuito è analogo a quello di figura 8; l'unica variante è la polarità invertita del riporto di corrente.

Lo stadio mescolatore di figura 10 per i 2 m, le cui ottime proprietà non possono essere ottenute neppure con un mescolatore a valvola, è corredato con un transistor FET al silicio SF 8556. Questo transistor ha proprietà analoghe a quelle di una valvola «Beam deflection» e non dà luogo a modulazione incrociata neppure con forti segnali.

Nel prossimo numero daremo le caratteristiche di alcuni stadi finali per trasmissione e di alcuni altri circuiti molto interessanti.



TASTO ELETTRONICO PER RADIOAMATORI

UK 850



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

prima parte

I SEMICONDUTTORI

Questo è il primo di una serie di articoli che, partendo dalle nozioni fondamentali di fisica dello stato solido, tratterà i principali dispositivi a semiconduttori: diodi, transistori, circuiti integrati ecc. Lo scopo è quello di aiutare sia coloro che hanno una scarsa conoscenza della micro-elettronica sia coloro che intendono aggiornare il loro bagaglio tecnico.

Per conoscere a fondo i semiconduttori è necessario esaminare le particelle fondamentali che costituiscono i loro atomi.

A tale riguardo, partendo da una visione un po' semplicistica del problema, si può dire che l'atomo è costituito da un nucleo centrale, contenente dei protoni che hanno una carica positiva, attorno al quale gravitano alcuni elettroni, aventi carica negativa. La carica negativa dell'elettrone è di valore uguale ma di segno opposto rispetto alla carica positiva del protone.

Per atomo neutro si intende un atomo in cui il numero degli elettroni è uguale al numero dei protoni. Ogni atomo di sostanza possiede un numero ben definito di protoni, i rispettivi elettroni non ruotano tutti alla stessa distanza rispetto al nucleo, ma sono suddivisi su diversi strati o orbite.

I semiconduttori più importanti

finora conosciuti sono certamente il Germanio e il Silicio. Essi sono dei corpi puri, in altre parole, allo stato naturale sono costituiti da un solo elemento.

L'atomo di Germanio — fig. 2 — possiede 32 elettroni suddivisi in quattro strati e 32 protoni disposti nel nucleo.

Quello di Silicio, invece — figu-

ra 3 — ha 14 elettroni suddivisi in tre strati e, logicamente, 14 protoni nel nucleo.

Gli elettroni disposti negli strati vicini al nucleo sono strettamente legati a questo, ma quelli disposti negli strati più esterni sono facilmente rimovibili. Le proprietà di un elemento, in gran parte, sono determinate dalla costituzione dello strato esterno. Gli atomi di Germanio e di Silicio hanno ciascuno quattro elettroni nel loro strato più esterno detto banda di valenza. Questo strato è il terzo nel Silicio e il quarto nel Germanio. Par-

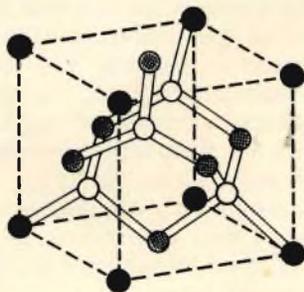


Fig. 1 - Struttura cristallina del diamante. Alcuni atomi, per maggior chiarezza sono rappresentati in grigio e altri in nero, ma in effetti sono tutti uguali.

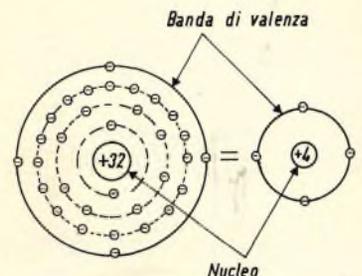


Fig. 2 - Rappresentazione di un atomo di Germanio nella sua forma reale e nella sua forma semplificata nella quale sono messi in evidenza i suoi quattro elettroni di valenza e il suo nucleo.

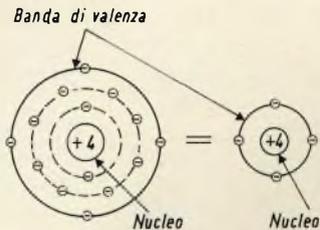


Fig. 3 - Rappresentazione di un atomo di Silicio; come si può notare anche il Silicio presenta quattro elettroni di valenza.

tendo dalla considerazione che la maggior parte delle proprietà elettriche e chimiche di un semiconduttore sono legate al suo strato più esterno; nel corso di questa esposizione, verrà esaminato appunto questo aspetto. Gli elettroni dello strato più esterno di un semiconduttore sono detti elettroni di valenza.

Quando si avvicinano due atomi di uno stesso elemento, come nel caso di un solido, essi hanno la tendenza ad allinearsi in strutture tridimensionali uniformi che assumono una struttura cristallina. Come ben si sa la struttura cristallina d'un solido, in gran parte, dipende dalla costituzione del suo atomo e,

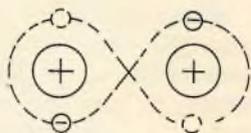


Fig. 4 - Disegno illustrante un tipico legame covalente.

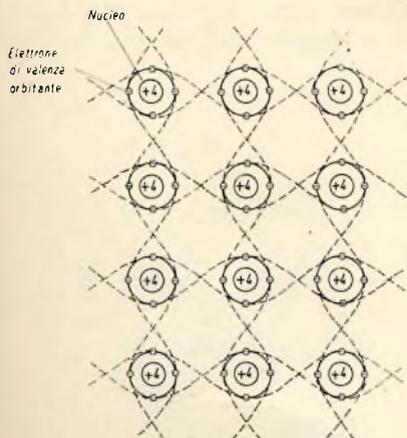


Fig. 5 - Rappresentazione bidimensionale di un cristallo di Silicio e di Germanio.

più precisamente, dai suoi elettroni di valenza; gli atomi hanno la tendenza ad aiutarsi fra loro in modo da soddisfare nel miglior modo possibile, le necessità di ciascun atomo. Il Germanio ed il Silicio hanno entrambi la medesima struttura cristallina, in altre parole ciascun atomo è equidistante da quattro altri atomi. Ciò appare ragionevole poiché ogni atomo ha quattro elettroni nella sua banda di valenza e ciascuno di questi atomi si arrangia a spartire con uno dei suoi vicini uno degli elettroni del suo strato più esterno — fig. 4 — formando così ciò che viene definito un legame covalente.

In figura 1 è visibile uno schizzo tridimensionale di una struttura cristallina del tipo «diamante».

E' molto più comodo rappresentare questo tipo di struttura sulla carta in forma bidimensionale.

Le figure 2 e 3 illustrano un atomo di Germanio o di Silicio con i loro quattro elettroni di valenza; al centro della figura è visibile la parte centrale dell'atomo che comprende il nucleo e gli elettroni degli strati interni. Il nucleo è rappresentato da un cerchio contenente il simbolo +4. Ciò sta a significare che la carica negativa totale di quattro elettroni di valenza è esattamente neutralizzata dalle quattro cariche del nucleo stesso. La figura 5 illustra una rappresentazione bidimensionale di un cristallo di Germanio o di Silicio i cui atomi sono uniti con un legame covalente.

SEMICONDUTTORI INTRINSECI

Sotto questa denominazione sono conosciuti quei semiconduttori ad alto grado di purezza. La natura dei semiconduttori è tale che anche una piccola quantità di impurità modifica in modo considerevole le loro caratteristiche elettriche. Per questa ragione si suole definire «intrinseco» un semiconduttore nel quale il tasso di impurità sia particolarmente basso.

Il Germanio ha meno di un atomo di impurità per cento milioni di atomi di Germanio, mentre il Silicio ha meno di un atomo di impu-

rità ogni dieci trilioni di atomi di Silicio. Spesso, tuttavia, si considerano ancora come intrinseci dei semiconduttori aventi delle concentrazioni di impurità molto più alte.

Allo zero assoluto (-273°C) il Germanio o il Silicio appaiono come è visibile nella figura 5. Tutti gli elettroni di valenza sono mantenuti solidamente dai loro atomi originari e, grazie ai legami covalenti, dagli altri atomi. In questo caso gli atomi non sono liberi di disporsi nella struttura cristallina e non possono in alcun modo condurre elettricità.

Si può quindi dire che un semiconduttore intrinseco allo zero assoluto si comporta come un vero e proprio isolante, in altre parole non conduce elettricità.

A questo punto è necessario considerare ciò che si verifica quando la temperatura, o meglio l'energia termica di ogni atomo, viene aumentata. In questo caso l'energia può essere applicata a uno degli elettroni di valenza facendogli acquistare una energia sufficiente per liberarlo dal suo atomo primitivo rompendo un legame covalente.

In questo modo un elettrone, non essendo legato ad alcun atomo particolare diviene libero di disporsi, come vuole, nella struttura cristallina.

Grazie a ciò un elettrone libero può divenire portatore di corrente sotto l'effetto di un campo elettrico esterno.

Esaminando ciò che provoca un elettrone quando lascia il suo atomo originario, si può constatare che in pratica esso lascia un vuoto (o meglio un legame covalente incompleto) che solitamente viene detto cavità.

La figura 6 mostra una struttura cristallina nella quale si nota un elettrone libero e la relativa cavità provocata dallo spostamento dello stesso. Questo processo di formazione di elettroni liberi e di cavità è comunemente detto formazione termica e sarà esaminato in forma più completa nel corso del prossimo articolo.

E' interessante notare che le cavità possono essere dei portatori di corrente. Infatti, quando a causa di un elettrone che si libera da un

atomo viene creata una cavità, vi è la possibilità per un elettrone di un atomo vicino di rompere il proprio legame covalente per saltare verso il primo atomo.

In pratica si può dire che vi è stato uno spostamento della cavità. Questo concetto è più facilmente comprensibile ponendo di avere una cavità in un punto X e un elettrone in Y, in questo modo quando l'elettrone riempie la cavità X crea una nuova cavità in Y e, in altre parole, si può dire che la cavità si è spostata da X a Y.

Questa situazione può essere illustrata con un esempio pratico: una volta arrivando in ritardo al cinema è facile trovare un solo posto libero al centro di una fila di poltrone — fig. 7 — ebbene, in questo caso ci si può comportare come un elettrone libero facendo in modo che le persone che occupano le prime quattro sedie si spostino ognuna di un posto verso destra in modo da portare il posto libero all'estremità della fila.

Ad una cavità corrisponde sempre una carica positiva, poiché le quattro cariche positive dell'atomo iniziale non compensano più le tre cariche negative degli elettroni di valenza che rimangono. In effetti è dunque possibile affermare che le cavità possiedono una carica positiva. Quando una cavità si sposta, essa crea una corrente di cariche positive.

La corrente elettrica può essere definita come un flusso di elettroni da un polo positivo ad un polo negativo.

Quando si applica un campo elettrico ad un semiconduttore contenente degli elettroni liberi e delle cavità, gli elettroni liberi si spostano dal polo negativo verso il polo positivo, mentre le cavità hanno un andamento inverso; vale a dire dal polo positivo a quello negativo.

E' quindi possibile affermare che il flusso delle cavità dal positivo verso il negativo è in realtà dovuto al flusso degli elettroni dal negativo al positivo.

La corrente in un semiconduttore si può considerare come composta da due parti e precisamente: la corrente degli elettroni liberi avente una determinata direzione e la cor-

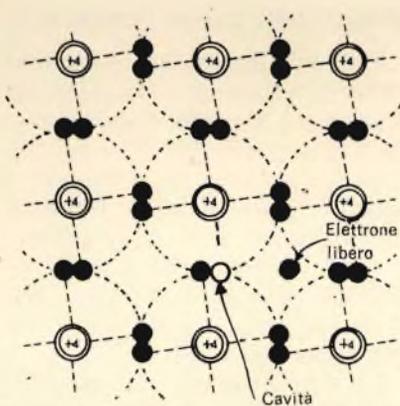


Fig. 6 - Creazione di un elettrone libero e di una cavità dovuta all'aumento della temperatura del cristallo.

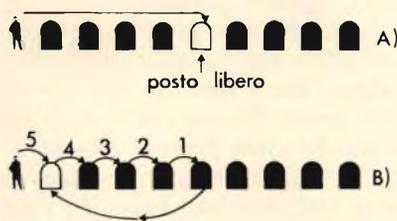


Fig. 7 - Come si sposta una cavità.

rente delle cavità avente direzione opposta.

La corrente totale si ottiene sommando le due parti. La figura 8 illustra lo spostamento delle cariche in un semiconduttore. Per convenzione la corrente elettrica è indicata come avente senso opposto rispetto al flusso degli elettroni.

Ma cosa avviene quando le cavità raggiungono l'estremità di un semiconduttore? (punto B di figura 8). In questo punto, un certo

numero di elettroni provenienti dal polo negativo si combinano con le cavità (in altre parole le riempiono) e scompaiono, questo è il fenomeno della ricombinazione.

I rimanenti elettroni si dispongono nel semiconduttore (elettroni liberi).

Gli elettroni che abbandonano il punto A si suddividono in due categorie: quelli che sono partiti dal punto B e hanno attraversato tutto il cristallo semiconduttore e quelli che sono stati creati nel mezzo del cristallo a causa della formazione delle cavità. E' molto importante capire che benché la corrente delle cavità sia in realtà dovuta al movimento di elettroni, essa ha lo stesso tipo di movimento elettronico di quello creato dalla corrente di elettroni liberi.

Gli elettroni che provocano la corrente delle cavità balzano di cavità in cavità senza avere sufficiente energia per liberarsi, mentre gli elettroni liberi possiedono una energia sufficiente per attraversare il cristallo senza essere mai legati in alcun modo ad un atomo particolare.

E' quindi evidente che gli elettroni liberi possono spostarsi più rapidamente delle cavità, le quali devono effettuare un gran numero di piccolissimi balzi. Per questa particolarità, come si vedrà nel prossimo articolo, si è soliti dire che gli elettroni liberi hanno una maggiore mobilità rispetto alle cavità.

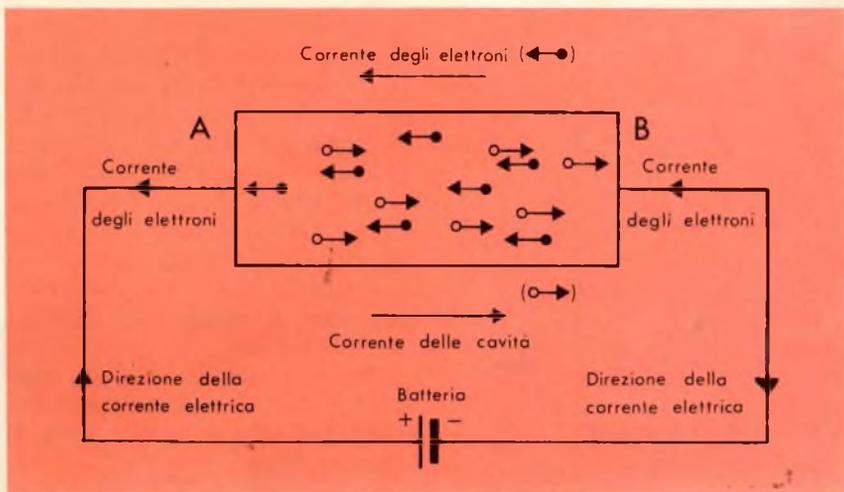


Fig. 8 - Spostamento delle cariche e corrente in un semiconduttore sotto l'effetto di un campo elettrico esterno.

A temperatura normale — circa 25°C — l'energia termica esistente in un semiconduttore intrinseco è sufficiente per un grande numero di elettroni liberi e di cavità. A 25°C il Germanio ed il Silicio sono degli ottimi conduttori elettrici. La resistenza elettrica dei semiconduttori decresce con l'aumentare della loro temperatura e ciò è dovuto al fatto che, grazie alla reazione termica, un numero sempre più grande di elettroni acquista una energia sufficiente per rompere i rispettivi legami.

Di conseguenza si può affermare che quando la temperatura aumenta (e logicamente la resistenza diminuisce) si ha un maggior numero di portatori di corrente.

In un semiconduttore intrinseco, senza campo elettrico, il numero totale degli elettroni liberi è uguale al numero totale delle cavità.

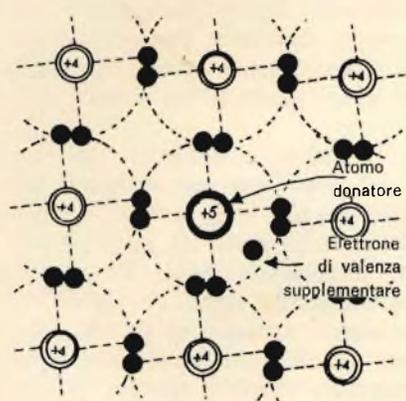


Fig. 9 - Aggiunta di un atomo d'impurità di tipo «n» che produce un elettrone libero.

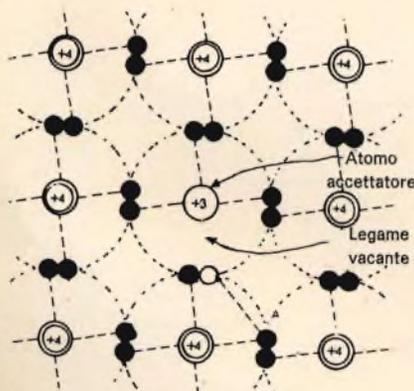


Fig. 10 - Formazione di una cavità dovuta all'aggiunta di un atomo di impurità di tipo «p».

SEMICONDUTTORI DROGATI

Fino a questo punto sono stati esaminati solamente i semiconduttori intrinseci, ma nella maggior parte dei casi si utilizzano dei materiali ai quali sono state volontariamente aggiunte alcune impurità. Prima di questa operazione un semiconduttore viene purificato ad un grado dipendente dal tipo di semiconduttore che si vuole ottenere e dalla sua applicazione prevista.

La concentrazione dell'impurità ausiliaria è molto debole: si pensi che sovente basta un atomo di impurità per cento milioni di atomi di semiconduttore.

Le impurità impiegate sono costituite da due distinti elementi e precisamente uno avente tre elettroni di valenza che è detto di tipo «p» ed uno avente cinque elettroni di valenza che viene detto di tipo «n».

Un semiconduttore al quale sia stata aggiunta una impurità viene definito: semiconduttore drogato.

A questo punto è bene considerare l'azione in un cristallo semiconduttore di una impurità di tipo «p». In questo caso, dato che l'atomo di impurità possiede solamente tre elettroni di valenza, non si può formare uno dei quattro legami covalenti. A causa di ciò è molto facile per un elettrone vicino riempire questo legame vagante, creando così una cavità.

In questo modo l'aggiunta di una impurità di tipo «p» consente di creare un'eccedenza di cavità nel semiconduttore.

Le impurità di tipo «p» più frequentemente impiegate sono il Boro, il Gallio e l'Indio. Passando all'esame di una impurità di tipo «n» si può vedere che, dato che un atomo di questa impurità possiede cinque elettroni di valenza, solamente quattro di essi sono necessari a completare quattro legami covalenti, mentre il quinto elettrone si separa facilmente dal suo atomo originario divenendo un elettrone libero.

Una impurità di tipo «n» consente quindi di ottenere un semiconduttore avente un'eccedenza di elettroni liberi.

Le impurità di tipo «n» solitamente usate sono l'Antimonio, il Fosforo e l'Arsenico.

Le figure 9 e 10 illustrano l'effetto sviluppato dall'aggiunta di queste impurità.

Gli atomi di impurità di tipo «n» sono chiamati anche atomi donatori poiché essi, donano circa un elettrone libero per ogni atomo di impurità; allo stesso modo, gli atomi d'impurità di tipo «p» sono chiamati anche «accettatori».

L'aggiunta di piccolissime quantità di impurità modifica sostanzialmente le caratteristiche elettriche di un semiconduttore.

A temperatura ambiente la maggior parte degli atomi donatori di un semiconduttore di tipo «n» fig. 9 perdono il loro quinto elettrone creando così un elettrone libero. Nello stesso modo la maggior parte degli atomi accettatori di un semiconduttore di tipo «p» fig. 10 riceve un quarto elettrone di valenza creando così una cavità. Contrariamente ai semiconduttori intrinseci, nei quali il numero delle cavità è uguale al numero degli elettroni liberi quando non viene applicato un campo elettrico esterno, il numero delle cavità di un semiconduttore di tipo «p» è normalmente molto superiore al numero degli elettroni liberi.

Similarmente in un semiconduttore di tipo «n» il numero degli elettroni liberi è molto superiore a quello delle cavità. Ciò introduce una importante conseguenza: alla normale temperatura di 25°C, sia che il semiconduttore sia di tipo «p» e di tipo «n», il numero dei portatori presenti in un semiconduttore è dovuto principalmente al drogaggio (cavità in un semiconduttore di tipo «p», elettroni liberi in un semiconduttore di tipo «n») e in generale è molto superiore al numero dei portatori che sarebbero presenti in un semiconduttore intrinseco.

Come si è già detto, la quantità di impurità necessaria per modificare la resistenza di un semiconduttore è minima. Per dei transistori al Germanio si aggiunge circa un atomo per cento milioni di atomi di Germanio. Ciò è sufficiente a far passare la resistenza da 70 Ω/cm a 1 Ω/cm.

Benché questi materiali vengano chiamati impurità, in realtà essi

PRESTEL

Mod. LB 36



CENTRALINO A LARGA BANDA

Per piccoli impianti centralizzati, sino
a 25 prese
Guadagno medio 26 dB
4 ingressi, regolabili
Alimentazione incorporata 220 V

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI
DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

Richiedete dettagli e schemi-preventivo alla PRESTEL, inviando i dati relativi ai segnali da amplificare e schizzi dell'impianto con le lunghezze approssimative dei dati di collegamento.

PRESTEL

s.r.l. 20154 MILANO - Corso Sempione, 48 - Telef. 312.336

sono degli elementi importanti del materiale finale e, se si vogliono ottenere determinate e precise caratteristiche di un cristallo, essi devono essere molto puri.

BANDE CONSENTITE E BANDE VIETATE

La conduzione di corrente in un semiconduttore può essere rappresentata in maniera molto semplice.

Considerato un atomo isolato, vale a dire posto a notevole distanza dagli altri atomi, è possibile notare che i suoi elettroni non possono assumere che certi e ben determinati livelli di energia.

L'energia di un elettrone è tanto più grande quanto più grande è il raggio della sua orbita.

Se si uniscono più atomi, come è il caso di un cristallo, i livelli di

energia consentiti si allargano a causa delle interazioni fra gli atomi e assumono la forma di bande di energia consentita. Una banda di energia consentita è quindi una zona nella quale è possibile trovare un elettrone, viceversa in una banda di energia vietata è impossibile trovare elettroni.

Le bande di energia che hanno importanza nello studio dei semiconduttori sono la banda di valenza e la banda di conduzione.

La banda di conduzione presenta delle energie superiori a quelle della banda di valenza; inoltre, queste due bande, sono separate da un intervallo d'energia vietata.

Nel caso di un semiconduttore intrinseco allo zero assoluto, tutti gli elettroni di valenza (quattro per atomo), si trovano nella banda di valenza.

il quale ultimo rappresenta la quantità di energia che un elettrone acquista se viene applicata una differenza di potenziale di 1 V (come si vede delle energie estremamente piccole).

La larghezza della banda vietata nel Silicio è di circa 1,1 eV mentre nel Germanio è di circa 0,7 eV.

Questo significa che una minore energia è sufficiente a rompere il legame covalente del Germanio rispetto a quello del Silicio.

Un semiconduttore intrinseco allo zero assoluto possiede una banda di valenza totalmente occupata e una banda di conduzione vuota; esso si comporta come un isolante, in altre parole non conduce alcuna corrente elettrica.

Quando la temperatura aumenta, la banda di conduzione si riempie parzialmente di elettroni liberi e la banda di valenza diviene parzialmente vuota, il che rende possibile la conduzione.

Questo concetto può essere più facilmente assimilato esaminando la figura 12 nella quale si nota che il primo stadio corrisponde alla banda di valenza mentre il secondo alla banda di conduzione. Quando il primo stadio - fig 12A - è completamente occupato e il secondo vuoto, nessun movimento di vetture è possibile. Diversamente, quando si trasferisce una vettura del primo stadio al secondo, come in figura 12B, il movimento nei due stadi diviene possibile.

Quando si aggiungono delle impurità di tipo «n», il numero di elettroni liberi della banda di conduzione aumenta.

In questi semiconduttori di tipo «n» la corrente è essenzialmente condotta da elettroni liberi nella banda di conduzione, gli elettroni in questo caso sono chiamati portatori maggioritari. In un semiconduttore di tipo «p», al contrario, la corrente è essenzialmente condotta dalle cavità della banda di valenza e, in questo caso, i portatori maggioritari sono le cavità.

Inversamente, le cavità nei semiconduttori di tipo «n» e gli elettroni nei semiconduttori di tipo «p» vengono chiamati portatori minoritari.

(continua)

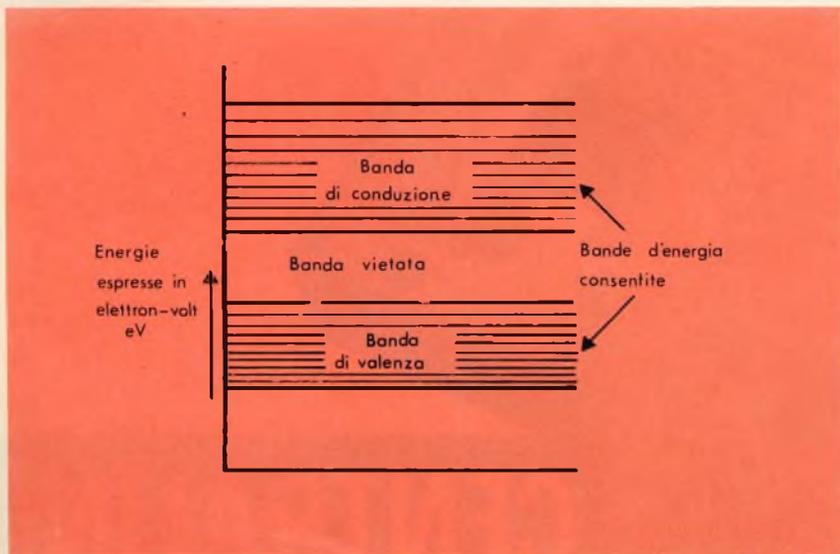


Fig. 11 - Bande d'energia consentite e bande d'energia vietate in un semiconduttore.

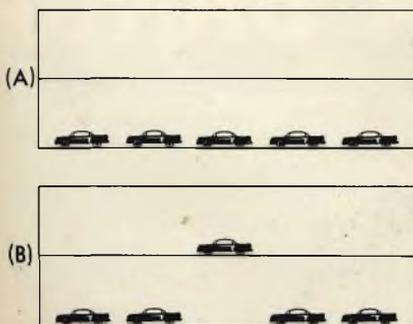


Fig. 12 - Analogia fra alcune macchine in colonna e il processo di conduzione in un semiconduttore.

Quando la temperatura aumenta un certo numero di elettroni di valenza acquista una energia sufficiente per liberarsi, essi attraversano allora la banda vietata e giungono nella banda di conduzione.

Questi elettroni liberi vengono allora sostituiti da cavità nella banda di valenza. La larghezza della banda vietata dipende dalla quantità di energia che un elettrone deve acquistare per rompere il suo legame covalente e diventare un elettrone libero. Questa banda d'energia solitamente è di un elettronvolt,

generalità ed applicazioni

dodicesima parte di P. SOATI



radiotecnica

E sistono dei filtri cross-over, che non sono più del tipo ad impedenza costante, i quali consentono di ottenere una attenuazione fino a 18 dB. Si tratta dei filtri del tipo a T e a π (pi-greco) che sono illustrati in figura 1 e 2.

Il filtro di figura 1, del tipo in parallelo con attenuazione di 18 dB/ottava, dovrà essere calcolato mediante le seguenti formule:

$$L_1 = \frac{1,6 Z}{2 \pi f_i} \quad L_2 = \frac{Z}{2 \pi f_i}$$

$$L_3 = \frac{Z}{2 \times 2 \pi f_i}$$

$$C_1 = \frac{2}{2 \pi f_i Z} \quad C_2 = \frac{1}{1,6 \times 2 \pi f_i Z}$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \pi f_i Z}$$

in cui f_i , come detto nella puntata precedente, si riferisce alla frequenza di incrocio e Z alla impedenza di uscita (l'espressione $2\pi f_i$, che può anche essere indicata ω_i corrisponde alla pulsazione di incrocio).

Le suddette formule, riportate in millihenry per le induttanze ed in microfarad, possono ridursi alle seguenti:

$$L_1 = \frac{254 Z}{f_i} \quad L_2 = \frac{160 Z}{f_i}$$

$$L_3 = \frac{80 Z}{f_i}$$

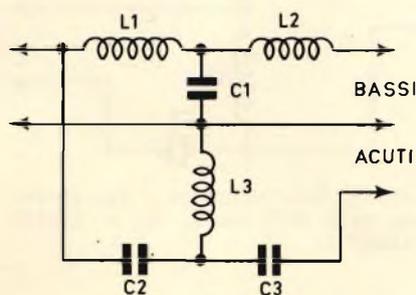


Fig. 1 - Esempio classico di filtro a T con attenuazione di 18 dB/ottava ($L_1 = 254Z/f_i$, $L_2 = 160Z/f_i$, $L_3 = 80Z/f_i$, $C_1 = 320.000/f_i Z$, $C_2 = 100.000/f_i Z$, $C_3 = 160.000/f_i Z$).

$$C_1 = \frac{320.000}{f_i Z} \quad C_2 = \frac{100.000}{f_i Z}$$

$$C_3 = \frac{160.000}{f_i Z}$$

Il filtro di figura 2, del tipo in serie, sempre con attenuazione di 18 dB/ottava, si calcolerà nel seguente modo:

$$L_1 = \frac{2 Z}{2 \pi f_i} \quad L_2 = \frac{Z}{1,6 \times 2 \pi f_i}$$

$$L_3 = \frac{Z}{2 \pi f_i}$$

$$C_1 = \frac{1,6}{2 \pi f_i Z} \quad C_2 = \frac{1}{2 \pi f_i Z}$$

Fig. 4 - Altro filtro con due induttanze e due capacità ($L_1 = 160 Z/f_i$, $L_2 = 100 Z/f_i$, $C_1 = 254.000/f_i Z$, $C_2 = 160.000/f_i Z$).

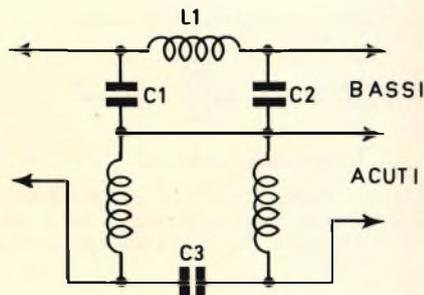


Fig. 2 - Esempio di filtro in (pi-greco) con attenuazione a 18 db/ottava. ($L_1 = 320Z/f_i$, $L_2 = 100Z/f_i$, $L_3 = 160Z/f_i$, $C_1 = 254.000/f_i Z$, $C_2 = 160.000/f_i Z$, $C_3 = 80.000/f_i Z$).

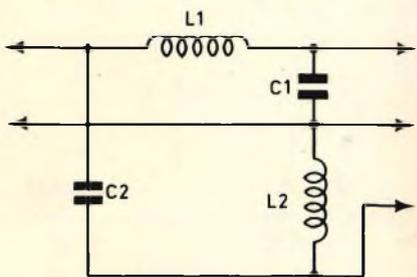
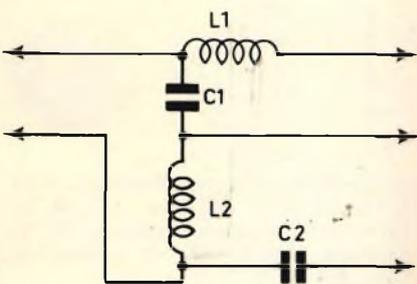


Fig. 3 - Filtro con due induttanze e due capacità ($L_1 = 254 Z/f_i$, $L_2 = 160 Z/f_i$, $C_1 = 160.000/f_i Z$, $C_2 = 100.000/f_i Z$).



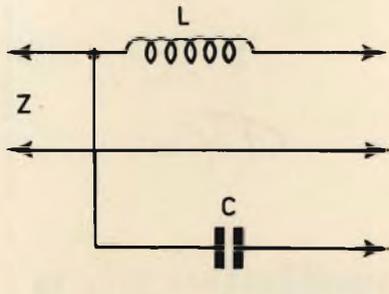


Fig. 5 - Filtri semplificati a due elementi ad impedenza costante (una induttanza ed un condensatore presi in considerazione nella prima parte della tabella $L = 160Z/f_i$, $C = 160.000/f_i Z$).

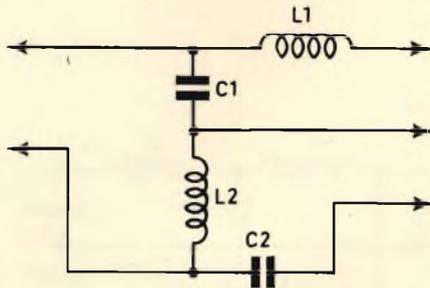
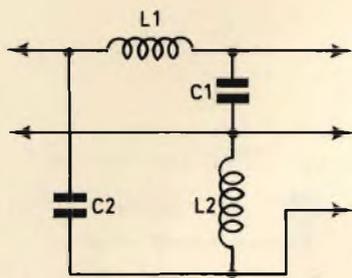
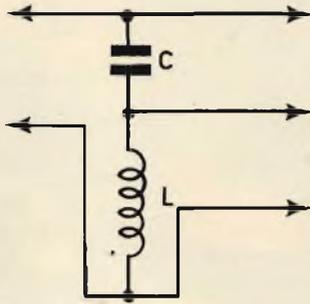


Fig. 6 - Filtri semplificati ad impedenza costante, (due induttanze e due condensatori) presi in considerazione nella seconda parte della tabella ($L_1 = 225Z/f_i$, $L_2 = 112,5 Z/f_i$, $C_1 = 112.500/f_i Z$, $C_2 = 225.000/f_i Z$).

$$C_3 = \frac{1}{2 \times 2\pi f_i Z}$$

che per valori in millihenry e microfarad si trasformano in:

$$L_1 = \frac{320 Z}{f_i} \quad L_2 = \frac{100 Z}{f_i}$$

$$L_3 = \frac{160 Z}{f_i}$$

$$C_1 = \frac{254.000}{f_i Z} \quad C_2 = \frac{160.000}{f_i Z}$$

$$C_3 = \frac{80.000}{f_i Z}$$

E' possibile anche realizzare dei filtri simili ai precedenti impiegando soltanto due induttanze e due condensatori come è mostrato nelle figure 3 e 4. Il filtro di figura 3 si calcolerà nel modo seguente:

$$L_1 = \frac{1,6 Z}{2\pi f_i} \quad L_2 = \frac{Z}{2\pi f_i}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_i Z} \quad C_2 = \frac{1}{1,6 \times 2\pi f_i Z}$$

che per valori espressi in millihenry e microfarad si trasforma in:

$$L_1 = \frac{254 Z}{f_i} \quad L_2 = \frac{160 Z}{f_i}$$

$$C_1 = \frac{160.000}{f_i Z} \quad C_2 = \frac{100.000}{f_i Z}$$

e per il filtro di figura 4 avremo che:

$$L_1 = \frac{Z}{2\pi f_i} \quad L_2 = \frac{Z}{1,6 \times 2\pi f_i}$$

$$C_1 = \frac{1,6}{2\pi f_i Z} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_i Z}$$

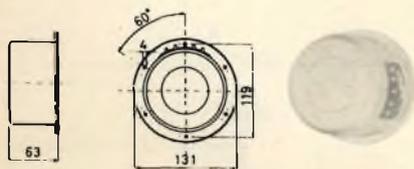


Fig. 7 - Filtro cross-over Peerless a 3 vie racchiuso in custodia (G. B. C. AA/4195-00) potenza nominale 25 W, frequenza di taglio 750 Hz e 4000 Hz, impedenza 8 Ω.

e pertanto:

$$L_1 = \frac{160 Z}{f_i} \quad L_2 = \frac{100 Z}{f_i}$$

$$C_1 = \frac{254.000}{f_i Z} \quad C_2 = \frac{160.000}{2 f_i Z}$$

Tutti i filtri di cui sopra sono anche noti con il nome di reti a resistenza costante e sono i più comunemente usati. Questo tipo di rete presenta una impedenza di ingresso costante, indipendente dalla frequenza, purché in uscita sia presente un carico puramente resistivo. Sarebbe desiderabile, in effetti, che il carico di un amplificatore rimanesse costante per tutte le frequenze.

Come si sa, tuttavia, l'impedenza di un altoparlante varia sensibilmente in funzione della frequenza, per cui, il problema rimane anche con questi filtri come avviene per gli altri. Per contro il loro calcolo risulta facilitato poiché molti componenti hanno le stesse caratteristiche.

La tabella che segue si riferisce ai valori calcolati dell'impedenza L e dei condensatori C , relativi ai filtri di cui alle figure 5 e 6, del tipo a impedenza costante.

I valori del filtro di figura 5 in millihenry e microfarad si calcolano mediante le seguenti relazioni:

$$L = \frac{160 Z}{f_i} \quad C = \frac{160.000}{f_i Z}$$

quello di figura 6:

$$L_1 = \frac{225 Z}{f_i} \quad L_2 = \frac{112,5 Z}{f_i}$$

$$C_1 = \frac{112,500}{f_i Z} \quad C_2 = \frac{225.000}{f_i Z}$$

La tabella si riferisce ad altoparlanti aventi l'impedenza di 5,8 e 15 Ω ed è valida per frequenze di incrocio di 500, 600, 800, 1.000 e 1.500 Hz.

Nelle prossime puntate pubblicheremo le tabelle relative ai filtri per due altoparlanti e per tre altoparlanti aventi impedenze differenti e ci intratterremo sulle formule che consentono di progettare e costruire i filtri stessi.

Qualità • Tradizione • Progresso tecnico

CHINAGLIA

Sede: Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Telefono 25.102



Cortina Major

56 portate sensibilità 40.000 Ω/Vc.c. - c.a.

Analizzatore universale ad alta sensibilità. Dispositivo di protezione, capacimetro e circuito in c.a. compensato

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia «Granluce» in metacrilato. Dimensioni 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5.

OHMMETRO in c.c.: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ω a 100 MΩ.

OHMMETRO in c.a.: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10-100 MΩ.

CAPACIMETRO a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 kHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

PRESTAZIONI

V cc	8 portate	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V (30KV)*
V ca	6 portate	3	12	30	120	300	1200 V		
A cc	6 portate	30	300	300	3	30 mA	0,3	3 A	
A ca	5 portate	300	300	3	30 mA	0,3	3 A		
Output in dB	6 portate	da -10 a +63							
Output in VBF	6 portate	3	12	30	120	300	1200		
Ω cc	6 portate	2	20	200	kΩ	2	20	200 MΩ	
Ω ca	6 portate	20	200	MΩ					
Cap. a reattanza	2 portate	50.000	500.000	pF					
Cap. balistico	6 portate	10	100	1000	10.000	100.000	μF	1 F	
Hz	3 portate	50	500	5000					

* mediante puntale ad alta tensione AT 30 KV a richiesta.



mod. Cortina Major L. 15.900
Maior USI L. 18.500



PRESTAZIONI

A =	50	5	50	500 mA	2,5 A		
A ~	25	250 mA	2,5 - 12,5 A				
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V (30 KV)*
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V	
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V	
dB	da -10 a +69						
Ω =	10 KΩ	10 MΩ					
μF	100	100.000	μF				

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

analizzatore **CORTINA** *Minor*

38 portate 20 kΩ - V c.c. 4 kΩ - V c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia «Granluce» in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 40. Peso gr. 350.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5/40 μA.

OHMMETRO: completamente alimentato con pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MΩ.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.

BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.

COMPONENTI elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI: in dotazione, coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio in materiale antiurto.

INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 kHz 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA Minor USI).

Minor L. 9.900

Minor USI L. 12.500
astuccio compreso

VALORI DEI COMPONENTI PER FILTRI CROSS-OVER

impedenza Ω	FREQUENZA D'INCROCIO Hz					
		500	600	800	1000	1500
5	L	1,6 mH	1,3 mH	1,0 mH	0,8 mH	0,55 mH
	C	65 μ F	55 μ F	40 μ F	32 μ F	21 μ F
8	L	2,5 mH	2,1 mH	1,6 mH	1,3 mH	0,9 mH
	C	40 μ F	32 μ F	25 μ F	20 μ F	12 μ F
15	L	4,8 mH	4,0 mH	3,0 mH	2,5 mH	1,5 mH
	C	21 μ F	18 μ F	14 μ F	10 μ F	7 μ F
5	L ₁	2,3 mH	1,9 mH	1,8 mH	1,1 mH	0,8 mH
	L ₂	1,1 mH	1,0 mH	0,7 mH	0,6 mH	0,4 mH
	C ₁	45 μ F	37 μ F	28 μ F	22 μ F	15 μ F
	C ₂	90 μ F	75 μ F	75 μ F	45 μ F	30 μ F
8	L ₁	3,6 mH	3,0 mH	2,3 mH	1,8 mH	1,2 mH
	L ₂	1,8 mH	1,5 mH	1,1 mH	0,9 mH	0,6 mH
	C ₁	28 μ F	23 μ F	17 μ F	14 μ F	9 μ F
	C ₂	56 μ F	46 μ F	35 μ F	28 μ F	18 μ F
15	L ₁	6,8 mH	5,6 mH	4,2 mH	3,4 mH	2,3 mH
	L ₂	3,4 mH	2,8 mH	2,1 mH	1,7 mH	1,1 mH
	C ₁	15 μ F	12 μ F	10 μ F	8 μ F	5 μ F
	C ₂	30 μ F	25 μ F	20 μ F	16 μ F	10 μ F

Il valore, specialmente per quanto concerne i condensatori, per comodità, è stato arrotondato.

GENERATORE DI SEGNALI VERSATILE

Le caratteristiche di un deviatore di frequenza e generatore di segnali AM/FM sono cambiate in un apparecchio unico misuratore del rendimento di un ricevitore, concepito per una vasta gamma di applicazioni nelle comunicazioni.

L'apparecchio copre l'intervallo di frequenza da 10 kHz a 510 MHz. I vantaggi dei tradizionali generatori di segnali per moltiplicatori di frequenza, combinati con tecniche di elaborazione dei segnali, conferiscono allo strumento una notevole versatilità. L'intervallo di frequenza è coperto da 11 bande selezionate da commutatori, e sono previste due sorgenti di segnali primari; un oscillatore comandato manualmente e un oscillatore comandato dalla tensione. Quest'ultimo può essere accoppiato ad un generatore interno di deviazione, cosicché l'apparecchio può essere commutato istantaneamente dal modo convenzionale generatore di segnali a quello di deviatore operativo.

Quando viene utilizzato come generatore di segnali sintonizzato manualmente, lo strumento possiede anche un dispositivo di deviazione a banda stretta ed è capace di misurare il rendimento del ricevitore su un intervallo di frequenza molto più largo di quanto sia possibile con apparecchi convenzionali.

L'apparecchio può essere sintonizzato a tutte le frequenze R-F ed FI normalmente adoperate negli apparecchi di radiodiffusione circolare e per comunicazioni, ed è anche idoneo per prove di frequenze di deviazione alle stesse frequenze. E' possibile montare ricevitori che includono decodificatori stereofonici, e il generatore di segnali può essere utilizzato per provare gli stadi a R-F ed FI di ricevitori televisivi.

Grazie alla sua versatilità lo strumento è utile per chiunque voglia azionare una vasta gamma di apparecchi per comunicazioni e abbia necessità di sorgenti di segnali per soddisfare qualsiasi contingenza.



di P. SOATI

Q T C

RADIOAMATORI

Nell'anniversario del primo collegamento radiotelegrafico transatlantico effettuato da Guglielmo Marconi il 12 dicembre 1901, una stazione di radioamatore sarà installata a Terranova, a cura del Cornish Amateur Radio Club. Il nominativo di questa emittente, che effettuerà collegamenti con i radioamatori i giorni 11 e 12 del prossimo dicembre, è VB1MSA e lavorerà nelle gamme di 3.5, 14 e 21 MHz.

RADIODIFFUSIONE

Proseguiamo la pubblicazione delle stazioni di radiodiffusione udite in Italia a tutto il mese di maggio 1971. Le stazioni in neretto sono state segnalate ma non sentite. La frequenza è espressa in kilohertz.

GAMMA 7100 - 7300 kHz

7100: Budapest (HNG), URSS; 7105: Kathmandu (NPL), Tirana (ALB), Ascension (ASC), Madrid (E), Brazzaville (COG), Delhi (IND), London (G), Damascus (SYR), **Colombo** (CLN); 7110: URSS, London (G), Wien (AUT), Rodes (GRC), **Kampala** (UGA); 7115: Sebaa Aiuon (MRC), Kinshasa (CGO), Pei Ping (CHN), Europa Radio (D/POR/USA); 7120: Cairo (EGY), URSS, Tripoli (LBY), Conacry (GUI), **Delhi** (IND); 7125: Warszawa (POL), Pei Ping (CHN), Conacry (GUI), **Karachi** (PAK); 7130: URSS, Tirana (ALB), Rodes (GRC), London (G), Julich (D/RF); 7135: Darwin (AUS), Montecarlo (MCO), Monrovia (LBR), Filippine (PHL), URSS, 7140: URSS, Limassol (CYP), Nazaki (J), Julich (D/RF), Hyderabad (IND); 7145: URSS, Warszawa (POL), Europa Radio (D/POR/

USA), Filippine (PHL), **Addis Abeba** (ETH); 7150: URSS, Sines (DW, D, URSS), London (G), Julich (D/RF), **Porto Amelia** (MOZ); 7155: Amman (J), C. Vaticano (CVA), R. Liberation (D/E/USA), Paris (F), URSS, **Tananarive** (MDG); 7160: Cairo (EGY), Paris (F), URSS, Okinawa (RYU), London (G), **Kashmir** (IND), 7165: Kathmandu (NPL), Europa Radio (D/POR/USA), Delhi (IND), Tripoli (LBY), Okinawa (RYU), **Dar es Salaam** (ZAN); 7170: Noumea (NCL), URSS, London (G), Thessaloniki (GRC), Tangerang (MCC), **Dakar** (SEN), 7175: Caltanissetta (I), **Jerusalem** (ISR), Darwin (AUS), Monrovia (LBR), URSS, Warszawa (POL); 7180: Wien (AUT), Jerusalem (ISR), URSS Warszawa (POL), R. Liberation (D/E/USA), Julich (D/RF), Baghdad (IRQ), **Delhi** (IND); 7185: Berlin (D/RD), Johannesburg (AFS), URSS, London (G), Bucaresti (ROU); 7190: Rodes GRC, Delhi (IND), URSS, Jerusalem (ISR), **Cotonou** (DAH); 7195: URSS, Bucaresti (ROU), Monrovia (LBR), Delhi (IND); 7200: URSS, Kabul (AFG), London (G), Pei Ping (CHN), Europa Radio (D/POR/USA), Ondurman (SDN), Beograd (YUG); 7205: London (G), Julich (D/RF), 7205 Rodos (GRC), Thessaloniki (GRC), Lopik (HOL), URSS, 7210: Biak (INS), Limassol (CYP), URSS, London (G), Lopik (HOL), Montecarlo (MCO), Frederikstad (NOR), Dakar (SEN), Croce Rossa Int. (SUI); 7215: Delhi (IND), Europa Radio (D/POR/USA), Abidjan CTI, Luanda AGL, Johannesburg (AFS), Warszawa (POL), **Tutong** (BRU); 7220: Budapest (HNG), Djeddah (ARS), R. Liberation (D/E/USA), Tangerang (MRC), Djakarta (INS); 7225: URSS, Kingali (RRW), Julich (D/RF), Delhi (IND), Kuwait (KWT), Tangerang (MRC), Sebaa Aiuon (MRC), Jerusalem (ISR), Manila (PHL); 7230: URSS, London (G), Limassol (CYP), Europa

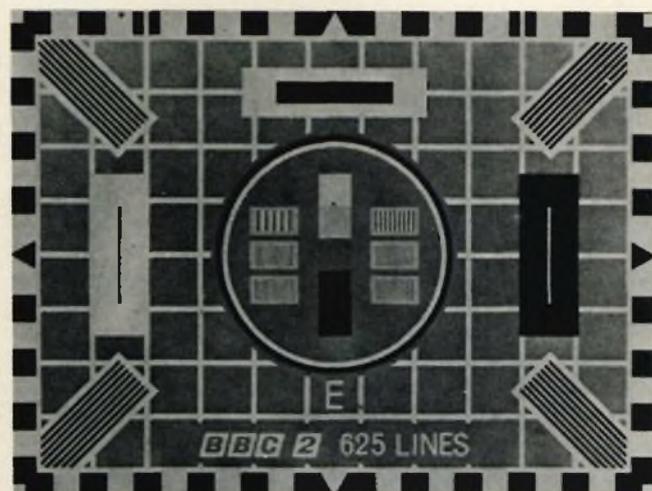
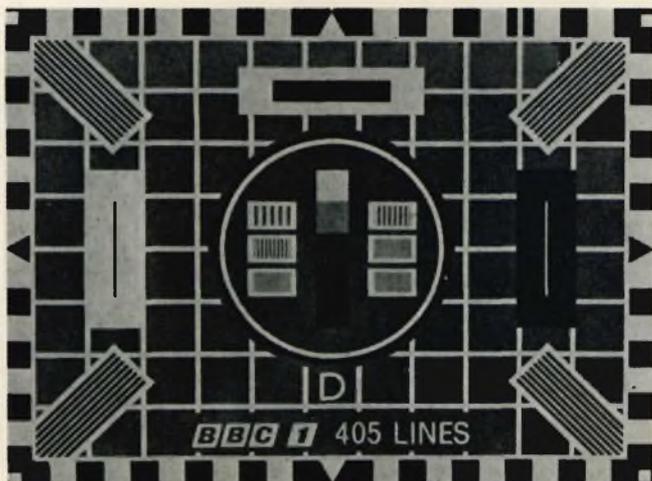


Fig. 1 - Immagini campione (monoscopi) irradiati dalle emittenti inglesi della BBC (405 e 625 linee).

Radio (D/POR/USA), Montecarlo (MCO), Tokjo (J); 7235: Roma (I), Darwin (AUS), Delhi (IND), URSS, Beira (MOZ); 7240: London (G), Rodos (G), Baghdad (IRQ), Amman (JOR), Frederikstad (NOR), URSS, Beograd (YUG), Lusaka (ZMB); 7245: Julich (D/RF), Luanda (AGL), Wien (AUT), Europa Radio (D/POR/USA), Taipei (TWN); 7250: URSS, London (G), Singapore (SNG), C. Vaticano (CVA); 7255: Sofia (BUL), Paris (F), Okinawa (RYU), Europa Radio (D/POR/USA), Nampula (MOZ); 7260: Limassol (CYP), R. Vila (NHB), URSS, Montecarlo (MCO), Delhi (IND), Rodos (GRC), London (G); 7265: Pei Ping (CHN), Karachi (PAK), Uhrdorf (D/RF), URSS, Lomé (TGO); 7270: URSS, Johannesburg (AFS), London (G), Muenchen (D/RF), Tanger (MRC), Warszawa (POL), Erevan (URSS), Rodes (GRC), Libreville (GAB); 7275: Sines (D/POR), Colombo (CLN), Roma (I), URSS, Julich (D/RF), London (G), URSS, Lopik (HOL), Montecarlo (MCO), Ikorudu (NIG), Karachi (PAK), Filippine (PHL); 7280: Paris (F), Pei Ping (CHN), Dar es Salaam (TGK), Monrovia (LBR), URSS, Delhi (IND); 7285: URSS, Julich (D/RF), Muenchen (D/RF), London (G), Thessaloniki (GRC), Warszawa (POL), Tanger (MRC), Bamako (MLI); 7290: Roma (I), URSS, Tirana (ALB), Thessaloniki (GRC), Montecarlo (MCO); 7295: Tirana (ALB), Pei Ping (CHN), URSS, R. Liberation (D/E/USA); 7300: Berlin (D/RD), Tirana (ALB), Pei Ping (CHN), Penang (MLA)

TELEVISIONE

Per gli amatori del Televisore, in figura 1 riportiamo i fac-simili dei monoscopi irradiati dalle emittenti televisive inglesi della BBC a 405 e 625 linee. Altri saranno pubblicati nei prossimi numeri.

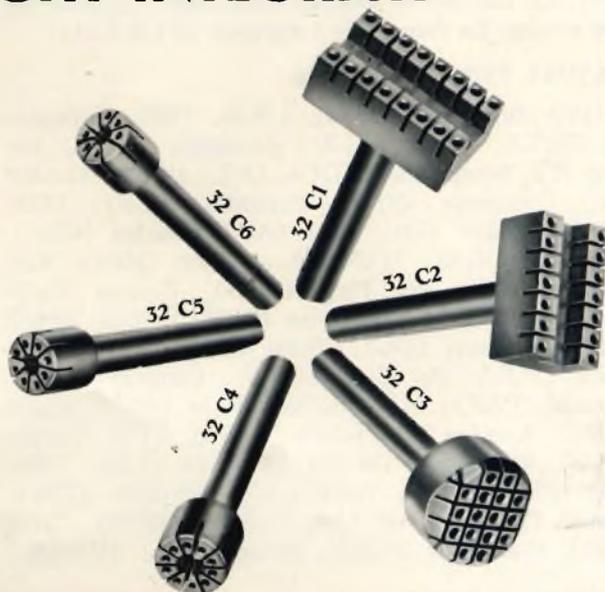
PUNTE SPECIALI ERSA PER DISSALDARE CIRCUITI INTEGRATI

da utilizzare con saldatore
ERSA 30

Queste punte in ERSADUR, dalla forma particolare, vengono applicate su un saldatore di 30/40 W di potenza (es. ERSA 30) al posto della normale punta. Il diametro esterno è di 5 mm. L'operazione di dissaldatura dei circuiti integrati risulta notevolmente semplificata ed accelerata; i componenti inoltre non vengono danneggiati.

La serie si compone di sei punte che praticamente coprono la gamma dei contenitori per c.i. più comuni.

Punta tipo	N. CODICE G.B.C.	Per c.i. con contenitore tipo	Fori
32 C1	LU/6230-00	Dual - in - line	16
32 C2	LU/6232-00	Dual - in - line	14
32 C3	LU/6234-00	To	16
32 C4	LU/6236-00	To	10
32 C5	LU/6238-00	To	8
32 C6	LU/6240-00	To	6





**servizio
tecnico**

MESSA A PUNTO E RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI

Con questa puntata concludiamo la serie di note che abbiamo dedicate, durante quest'anno, alla riparazione degli apparecchi a transistori. I lettori potranno approfondire maggiormente in questa materia consultando qualcuno dei numerosi libri che anche in Italia sono stati scritti su questo argomento. Da parte nostra ci riserviamo di riprendere alcuni aspetti relativi alle radioriparazioni mediante degli articoli isolati mentre, per quanto concerne problemi di carattere particolare, ci teniamo a disposizione dei lettori tramite la rubrica i lettori ci scrivono.

Riteniamo opportuno terminare la nostra esposizione con un breve riassunto delle principali anomalie che sono caratteristiche degli apparecchi a transistori esponendoli in modo sinottico.

1) Mancanza totale della ricezione - a) bobina di antenna interrotta, b) resistore di base interrotto, c) avvolgimenti dell'oscillatore interrotti, d) condensatore di disaccoppiamento interrotto o condensatore relativo alla alimentazione in corto circuito.

2) Stazione locale udibile su tutta la gamma - a) circuiti di media frequenza non allineati, b) oscillatore che funziona irregolarmente.

3) Scariche continue - a) transistor difettoso, b) resistore o condensatore, direttamente interessati alla alimentazione, difettosi, c) piastre del condensatore variabile molto sporche o parzialmente in corto circuito.

4) Le batterie si scaricano rapidamente - a) condensatore di filtraggio in corto circuito b) interruttore difettoso per cui il ricevitore resta sempre acceso, c) transistor difettoso.

5) Distorsione - a) batteria non efficiente, b) condensatore di disaccoppiamento difettoso, c) resistore il cui valore si è notevolmente alterato nel tempo, d) circuito del CAV

difettoso (condensatore o resistore), e) altoparlante difettoso, f) transistor difettoso. Qualora si sia proceduto a sostituire l'altoparlante il difetto può essere dovuto alla mancanza di adattamento dell'impedenza.

Nei circuiti in push-pull la distorsione può essere dovuta al mancato funzionamento di una sezione del push-pull stesso ad opera di un transistor difettoso o dalla interruzione di una sezione del trasformatore di uscita.

6) Variazioni di volume - a) il circuito del CAV funziona irregolarmente a causa di un condensatore difettoso, b) diodo o transistor difettosi.

7) Fischi su tutta la gamma - a) circuiti di alta o media frequenza non allineati, b) avvolgimento di antenna (in ferrite) danneggiato, c) condensatore della sezione oscillatrice o di media frequenza difettoso, d) batteria quasi scarica.

8) Mancanza di sensibilità nella parte inferiore della gamma - a) circuito di ingresso non accordato, b) piastre del condensatore varia-

5) La ricezione non è possibile - a) diodo difettoso, b) condensatore elettrolitico di accoppiamento alla bassa frequenza difettoso, c) resistore di carico interrotto o difettoso, d) potenziometro del volume difettoso.

Si può inoltre precisare che i seguenti componenti, se difettosi, possono dare luogo alle seguenti anomalie:

Altoparlanti - a) distorsione, b) riproduzione saltuaria, c) rumori raschianti o frizzanti, d) riproduzione stridente, o debole, o comunque alterata.

Resistori - a) ricezione intermittente, b) rumorosità, c) instabilità, d) ricezione assente o molto debole, e) ricezione evanescente (se il resistore interessa il circuito del CAV).

Condensatori - a) ricezione molto debole o evanescente, b) ronzio, c) fruscio, d) mancanza della ricezione, e) instabilità, f) rumorosità.

Trasformatori di media frequenza -

a) ricezione nella parte alta della gamma debole o assente, b) ricezione con frequenza immagine, c) fischi, d) ricezione impossibile.

Antenna in ferrite - a) nessuna ricezione, b) ricezione molto debole della sola stazione locale, c) ricezione intermittente, d) mancanza di ricezione delle onde corte, e) distorsione.

Avvolgimenti AF e MF - a) nessuna ricezione, b) scarsa sensibilità, c) selettività insufficiente, d) presenza di interferenze, e) fischi su tutta la gamma oppure parzialmente, f) funzionamento instabile.

Allineamento dei circuiti AF e FI - a) ricezione impossibile, b) indice fuori sintonia rispetto alla stazione ricevuta, c) scarsa sensibilità d) selettività insufficiente, riproduzione molto cupa.

Oscillatore - a) interferenze, b) indice fuori sintonia, c) slittamento della frequenza per cui la stazione che si riceve va fuori sintonia, d) fischi, e) ricezione delle onde corte

non continua su tutta la gamma, f) fruscio.

Controllo di volume - a) mancanza della ricezione, b) ricezione molto debole o instabile, c) sensibilità deficiente, d) rumori e scroscii.

Controllo di tono - a) tonalità alterata, b) mancanza della regolazione della tonalità, c) tonalità irregolare o variabile.

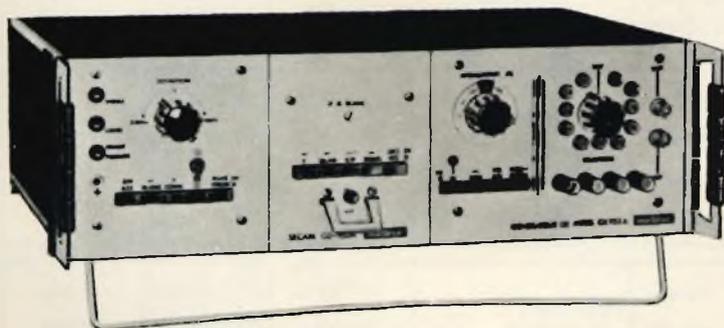
Batteria di alimentazione - a) ricezione impossibile (scarica), b) ricezione insufficiente, (quasi scarica), c) ricezione troppo forte con ronzio (batteria avente un valore maggiore di quello richiesto), d) ricezione intermittente (batteria che non fa contatto sicuro con la relativa presa).

Alimentazione da rete - Cordone di alimentazione - a) nessuna ricezione, b) ricezione intermittente con scroscii.

Trasformatore di alimentazione - a) ronzio, b) rumori molto forti, scroscii, c) manca la ricezione, d) forte riscaldamento.

generatore PAL SECAM per televisore B/N e colori tutti gli standard

GX953



nozza

Questo generatore permette la verifica, le riparazioni e la messa a punto di tutti i tipi di televisori B e N ed a colori nei sistemi PAL - NTSC - SECAM

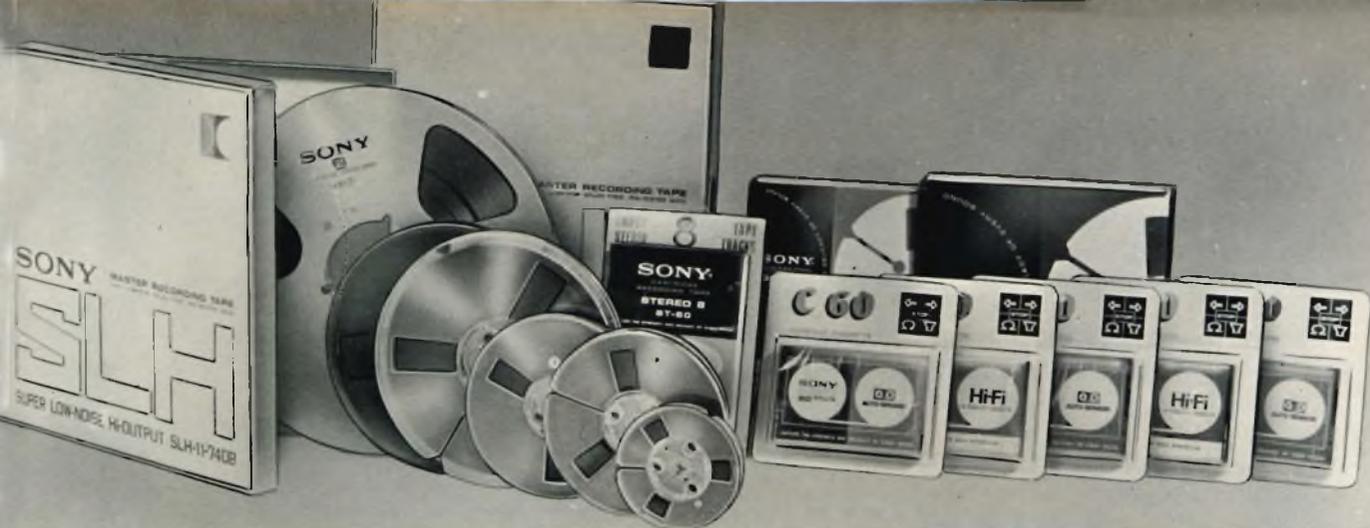
- Indicazione del centro dell'immagine
- Generatore di definizione
- 8 barre verticali di colore normalizzati
- Scala dei grigi
- 4 reticoli di convergenza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:



Divisione della ITT Standard
Piazza de Angeli 7
20146 Milano
Tel. 4 69 66 41 (4 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova-213
00191 Roma
Tel.: 32 36 71



NASTRI MAGNETICI IN CASSETTE

Cassette		Sensibilità	Risposta di frequenza		Durata minuti	Supporto	Codice G.B.C.	Prezzo Netto imposto
Tipo	Classe	a 333 Hz	±0,5 dB	±2,5 dB				
C60	Low noise	0 dB	100 ÷ 6000 Hz	40 ÷ 10000 Hz	30 x 2	Poliestere	SS/0700-20	900
C90	Low noise	-0.5 dB	—	—	45 x 2		SS/0701-20	1.250
C120	Low noise	-0.5 dB	—	—	60 x 2		SS/0702-20	1.890
C60	HF	+1.5 dB	40 ÷ 12000 Hz	40 ÷ 18000 Hz	30 x 2	Polietilene rinforzato con pellicola di protezione depositata sullo strato di ossido di ferro.	SS/0700-21	1.500
C90	HF	+1.0 dB	—	—	45 x 2		SS/0701-21	1.990
C120	HF	+1.0 dB	—	—	60 x 2		SS/0702-21	2.700

NASTRI MAGNETICI IN BOBINE

Diametro bobina		Lungh. metri	Durata minuti per traccia			Sensibilità	Risposta di freq. a 10 kHz	Supporto	Codice SONY	Codice G.B.C.	Prezzo Netto imposto
pollici	mm		19.5 cm/s	9.5 cm/s	4.75 cm/s						
3	80	93	8	16	32	±2 dB	±2 dB	Poliestere rinforzato ad alta calibratura	PR150/3	SS/0622-00	750
5	130	275	24	48	96	±2 dB	±2 dB		PR150/5	SS/0622-01	1.900
6	150	370	32	64	128	±2 dB	±2 dB		PR150/6	SS/0622-02	2.250
7	180	550	48	96	192	±2 dB	±2 dB		PR150/7	SS/0622-03	3.100
3	80	124	10	20	40	±2 dB	±2 dB	Poliestere rinforzato ad alta calibratura	PR200/3	SS/0623-00	1.000
5	130	370	32	64	128	±2 dB	±2 dB		PR200/5	SS/0623-01	2.800
6	150	540	45	90	180	±2 dB	±2 dB		PR200/6	SS/0623-02	3.850
7	180	740	64	128	256	±2 dB	±2 dB		PR200/7	SS/0623-03	4.900
7	180	370	30	60	120	+1.5 dB	+4.5 dB	Poliestere rinforzato ad alta calibratura con pellicola di protezione depositata sullo strato di ossido di ferro	SLH370	SS/0624-00	3.850
7	180	550	45	90	180	+1.5 dB	+4.5 dB		SLH550	SS/0624-01	4.600
10½	267	740	60	120	240	+1.5 dB	+4.5 dB		SLH-11-740B	SS/0624-02	11.500



a cura di L. BIANCOLI

rassegna delle riviste estere

AUTOMAZIONE DELLE APPARECCHIATURE DI PROVA PER TRACCIARE CURVE

(Da «Electronics»)

La nota Fabbrica Giapponese Iwatsu Electric Co. Ltd. ha creato un nuovo tipo di analizzatore delle caratteristiche funzionali di dispositivi di vario genere, mediante il quale il rilevamento della curva caratteristica viene notevolmente accelerato, col vantaggio supplementare che non occorre più disporre di personale appositamente addestrato, nel senso che chiunque può eseguire la misura.

Le apparecchiature per tracciare le curve di responso sono ancora notevolmente preferite alle apparecchiature automatiche di collaudo negli impianti per la produzione di semiconduttori, in quanto sono in grado di funzionare entro ampie gamme di condizioni ambientali, per cui consentono misure più accurate. Tuttavia, gli strumenti di questo genere dovranno in futuro impegnarsi in una seria concorrenza da parte di alcuni tipi di analizzatori automatici delle caratteristiche, sviluppati appunto dalla Fabbrica citata, basati sull'impiego delle tecniche digitali per sostituire sia gli strumenti per il rilevamento delle curve, sia i relativi operatori.

La tensione di rottura, ad esempio, viene rappresentata su di un traccia-curva entro l'intera gamma delle correnti compresa tra 0 e la massima corrente nominale con la quale il dispositivo sotto prova può funzionare. L'operatore può quindi eseguire la lettura del valore minimo direttamente sulla curva, indipendentemente dall'intensità della corrente nei confronti della quale essa sussiste.

Uno strumento automatico può normalmente misurare la tensione rispetto ad un unico valore di intensità della corrente, che può essere o troppo alto

o troppo basso, per poter fornire la minima tensione nominale di rottura. Ciò nonostante, i fabbricanti preferirebbero fare a meno degli strumenti per il rilevamento della curva, in quanto il loro impiego implica appunto la disponibilità di tecnici appositamente addestrati, ed inoltre comporta il rischio che i risultati subiscano variazioni a seconda della competenza e dell'abilità dell'operatore, che può non essere sempre il medesimo.

La figura 1 illustra l'aspetto di uno di questi moderni strumenti di produzione Iwatsu, e precisamente un modello che impiega basette pre-fabbricate soprattutto del tipo a diodi, per impostare la programmazione della prova da eseguire.

In pratica, disponendo di un'apparecchiatura elettronica automatica, in grado di rilevare i parametri che governano il funzionamento di qualsiasi dispositivo, sia esso meccanico, elettrico od elettronico, senza che il suo funzionamento sia subordinato alla competenza di chi lo fa funzionare, si ottiene una rapidità di uso assai maggiore di quanto non sia possibile con la strumentazione di tipo precedente, col vantaggio supplementare di una notevole sicurezza di funzionamento.

Le apparecchiature di prova di questo tipo sono state applicate in varie branche industriali, come ad esempio nel caso illustrato alla figura 2, che rappresenta una perforatrice per la lavorazione dei circuiti stampati, denominata Dumatic 603 Mk II, di produzione Saunders, la cui attività può essere programmata direttamente con l'impiego di uno degli strumenti precedentemente citati.

Tanto per descrivere una delle prove che possono essere eseguite, possiamo riferirci al rilevamento della differenza tra la massima tensione che può essere presente ai capi del dispositivo sotto prova, e la tensione applicata ai capi del campione successivo, funzionante con una corrente di maggiore intensità. In tali condizioni, è possibile anche ottene-

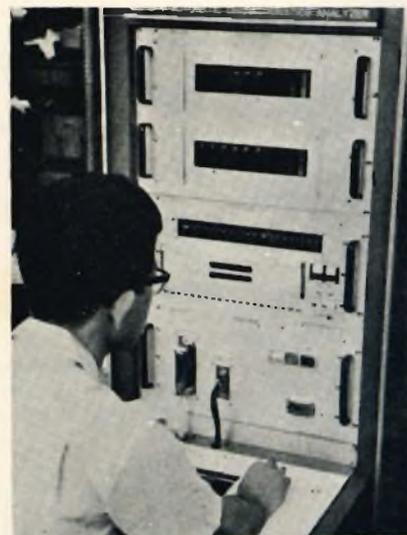


Fig. 1 - Aspetto dell'apparecchiatura di produzione Iwatsu, impiegante basette intercambiabili a diodi per la programmazione della prova.



Fig. 2 - Fotografia illustrante la perforatrice Dumatic 603 Mk II, usata per la lavorazione dei circuiti stampati.

re l'indicazione di un valore di resistenza negativa.

Grazie alla possibilità di far funzionare lo strumento con tre terminali, ad esempio per rilevare le curve caratteristiche di transistori, è necessaria una fase intermedia dopo la prova eseguita nei confronti dei corto circuiti e delle interruzioni, ed anche prima di eseguire la prova con tensioni variabili, e con correnti stabili, o viceversa.

All'inizio, la tensione di collettore del transistor sotto prova viene portata al massimo valore che delimita la sua variazione. Il comparatore della corrente di emettitore viene programmato rispetto alla massima intensità della corrente di emettitore, dopo di che alla base viene applicata una corrente di intensità variabile secondo un andamento a gradini, con incrementi relativamente ridotti. Quando la corrente che scorre attraverso l'emettitore raggiunge il valore programmato, il comparatore genera un impulso di bloccaggio, che impedisce ulteriori variazioni della stessa corrente di base.

Il circuito di alimentazione del collettore viene quindi automaticamente commutato dalle condizioni di funzionamento relative alla tensione costante, alle condizioni che implicano l'applicazione di una tensione di spazzolamento di forma angolare, per cui è possibile effettuare la misura del «drift», delle discontinuità, ecc.: la medesima cosa è possibile nei confronti della corrente di emettitore, considerata come funzione della tensione di collettore, rispetto ad un parametro costante, costituito dall'intensità della corrente di base.

La lettura dell'articolo recensito può indubbiamente contribuire al costante aggiornamento necessario in questo campo. (718)

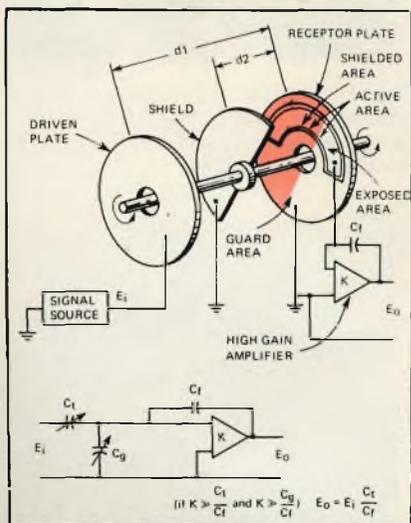


Fig. 3 - Disegno illustrante il principio di funzionamento del «sensore»: l'uscita dell'amplificatore di reazione ad alto guadagno risulta linearmente proporzionale all'area della piastra del ricevitore.

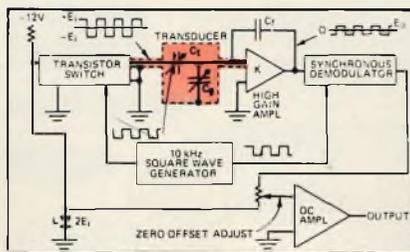


Fig. 4 - Schema a blocchi del commutatore a transistori, pilotato con una frequenza di commutazione di 10 kHz, che provvede alla produzione del campo alternato necessario.

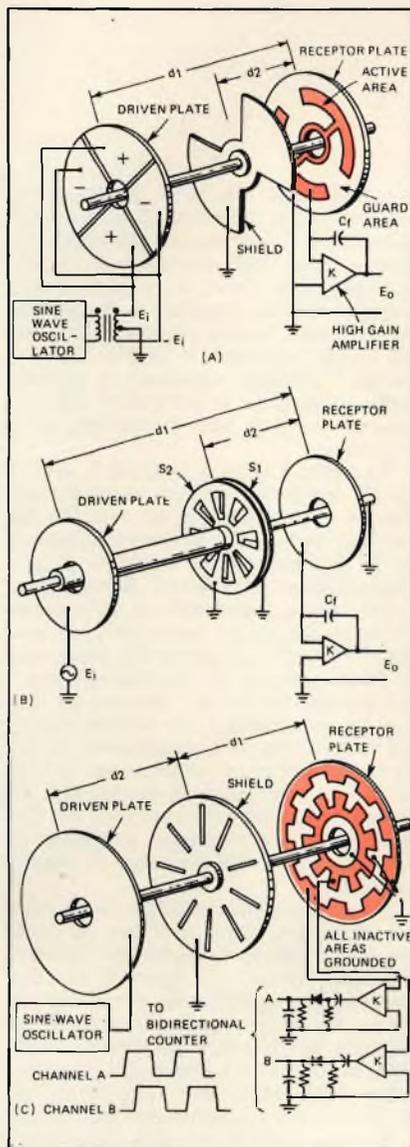


Fig. 5 - Tre diversi aspetti del dispositivo sensibile alla posizione: A rappresenta il dispositivo sensibile alla posizione angolare, B alla forza di torsione e C al movimento totale dell'albero rotante, indipendentemente da quante volte il senso di rotazione viene invertito.

UN DISPOSITIVO SENSIBILE ALLA POSIZIONE ABBINA AL BASSO COSTO L'ALTA PRECISIONE E LA SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO

(Da «Electronics»)

Nello stesso fascicolo della nota Rivista americana rileviamo un interessante articolo che descrive un trasduttore capacitivo a tre terminali, mediante il quale è possibile evitare i noti effetti definiti col termine anglosassone di «fringing», che fino ad oggi hanno provocato errori nei dispositivi analoghi di precedente creazione. Oltre a ciò, l'apparecchiatura presenta un notevole interesse, in quanto la precisione di misura non subisce alcuna influenza dannosa da parte delle caratteristiche parassite dei cavi di collegamento, e della eventuale capacità distribuita e di dispersione.

Sebbene i trasduttori capacitivi usati per effettuare la misura di posizioni angolari o lineari siano sempre stati più attraenti che non i tipi equivalenti funzionanti su principio elettromeccanico, la loro popolarità ha sempre subito delle inevitabili limitazioni, in quanto solo le versioni più costose erano in grado di raggiungere precisioni migliori dell'1%. Nei loro confronti, la principale fonte di inesattezza erano gli effetti capacitivi, pur ammettendo che nei trasduttori di tipo più recente tali effetti erano stati notevolmente ridotti, grazie all'impiego di un elettrodo capacitivo di nuova struttura.

Il dispositivo al quale l'articolo si riferisce è anche esente da fenomeni di attrito e di rumore, per cui è in grado di convertire spostamenti angolari o lineari in una tensione lineare, con una precisione che raggiunge lo 0,1%.

La figura 3 che riproduciamo dall'articolo rappresenta un tipo di «sensore» elementare. L'uscita dell'amplificatore controelegato ad alto guadagno è linearmente proporzionale alla superficie dell'elettrodo sensore che viene affacciato contro la piastra rotante (nel disegno, identificata dalla dicitura «driven plate»). Nel circuito equivalente, C_1 rappresenta la capacità che sussiste tra quest'ultima e la superficie attiva esposta, mentre C_2 rappresenta la capacità che si manifesta tra la superficie attiva e quella di guardia.

Il concetto fondamentale sul quale lo strumento si basa, implica due piastre parallele fisse, separate da uno schermo mobile. Dal momento che questo schermo è l'unica parte suscettibile di spostarsi, le fonti di attrito vengono ridotte al minimo. Inoltre, dal momento che essa è per giunta collegata direttamente a massa, gli errori provocati dai suoi eventuali spostamenti assiali non voluti corrispondono approssimativamente alla decima parte dell'entità che essi presenterebbero se il medesimo dispositivo venisse usato come elemento attivo.

Il sistema illustrato alla citata figura 3 è riferito ad un trasduttore di tipo an-

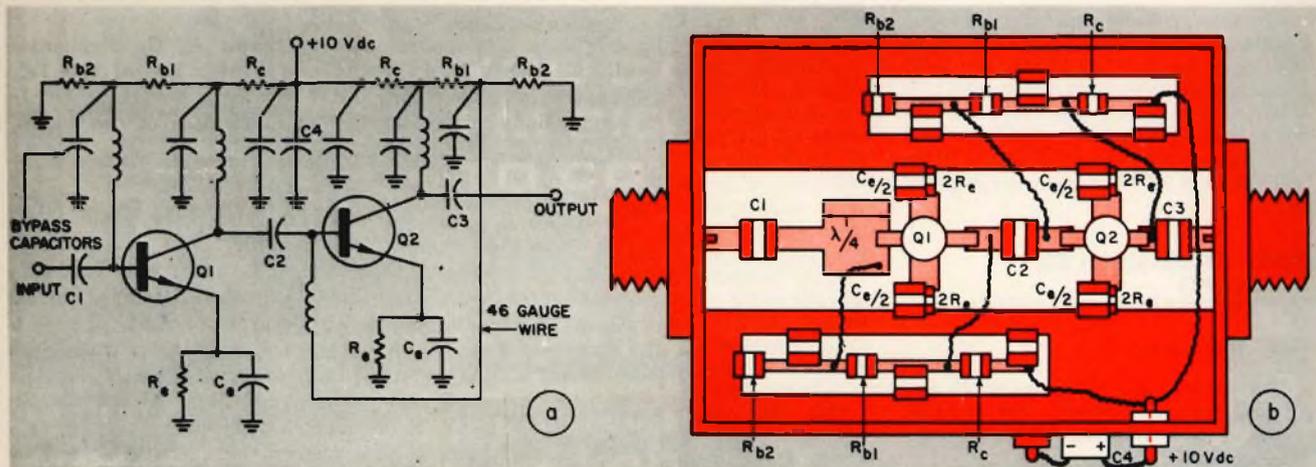


Fig. 6 - Circuito elettrico dell'amplificatore «microstrip» per microonde (a): a destra (b) è invece illustrata la struttura reale del dispositivo, in modo da mettere in evidenza la posizione dei componenti e dei connettori di ingresso e di uscita.

golare, caratterizzato da un'uscita lineare. Le distanze d_1 e d_2 che si riscontrano tra la piastra circolare fissa e quella mobile, costituita dallo schermo semi-circolare, vengono contenute entro il minimo possibile rispetto alla superficie degli elettrodi, proprio per rendere minimi gli effetti «fringing». In pratica, per un trasduttore munito di piastre di diametro compreso tra 2 e 3 pollici, d_1 può avere un valore compreso tra 0,05 e 0,10 pollici, mentre d_2 può avere un valore compreso tra 0,005 e 0,010 pollici.

La figura 4 illustra — sempre in forma didattica — un commutatore transistorizzato, pilotato con un segnale alla frequenza di 10 kHz, avente il compito di fornire il necessario campo alternato. L'uscita del trasduttore viene successivamente amplificata tramite un amplificatore controeazionato ad alto guadagno, e viene in seguito rivelata secondo un sistema sincrono. Il segnale a corrente continua risultante viene del pari amplificato, prima di essere utilizzato per scopi pratici.

La figura 5 rappresenta infine alcune variazioni sul tema precedentemente enunciato: conferendo alla piastra ed allo schermo sagome diverse, il circuito del trasduttore capacitivo fondamentale può essere modificato in modo tale da risultare sensibile nei confronti di posizioni angolari (A), di forze di torsione (B), oppure della distanza totale coperta dall'albero rotante (C), indipendentemente dal numero di volte in cui il senso di rotazione viene invertito.

Un dispositivo sensibile alla forza di torsione, da usare nei confronti di alberi rotanti, tale da non implicare l'impiego di anelli a pressione, può essere realizzato conferendo alle piastre fungenti da elettrodi ed allo schermo la forma illustrata nella sezione B della citata figura 5. Per questa particolare applicazione, due schermi, e precisamente S_1 ed S_2 vengono predisposti tra una piastra mobile di forma circolare, ed una piastra ricettrice di materiale conduttivo. Lo schermo S_1 ruota in modo

solidale con l'albero, mentre S_2 risulta fisso, e si trova ad una piccola distanza rispetto ad S_1 . Ciascuno di essi è collegato a massa, ed è munito di fessure.

Mano a mano che l'albero ruota, la capacità presente tra le fessure praticate nello schermo, ed una o entrambe le superfici attive, permette di accoppiare il segnale dell'oscillatore ai canali di ingresso dell'amplificatore. Ad esempio, i diagrammi costituiti da 36 impulsi, rilevati rispetto allo schermo ed all'elettrodo ricettore, possono essere usati per controllare il funzionamento di un codificatore di un albero bi-direzionale, in grado di contare fino a 144 impulsi per rotazione. (718).

SEMPLIFICAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI «MICROSTRIP»

(Da «Electronic Design»)

Uno dei modi più semplici ed economici per realizzare un amplificatore per microonde consiste nel tradurlo in pratica secondo la cosiddetta versione «microstrip», impiegando un circuito convenzionale con emettitore a massa, ed un trasformatore funzionante sulla quarta parte della lunghezza d'onda, come dispositivo per l'adattamento dell'impedenza.

Per le applicazioni funzionanti al di sotto della banda C, l'amplificatore non è soltanto facile da costruire, ma risulta anche molto meno sensibile alle variazioni dei parametri che non gli altri amplificatori impieganti le tecniche di adattamento con circuito aperto o chiuso.

Sebbene l'idea non costituisca il «non plus ultra» agli effetti del guadagno per un determinato transistor, essa presenta però un basso fattore di rumore, una ampia larghezza di banda, ed una eccellente stabilità.

Come è facile osservare alla figura 6, che illustra a sinistra il circuito elettrico dell'amplificatore, e a destra la sua rea-

lizzazione pratica, mettendo in evidenza sia la disposizione dei componenti, sia la disposizione coassiale dei connettori di ingresso e di uscita, uno di tali amplificatori può consistere semplicemente in due stadi in cascata, con accoppiamento del tipo LC. Il segnale di ingresso viene applicato alla base attraverso la capacità C_1 , uno stadio la cui alimentazione di collettore risulta disaccoppiata tramite una delle resistenze contrassegnate R_c , e la capacità facente capo a massa.

L'intero dispositivo funziona con una tensione di alimentazione di +10 V, che — attraverso il secondo disaccoppiamento R_c — alimenta anche il circuito di collettore del secondo stadio. Il segnale di uscita viene invece prelevato dal collettore di quest'ultimo, tramite la capacità C_3 .

I quattro paragrafi che descrivono questa particolare realizzazione mettono innanzitutto in evidenza il fatto che un amplificatore a due stadi non implica alcuna precauzione agli effetti dell'isolamento: in secondo luogo vengono descritte le norme di progetto del circuito di adattamento di ingresso. Il terzo paragrafo chiarisce in quale modo un inadeguato collegamento a massa può essere fonte di fenomeni di instabilità, ed infine vengono messe in risalto le eccezionali qualità di sicurezza di funzionamento, ottenibili con questa particolare struttura.

Le prestazioni più importanti del circuito sono le seguenti, riferite rispettivamente alla temperatura di circa -18 , $+24$ e $+25^\circ\text{C}$:

- Guadagno dell'amplificatore: 14,9 - 15,0 - 14,6 dB
- Fattore rumore: 4,6 - 4,7 - 5,0 dB.
- Rapporto onde stazionarie (ingresso): 1,3 - 1,3 - 1,3.
- Intensità di corrente: 7,0 - 8,7 - 10,5 mA.
- Variazioni del guadagno in funzione delle variazioni della tensione di alimentazione di $12\text{ V} \pm 1\text{ V}$: 1 dB/V.

La nota è corredata di un grafico che esprime la curva di responso dell'amplificatore in funzione del guadagno e della frequenza di funzionamento espressa in GHz, ed è conclusa con numerosi riferimenti ad altri articoli pubblicati dalla stampa tecnica mondiale sullo stesso argomento, e ad una vasta bibliografia. (717).

IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI

(Da «Television»)

Ci riferiamo alla prima parte di una serie di articoli, dedicata alle tecniche moderne di realizzazione e di impiego dei circuiti televisivi.

Questa prima parte si riferisce all'impiego dei suddetti circuiti integrati per la realizzazione della sezione suono funzionante col sistema «intercarrier».

Come argomento introduttivo, l'Auto-

re si esprime dicendo che non abbiamo ancora fatto in tempo ad abituarci alla disponibilità sul mercato di ricevitori televisivi in bianco e nero ed a colori, funzionanti interamente a transistori, che troviamo già numerosi modelli che fanno ampio uso dei circuiti integrati. Ovviamente, si tratta di una tendenza che verrà sempre più diffusa, in quanto — come tutti sappiamo — i circuiti integrati semplificano sia le tecniche produttive, sia le operazioni di messa a punto, di collaudo e di manutenzione, e comportano inoltre una maggiore sicurezza di funzionamento, una produzione più celere, ed una semplicità circuitale spinta all'estremo.

Uno dei primi circuiti integrati di comune impiego nei ricevitori televisivi è stato il tipo Mullard TAA570, che viene incapsulato in un involucre del tipo TO-74, a dieci terminali. Questo tipo di circuito viene usato nel telaio del televisore monocromatico Pye Mod. 169 mono-standard, nella serie di televisori

monocromatici GEC-Sobell 2047-1047, e nel telaio Philips mono-standard a colori tipo G8, proprio per svolgere le importanti funzioni di amplificazione a Media Frequenza suono col sistema «intercarrier», nonché le funzioni di limitazione, di rivelazione di pre-amplificazione del segnale audio.

L'uscita di questo circuito integrato può essere applicata direttamente all'ingresso di uno stadio finale a Bassa Frequenza, caratterizzato da una sensibilità di circa 0,5 V per poter sviluppare la massima potenza di uscita.

Sotto questo aspetto, la Mullard suggerisce l'impiego di un circuito «push-pull» del tipo «single-ended» funzionante in classe A, costituito da due transistori del tipo BC158 e due BD131, sebbene il circuito integrato citato possa essere usato anche per pilotare un triodo-pentodo, come ad esempio il tipo PCL86.

In un secondo paragrafo l'Autore afferma che lo schema elettrico di questo circuito integrato è piuttosto complesso, e non viene fornito unicamente in quanto non potrebbe essere di alcuna utilità per il tecnico di servizio. Infatti, ben pochi punti del circuito sono accessibili dai terminali esterni. Dal momento che gli stadi attivi vengono realizzati facilmente sotto forma di circuiti integrati, se non addirittura più facilmente che non con componenti passivi, la struttura di un circuito integrato tende ad essere più complessa che non quella del circuito equivalente a transistori che esso è in grado di sostituire.

Un altro fattore determinante per la inutilità di rendere noto il circuito elettrico vero e proprio consiste nell'esistenza di accoppiamenti incrociati e di valori resistivi e capacitivi distribuiti, che non potrebbero neppure essere rappresentati graficamente in modo adeguato in uno schema elettrico di tipo convenzionale. Per questi motivi, l'articolo riporta soltanto lo schema a blocchi, che riproduciamo alla figura 7, unitamente ai componenti esterni che esso comporta. Il segnale suono «intercarrier» separato, avente la frequenza centrale di 6 MHz, viene applicato all'ingresso, che presenta un'impedenza di circa 4 k Ω , in parallelo ad una capacità di 13 pF.

I primi quattro stadi consentono una amplificazione sufficiente, ed effettuano anche la funzione di limitazione del segnale a 6 MHz, grazie all'impiego di amplificatori simmetrici bilanciati.

Successivamente, il segnale prosegue lungo due diversi percorsi: uno di essi raggiunge direttamente il rivelatore in quadratura, mentre l'altro, tramite un circuito esterno di sfasamento a 90°, viene applicato ad un altro ingresso del rivelatore di fase.

Il segnale a frequenza acustica proveniente dal rivelatore subisce l'effetto di de-ensasi ad opera di un condensatore esterno, dopo di che raggiunge l'amplificatore propriamente detto di Bassa Frequenza.

Il guadagno del preamplificatore può essere controllato applicando una tensio-

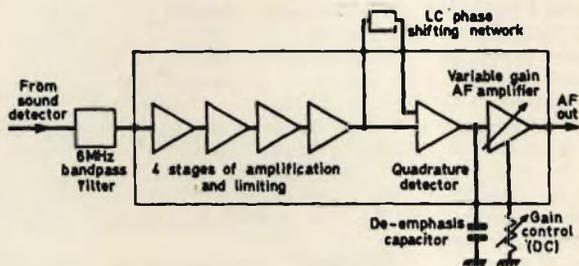


Fig. 7 - Schema a blocchi dell'amplificatore di Media Frequenza suono «intercarrier» a circuito integrato, Modello TAA570.

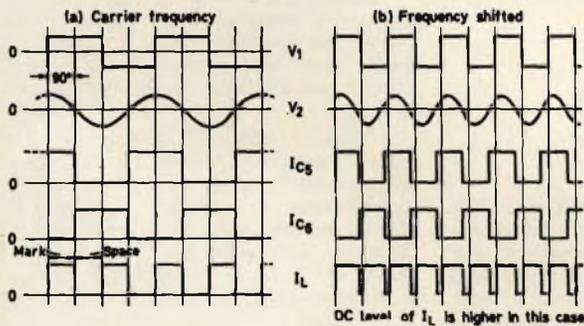


Fig. 8 - Grafici illustranti le forme di onda in gioco nel rivelatore in quadratura, e precisamente per la frequenza portante (a), e per lo spostamento di frequenza (b).

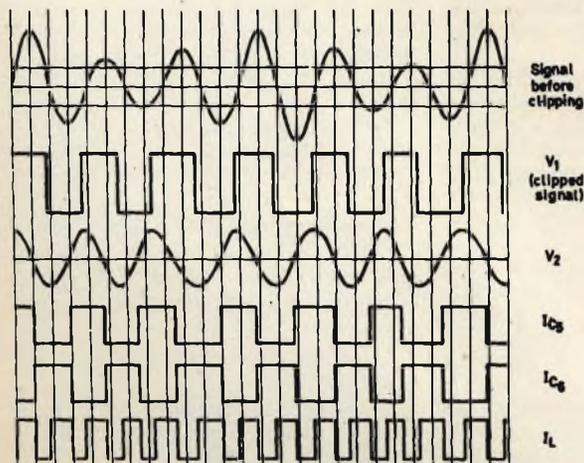


Fig. 9 - Rappresentazione grafica degli effetti della modulazione di ampiezza, e della relativa eliminazione.

namento di quest'ultimo, dopo di che l'articolo viene concluso con l'esposizione dei risultati della tecnica di impiego, riferiti al circuito completo del generatore di ritardo che riproduciamo qui alla figura 16.

Tali risultati sono stati ottenuti mediante l'esecuzione di apposite misure, con i valori dei componenti precisati nello schema illustrato. Le resistenze sono tutte a strato metallico, e — come è facile riscontrare — sono stati inseriti dei diodi supplementari nel circuito di emettitore nello stadio VT₁, come pure nel circuito di VT₃, per compensare le eventuali variazioni degli impulsi di ritardo, imputabili alla temperatura.

La linearità del ritardo è una funzione dell'intensità della corrente di carica del condensatore di controllo del tempo. Sebbene il transistor VT₃ venga impiegato come sorgente di corrente costante, la sua corrente di collettore non è in effetti esattamente costante, pur essendo tale la corrente di emettitore, a causa dell'effetto in parallelo della resistenza del collettore, ed anche a causa dell'effetto di carico di MR₁ e di MR₂.

Di conseguenza, il difetto di linearità del rapporto ritardo/tensione di comando, misurato come percentuale di scarto tra la curva reale e quella ideale, si è rivelato inferiore allo 0,1% in una gamma estesa con rapporto 400 : 1 (vale a dire da 15 μsec a 6 msec), con una sensibilità di 750 μsec/V.

Con una linearità ridotta, la gamma utile può essere triplicata, o — più particolarmente — ciò è possibile se VT₅ e VT₆ non possono raggiungere lo stato di saturazione, e se si impiegano le tensioni di alimentazione più elevate.

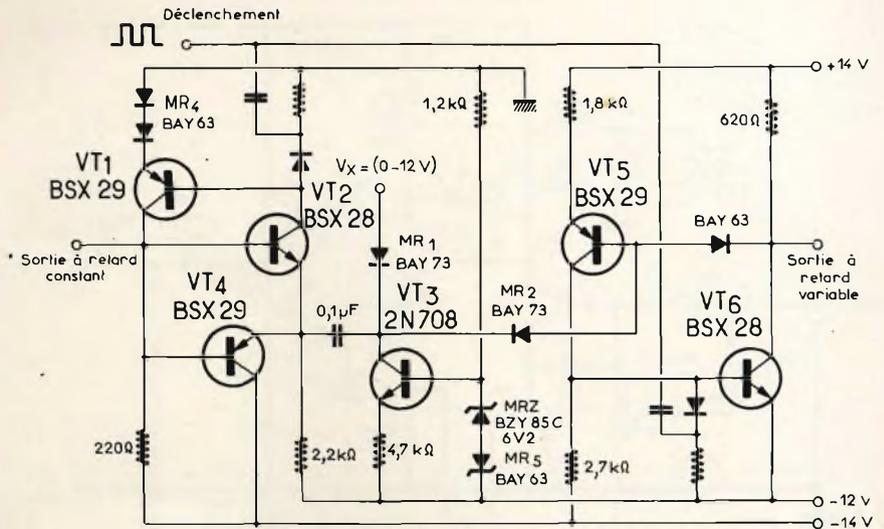


Fig. 16 - Circuito elettrico completo del generatore di ritardo lineare a larga banda.

L'ultima figura dell'articolo (non riprodotta) illustra gli oscillogrammi ottenibili col circuito di ritardo, in riferimento a tre diversi valori della tensione di controllo. (716).

UN MISCELATORE STEREO

(Da «Wireless World»)

Il miscelatore stereo che viene descritto in questo articolo, e nella seconda parte pubblicata nel numero successivo della Rivista inglese, può funzionare con cinque diversi tipi di sorgenti di se-

gnale, e precisamente con una testina fonografica di tipo magnetico, con una testina di tipo ceramico, con una testina a cristallo, con microfoni di vario genere, e con un segnale proveniente da altre sorgenti (come ad esempio un sintonizzatore, un ricevitore per filodiffusione, un registratore a nastro, ecc.), applicabile ad un ingresso ausiliario.

Nell'ordine citato, la massima sensibilità di ingresso ammonta rispettivamente ad 1,5 mV, a 15 mV, a 70 mV, ad un livello corrispondente al tipo di microfono, ed a 230 mV su di un'impedenza di 50.000 Ω, per l'ingresso ausi-

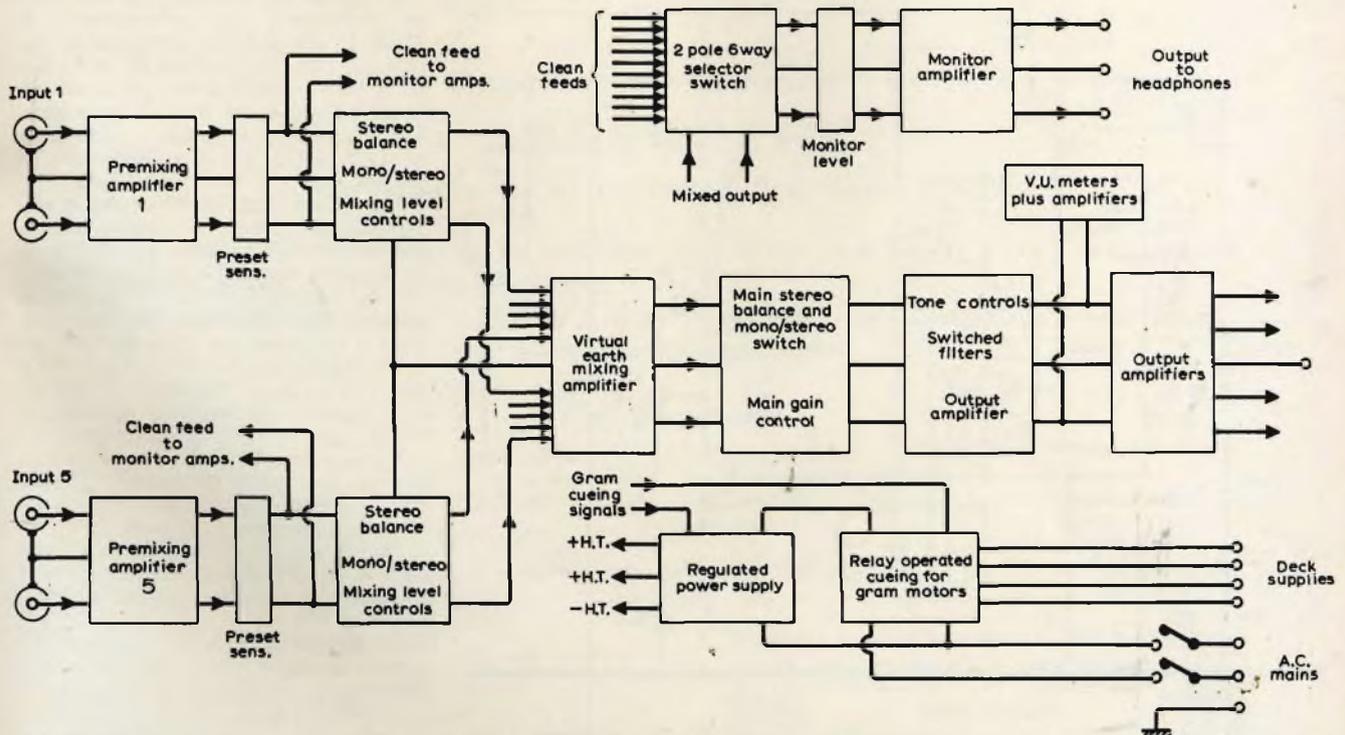


Fig. 17 - Schema a blocchi illustrante le caratteristiche principali dei vari stadi che costituiscono il miscelatore stereo.

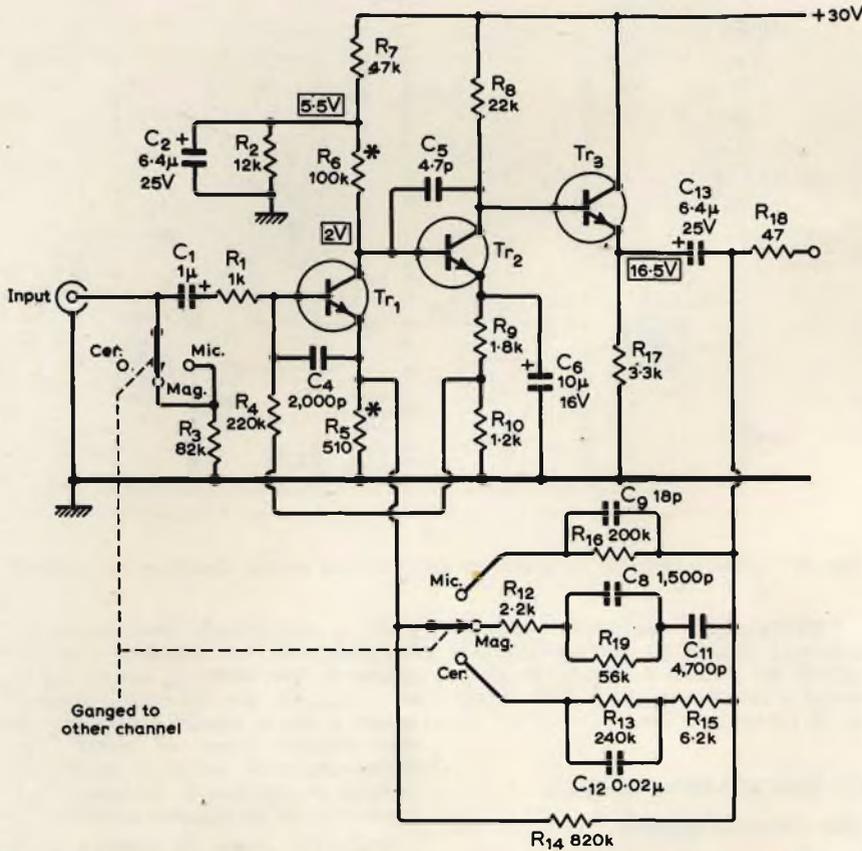


Fig. 18 - Dettaglio del circuito di amplificazione per testine grammofoniche, completo di commutatore per prestabilire la necessaria equalizzazione.

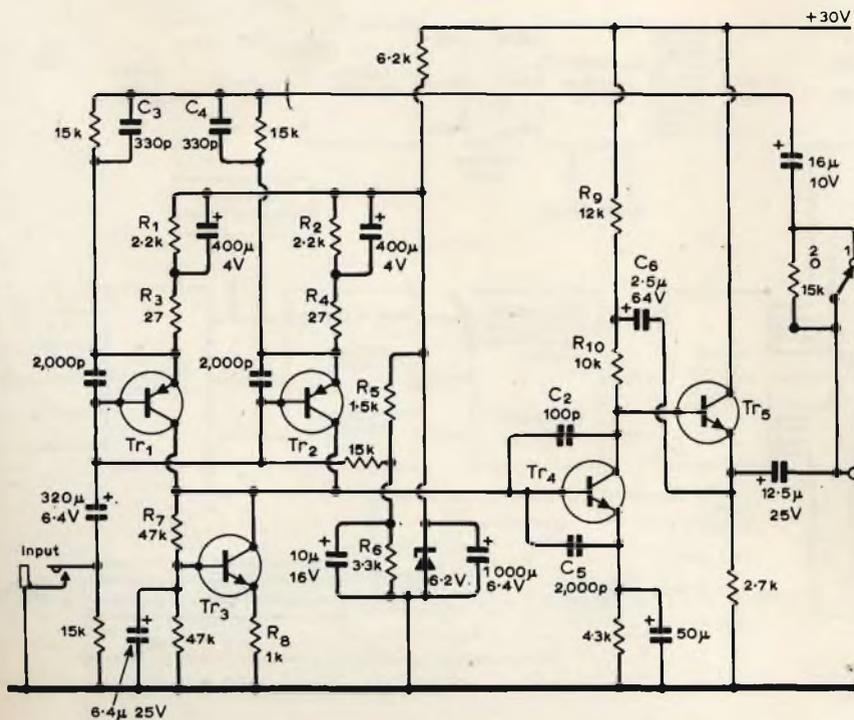


Fig. 19 - Circuito elettrico degli stadi di amplificazione adatti al funzionamento con un microfono a media impedenza.

liario, sempre in riferimento alla frequenza di 1.000 Hz.

La figura 17 rappresenta lo schema a blocchi del dispositivo: esso consta di due amplificatori di pre-miscelazione, seguiti entrambi da un dispositivo che prestabilisce la sensibilità nei confronti del tipo di segnale di ingresso applicato. Questi due stadi sono seguiti a loro volta dai relativi circuiti di bilanciamento stereo, che possono essere adattati anche al funzionamento monofonico, muniti dei comandi per il livello di miscelazione.

Dopo queste due sezioni, i segnali convergono contemporaneamente ad un vero e proprio amplificatore di miscelazione, seguito dagli stadi principali che elaborano il segnale fino alla sezione di uscita.

Per meglio chiarire le prestazioni di questo interessante impianto di amplificazione, riproduciamo alla figura 18 lo schema per il segnale fornito dalla testina fonografica, provvisto di circuito commutabile di equalizzazione, adatto al funzionamento con tre tipi di testine (come abbiamo visto, magnetico, ceramico ed a cristallo), nonché con qualsiasi tipo di microfono.

Il commutatore a tre posizioni e a due vie, di cui sono illustrati qui due soli settori, nel senso che gli altri due sono meccanicamente accoppiati ad essi, ma fanno parte dell'analogo circuito presente nell'altro canale stereo, predispongono infatti i componenti relativi alla sezione di equalizzazione, sia nel circuito di base dello stadio Tr1, sia nel circuito di controreazione presente tra l'emettitore di Tr1 e l'uscita di emettitore di Tr3.

L'ingresso per il microfono può essere predisposto per un'impedenza di 50.000 Ω, adatta ad un microfono di tipo dinamico. Si tratta quindi di un ingresso ad alta impedenza, che — se abbinato all'impiego di un trasformatore avente caratteristiche adeguate — può essere usato anche per il collegamento di un microfono a bassa impedenza.

Per quanto riguarda il circuito di amplificazione adatto al funzionamento con microfoni di media impedenza, riproduciamo invece alla figura 19 lo schema del circuito adatto. La sensibilità massima approssimativa che esso presenta è compresa tra 400 e 500 µV, su di un'impedenza di 600 Ω, e tra 120 e 200 µV, su di un'impedenza di 200 Ω. Il margine di sovraccarico ammonta a 30 dB (con lo 0,1% di distorsione).

Il responso alla frequenza di questo circuito può essere considerato praticamente lineare tra 20 Hz e 25 kHz, con una tolleranza di -3 dB, ed il rapporto tra segnale e rumore non è inferiore a 60 dB, valore che si estende a 66 dB con i microfoni aventi un'impedenza di 200 Ω.

Le diverse sezioni che costituiscono questo impianto sono illustrate dettagliatamente in numerose figure, tra le quali vale la pena di citare la sezione di bilanciamento stereo propriamente detta, il grafico che illustra la curva di

responsso R.I.A.A. per le testine fonografiche, l'attenuatore per l'impiego con cartucce ceramiche ad alto livello di uscita, gli amplificatori microfonicici con ingresso a bassa impedenza, ed il miscelatore virtuale.

Come già si è detto, l'articolo viene concluso in una seconda parte, nella quale vengono dettagliatamente discusse le prestazioni dell'impianto. (715).

PICCOLA GUIDA DELLE APPLICAZIONI DEGLI AMPLIFICATORI ORIZZONTALI

(Da «Le Haut Parleur»)

L'articolo che recensiamo non è fine a se stesso, bensì fa parte di una serie di articoli che ha avuto inizio nei due fascicoli precedenti della Rivista francese.

L'impiego degli amplificatori operazionali va diffondendosi sempre più, soprattutto per quanto riguarda la realizzazione di dispositivi di comando e di controllo, di «computer», di ordinatori, ecc., e — dal momento che si tratta di una tecnologia assai avanzata e moderna, è indubbiamente importante che il tecnico moderno sia il più possibile aggiornato in questo campo.

La letteratura tecnica disponibile su questo argomento è già di per se stessa abbastanza vasta, ma — in linea di massima — siamo del parere che l'esposizione dei singoli argomenti separatamente, e dosata in varie riprese, come accade appunto di solito attraverso le Riviste tecniche, consenta una più rapida e completa assimilazione della ma-

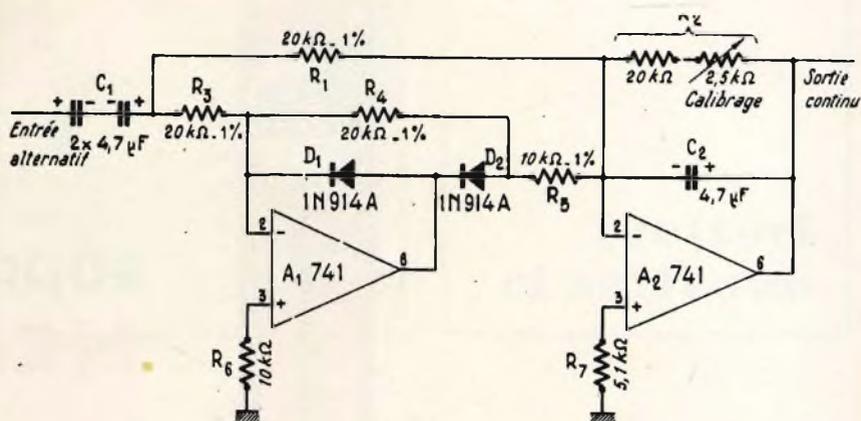


Fig. 20 - Un esempio di impiego degli amplificatori operazionali costituito dal circuito di un rettificatore a doppia semionda, completo di filtro.

teria, a tutto vantaggio di chi desidera documentarsi su di un determinato argomento.

In questa occasione, l'Autore considera un primo circuito in grado di fornire un segnale di polarità invertita rispetto all'ingresso, ed avente un'ampiezza pari alla decima parte del prodotto delle due tensioni applicate agli ingressi analogici.

Nei confronti di questo circuito, la tensione V_1 deve essere positiva, mentre V_2 può essere indifferentemente positiva o negativa.

Il circuito riprodotto alla figura 20 rappresenta invece un rettificatore per doppia semionda, seguito da un filtro per la tensione media.

Per meglio comprendere il funziona-

mento di questo circuito, è necessario seguire l'evoluzione dell'alternanza negativa, più che quella dell'alternanza positiva.

Tra gli altri argomenti considerati in questa parte della serie di articoli sono da citare per l'interesse che essi presentano un generatore di segnali sinusoidali, un generatore di segnali a dente di sega, un circuito per la regolazione automatica di una tensione di alimentazione, ed un circuito per la limitazione di intensità.

Seguiremo con attenzione questa serie di articoli, e non mancheremo di tenere i Lettori al corrente di eventuali altri argomenti che verranno sviluppati nel medesimo campo, sempre che siano di reale interesse. (718)

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 tramite esami, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettrotecnica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »: **Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...**

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-'63

- 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

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo





soprattutto
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court

a cura di P. SOATI



i lettori ci scrivono

in considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è di sole lire 1.000.

Fig. GRASSI F. - Milano Regolazione della velocità di piccoli motori

La figura 1 si riferisce al circuito elettrico di un dispositivo adatto a controllare la velocità di motori in serie di piccola potenza come quelli che sono usati nei trapani elettrici portatili, nei frullatori ed altri apparecchi del genere la cui potenza massima è dell'ordine di 0,5 HP. Esso oltre a consentire delle regolazioni di velocità entro limiti abbastanza estesi, mantiene costante la velocità stessa anche per sensibili variazioni del carico.

Il motore è collegato in serie con il tiristore e con la rete di alimentazione in corrente alternata.

Durante la mezza onda in cui il diodo D2 conduce, il condensatore C4 si carica attraverso il resistore R1 e D2 mentre quando D2 è bloccato C4 si scarica attraverso il potenziometro RV1, il qua-

le pertanto consente di stabilire il valore della velocità desiderata.

Il potenziometro RV2 serve invece a regolare la velocità minima di rotazione del motore.

Questo circuito naturalmente non è valido per la regolazione della velocità dei motori ad induzione.

Tutti i valori indicati nello schema elettrico sono in ohm, per quanto concerne i resistori, ed in microfarad, per i condensatori.

Le due impedenze L1 e L2 devono avere una induttanza di 4 mH ciascuna ed eventualmente possono essere costruite avvolgendo 14 spire di filo smaltato del n. 14 su di un nucleo Philips o Mullard FX525 e FX3328.

Riportiamo le caratteristiche dei principali componenti il circuito.

R1 = 5,6 kΩ ± 20% 6 W. R2 = 150 Ω ± 20% 3 W. RV1 = 2 kΩ 3 W potenziometro del tipo a filo. RV2 =

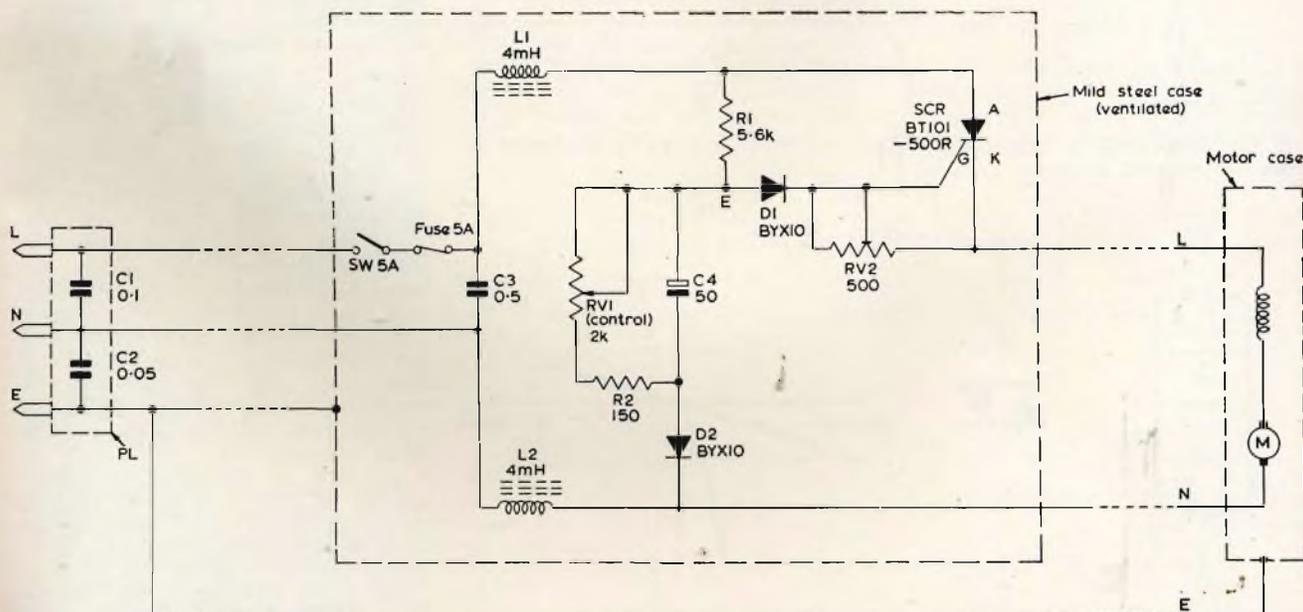


Fig. 1 Schema elettrico di un regolatore di velocità per motori di piccola potenza in serie (massimo 0,5 HP) comandato da un tiristore.

500 Ω potenziometro anche del tipo a carbone.

$C1 = 0,1 \mu F$ 350 V. $C2 = 0,05 \mu F$ 350 V. $C3 = 0,5 \mu F$ 350 V. $C4 = 50 \mu F$ condensatore elettrolitico 40 V.

SCR (tiristore) del tipo Mullard BT101-500R o di tipo simile montato su di un dissipatore di calore di 225 mm². $D_1 = D_2 =$ diodo BYX10 o di tipo simile.

Come mostra lo schema il montaggio deve essere racchiuso in un contenitore metallico collegato alla massa del motore e alla terra (lettera E della spina di ingresso).

Fig. DI MARCO G. - Bari
Tiristori e triac

Il tiristore, come mostra la figura 2 è costituito da un semiconduttore al silicio dotato di quattro strati P e N alternati fra loro. Con tale struttura si ottiene un elemento che conduce la corrente in un unico senso, quello della sua polarizzazione, solo quando si dà tensione positiva all'elettrodo di comando.

Il tiristore (SCR) può essere considerato come un diodo controllato in quan-

to se non viene comandato blocca la corrente non solo quando la tensione applicata tra anodo e catodo è negativa, ma anche se essa diventa positiva.

Dal momento in cui il tiristore viene innescato con un impulso di tensione al suo elettrodo di comando, passa in conduzione e continua in tale stato finché la corrente non scenda al disotto di un determinato valore di mantenimento. Variando quindi la sequenza degli impulsi di accensione varia di conseguenza il valore efficace della corrente.

Se si inserisce un tiristore in un circuito a corrente alternata esso può condurre soltanto la corrente della semionda positiva ed al termine del relativo semiperiodo si blocca automaticamente poco prima del passaggio della corrente per il punto zero. Per poter alimentare un carico in alternata è perciò indispensabile utilizzare due tiristori come è indicato in figura 3, in modo che uno di essi conduca la semionda positiva e l'altro quella negativa. Questo collegamento è detto in antiparallelo.

Il triac, detto anche tiristore bidirezionale, rappresenta un ulteriore sviluppo del tiristore e risolve con un unico elemento la stessa funzione di due tiristori collegati in antiparallelo. Esso è pertanto in grado di condurre e di bloccare tanto la semionda positiva quanto quella negativa. Gli elettrodi di un triac sono sempre tre, come per il tiristore (figura 4), e cioè l'elettrodo di comando e i due elettrodi A1 e A2 che ovviamente in questo caso non possono più essere denominati anodo e catodo.

Anche per il triac, come il tiristore, una volta cessati gli impulsi di innesco, la conduzione di corrente continua fino al suo periodico passaggio per il punto di zero, quando cioè essa scende sotto il valore di mantenimento.

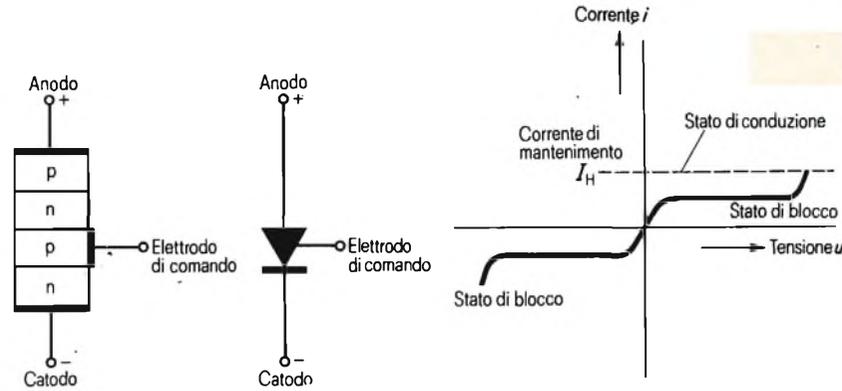


Fig. 2 - Costituzione di un tiristore (SCR) e relativo simbolo grafico. La curva si riferisce alle caratteristiche pnpn del tiristore.

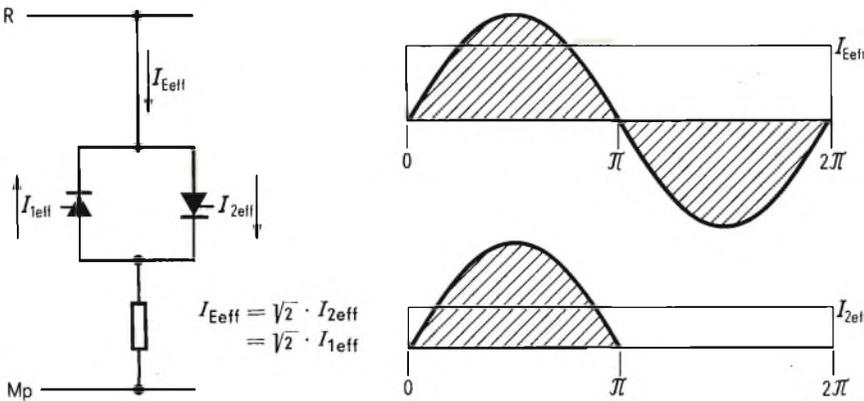


Fig. 3 - Inserimento in antiparallelo di due tiristori allo scopo di alimentare un carico in corrente alternata.

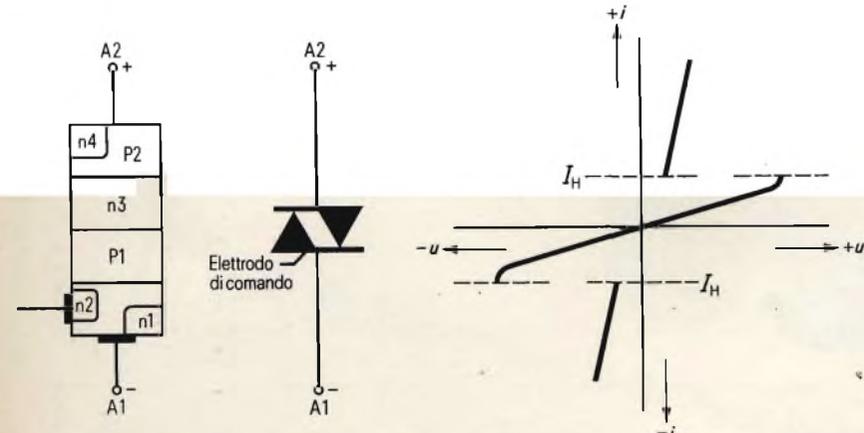


Fig. 4 - Costituzione di un triac e relativo simbolo grafico. Le curve si riferiscono alle caratteristiche di corrente e di tensione del triac.

Fig. RONCHI N. - Genova,
Fig. GABBRI D. - Roma
Uso dei radiotelefoni CB

Sull'uso dei radiotelefoni CB ci siamo già intrattenuti a suo tempo anche in questa rubrica.

Nel campo delle radiocomunicazioni le uniche norme che fanno testo sono riportate nel REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI, mentre ciascuno stato provvede ad emanare delle norme supplementari per quanto concerne quei servizi la cui organizzazione è affidata ai propri enti civili o militari.

E' ovvio pertanto che il regolamento per i CB adottato negli Stati Uniti non abbia alcun valore per quanto concerne l'Italia e quindi la sua pubblicazione nella rivista in pratica non avrebbe alcun interesse.

L'attività dei CB negli USA è regolata da un insieme di norme piuttosto complesse che nel 1969 hanno subito delle modifiche che sono entrate in vigore nel luglio del 1970.

Noi siamo in possesso delle RULES AND REGULATIONS, Part 95, CITIZENS RADIO SERVICE originali in lingua inglese, aggiornate al 1970 e co-

stituite da 50 articoli, delle quali possiamo inviarLe la foto copia dietro invio dell'importo di lire 2.000.

Per quanto concerne il secondo quesito riportiamo la definizione del servizio CB che è riportata nel suddetto regolamento:

Citizens radio service, a radiocommunications service of fixed, land, and mobile stations intended for short-distance personal or business radiocommunications, radio signaling, and control of remote objects or devices by radio; all to the extent that these uses are not specifically prohibited in this part.

Il regolamento prevede una lunga serie di attività proibite nella banda CB riportando esempi pratici di comunicazioni valide o proibite e fra l'altro specifica che: a CB station shall not be used for engaging in radiocommunications as a hobby or diversion ecc.

Fig. GAZZOLO P. - Genova
Tecniche digitali e comunicazioni radio

La tecnica digitale è impiegata già da parecchio tempo nel campo delle radiocomunicazioni, a questo proposito è sufficiente citare i sistemi di trasmissione a divisione di tempo (PCM) in cui si utilizza la modulazione a codice di impulsi. Questi apparati permettono la trasmissione di segnali in fonia con buona intelligibilità anche quando il rapporto segnale/disturbo è molto basso, sebbene in questo caso si richieda una larghezza di banda maggiore di quella che è necessaria con i sistemi analogici.

In figura 5a, ricavata da una memoria della Marconi Italiana è visibile la configurazione di un collegamento fra due utenti. Nel caso di figura 5a il segnale fonico deve subire una doppia conversione (digitale-analogica e analogica-digitale) per ogni centrale attraversata, oltre ad una coppia di conversioni ai terminali ai quali sono collegati gli utenti; mentre nel caso di figura 5b si hanno solo le conversioni finali.

Un sistema in cui tanto in trasmissione quanto nelle commutazioni tutti i segnali siano omogenei e di tipo digitale viene definito come sistema integrato di comunicazioni. Nel caso di figura 5b non si ha più la separazione delle funzioni e dei mezzi di trasmissione e di commutazione, che sono caratteristici dei mezzi analogici ma una penetrazione delle due funzioni ed una omogeneità che si estende sia alla natura dei segnali ed alla loro elaborazione che alla struttura degli apparati. I vantaggi che si ottengono con i sistemi integrati sono molti e naturalmente non possono essere esaminati dettagliatamente in questa rubrica: ci limitiamo, per adesso a citarli:

- a) la trasmissione delle informazioni in forma digitale è agevolata data la natura dei segnali all'interno della rete e l'alta capacità di trasmissione.
- b) la qualità dei collegamenti è costante e non dipende dal numero delle commutazioni da parte delle centrali di transito.

c) la struttura digitale rende naturale l'adozione di organi di comando a programma registrato ed al contrario di quanto si verifica nei sistemi analogici è disponibile una elevata capacità di trasmissione.

d) l'impiego di circuiti digitali a medio ed alto grado di integrazione permette di ridurre notevolmente l'ingombro e la potenza degli apparati.

Speriamo presto di poter dedicare un articolo a questo argomento che è senza altro del massimo interesse.

Fig. FERRARI N. - Milano
Circuiti logici COS/MOS RCA

Le logiche COS/MOS della RCA, che in Italia è rappresentata dalla Silverstar, disponibili attualmente sono 23 e precisamente: CD4000A, dual 3-impour Nor Gate. CD4001A, Quad 2 inp Nor Gate. CD4002A, dual 4 inp Nor Gate. CD4004A, 7 stage ripple. CD4006A, MSI 18 stage. CD4007A, dual complementare. CD4008A, MIS. CD4009A, Hew buffer. CD4010A, Tex buffer. CD40011A, Quad 2 inp Nand Gate. CD4012A, dual 4 inp. Nand Gate. CD4013A, Dual «D» flip-flop. CD4014A, MSI 8 stage. CD4015A, MSI dual 4 stage. CD4016A, Quad bilaterale. CD4017A, MSI decade. CD4018AA, MSI CD4019A, Quad And Or. CD4020A, MSI 14 stage. CD4021 8 stage. CD4022A, 8 counter/divider. CD4023A, triple 3 inp Nand Gate. CD4025A, triple 3 inp Nor Gate.

I vari contenitori sono contraddistinti da un diverso suffisso secondo la seguente tabella:

dual in line, ceramico	«D»
dual in line, plastico	«E»
flat pack	«K»
TO-5	«T»

La figura 6 si riferisce all'unità base di ogni circuito COS/MOS. Questo circuito monolitico è costituito da un transistor MOS, canale P, e da un transistor canale N (con i due drains connessi in comune ed operanti in collegamento serie con un'unica alimentazione). Le due figure b) e c) servono a spiegare il funzionamento del circuito.

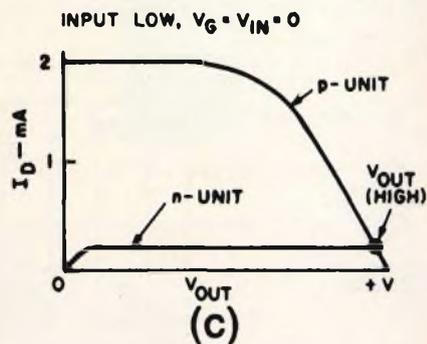
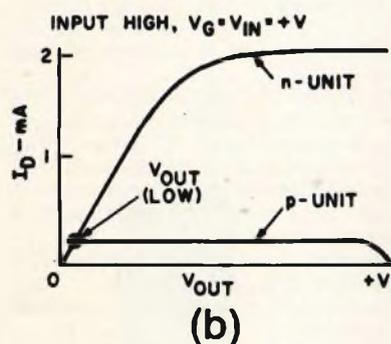
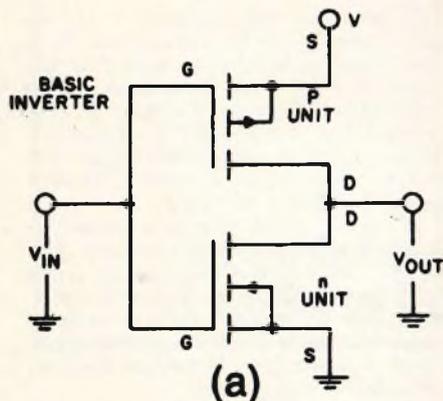


Fig. 6 - Nella figura a) è indicata la unità base di ogni circuito COS/MOS. Le curve delle figure b) e c) servono a spiegare il funzionamento del circuito.

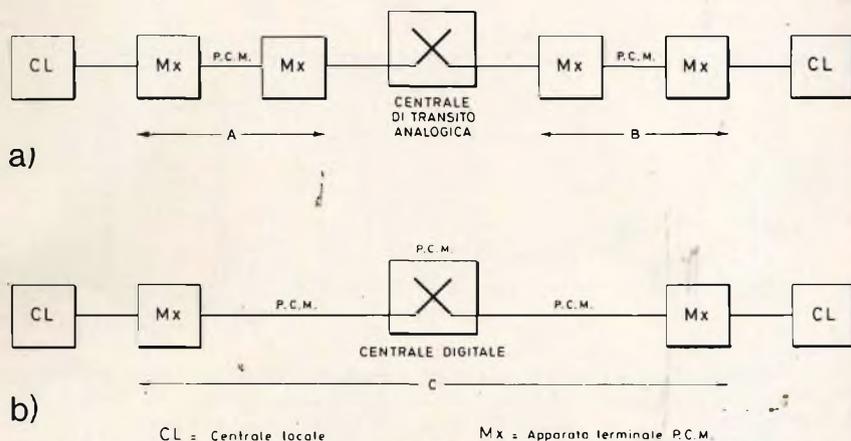


Fig. 5 - Esempio tipico di trasmissioni digitali e centrali di commutazione analogiche.

L'escursione della tensione di comando, come è visibile nella figura b) è compresa fra la tensione zero e la tensione + V. Quando la tensione + V è applicata all'ingresso il canale N è in conduzione ed il canale P è bloccato: la uscita quindi è nello stato logico zero e l'inversione logica di tensione avviene come è illustrato in figura.

E' ovvio quindi che in entrambi gli stadi logici quando un transistor è in conduzione l'altro è bloccato; di conseguenza, poiché la dissipazione in quiete, è data dal prodotto della corrente di fuga del canale interrotto per la tensione di alimentazione, la potenza dissipata in quiete è molto bassa.

Per esempio con alimentazione a 10 V, la corrente di fuga (leakage current) è di circa 1 nA e ciò porta ad una dissipazione di 1 nW in entrambi gli stadi logici.

Le logiche COS/MOS possono essere alimentate positivamente o negativamente, con tensioni da 1,3 V fino a 15 V.

Le principali caratteristiche sono: bassa potenza dissipata che è dell'ordine di 10 nW per i gates (cioè le porte) e 10 µW per i circuiti MSI.

Altissima immunità al rumore. Alta impedenza di ingresso: $10^2 \Omega$.

Temperatura di lavoro con contenitore ceramico: - 55 °C / + 125 °C, con contenitore plastico - 45 °C / + 85 °C. Compatibilità con TTL e DTL.

**Fig. MARCELLINI F. - Roma -
Sig. BIANCHI N. - Torino**

Relè per la regolazione di macchine

Il suo problema pensiamo possa essere risolto mediante l'impiego del relè a tempo elettronico SIEMENS 7PV32, per montaggio sporgente e 7PV33 per montaggio incassato.

Si tratta di relè che trovano impiego nei circuiti di comando, di avviamento, di protezione, di regolazione sulle macchine per la lavorazione della plastica, sulle transfert, per il funzionamento a programma di macchine utensili di ogni tipo, su stiratrici, macchine tessili ed altre macchine del genere quando sia richiesta una precisione di ripetizione dei tempi elevata.

Questo relè funziona a tempo con ritardo dell'eccitazione. Il tempo del ritardo viene determinato da una combinazione R e C, come è visibile nello schema di figura 7.

L'alimentazione è stabilizzata dal Triac e livellata all'uscita del raddrizzatore dal condensatore k1. Per effetto dello zener n5 ai capi del circuito di taratura si stabilisce una tensione rigorosamente costante.

Tramite il diodo n6 si predispose alla conduzione il tiristore p1, mentre inizia la carica del condensatore k2. La costante di tempo del circuito di carica del k2 dipende perciò dal valore di R9. Al-

lorché ai capi di k2 compare il valore prestabilito di tensione il p1 conduce e mette a sua volta in conduzione p2 che comanda il relè di uscita, facendo scattare il contatto di commutazione. Questo contatto rimane nella posizione finale 1-4 finché c'è tensione. Quando manca la tensione il contatto ritorna nella sua posizione di riposo. La regolazione dei tempi viene effettuata esternamente mediante una manopola che comanda direttamente R9.

I relè 7PV32 sono costruiti in quattro tipi distinti nel campo dei tempi da 0,03 a 15 s e sono forniti per le seguenti tensioni in continua ed in alternata: 24, 42, 60, 110, 220 V. Precisione di regolazione $\pm 5\%$, precisione di ripetizione $\pm 1\%$.

Caratteristiche del contatto: corrente permanente 5 A. Potere di interruzione da 5A (220 V) a 0,1 A. Potere di chiusura è di 16 A (220 V.c.a.) e di 0,4 V (220 V.c.c.).

La durata dei contatti va da un minimo di $1,10^5$ manovre (al 100% dei poteri d'interruzione con 50 man/h) ad un massimo da $1,10^6$ manovre al 30% dei poteri di interruzione con 500 man/h).

Sig. MAGNI G. - Livorno -

Sig. AIELLO P. - Napoli Stazioni radiofoniche su onde corte

La stazione da Lei udita sulla frequenza di 15175 kHz è effettivamente Radio Tahiti. La sua frequenza nominale dovrebbe essere di 15170 kHz ma si tratta di una stazione molto instabile che si sposta frequentemente fra i 15165 kHz ed i 15185 kHz.

L'indirizzo è il seguente: Radio Tahiti, Postal Box 125 Papeete.

La stazione ascoltata sulla frequenza di 4790 (in effetti varia fra 4787 e 4790 kHz) non è turca ma si tratta della stazione delle isole Turks nelle Antille che amministrativamente dipendono dalla Giamaica. Questa emittente che annuncia infatti «this is Turks radio islands, VS18» dipende dalla Cable and Wireless Ltd Co, Mercury House, Grand Turk. La potenza di emissione è 300 W e la frequenza nominale di 4560 kHz.

La stazione orientale che trasmette attualmente su 1538 kHz è quella di Baghdad (Iraq) la cui potenza di emissione è di 20 kW.

Nel canale 557 oltre la stazione di Monte Ceneri, trasmettono le seguenti stazioni: Craiova 2°, Touggourt, Greifswald, Helsinki, Cairo 3° oltre a due stazioni portoghesi.

Sul canale onde lunghe di 155 kHz trasmettono le stazioni Moskva, Tromsø, Brasov e Mainflingen.

Sig. ROMANONI G. - Voghera Accensione elettronica

Nel n. 7 del corrente anno di questa rivista è stata descritta la scatola di montaggio della AMTRON UK 875, che è distribuita presso tutte le sedi della G.B.C., mediante la quale è possibile costruire un'efficiente accensione elettronica e scarica capacitiva, la scatola è completa di tutti i componenti.

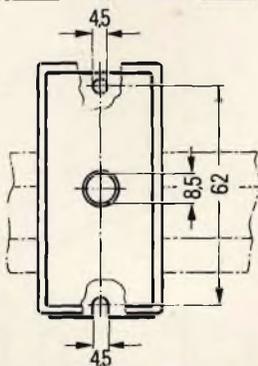
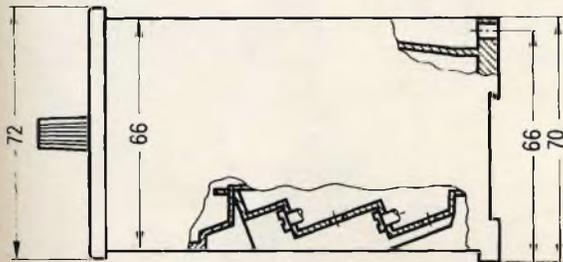
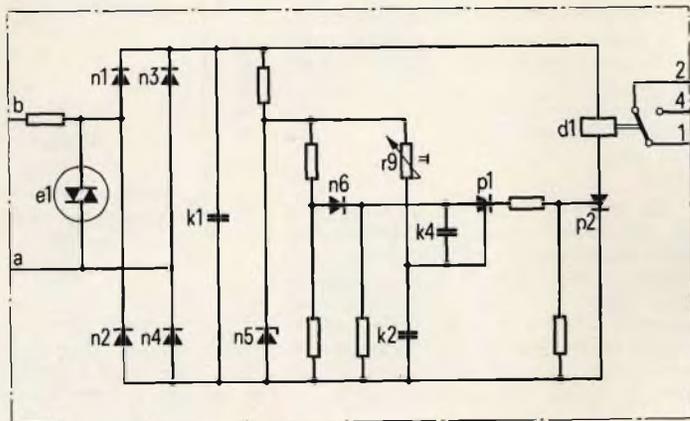


Fig. 7 - Schema elettrico del relè elettronico Siemens 7PV32 e relative dimensioni. Codice: a-b alimentazione; e1 Triac; n1-n4 raddrizzatore a ponte; k1 condensatore di livellamento; n5 diodo Zener; n6 diodo; p1 tiristore; k2 condensatore; r9 reostato di regolazione; k4 condensatore; p2 transistor; dl relè di uscita; 1, 2, 4 morsetti di uscita.

ricetrasmittitori

Mod. CBT 50
 Mod. CB 36
 Mod. TC 130 G

**servizio
 schemi**

**RICETRASMETTITORE
 MOD. CBT 50**

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 200 mW - Potenza d'uscita: 120 mW - Modulazione AM di collettore - Microfono dinamico incorporato - Consumo: 60 mA.

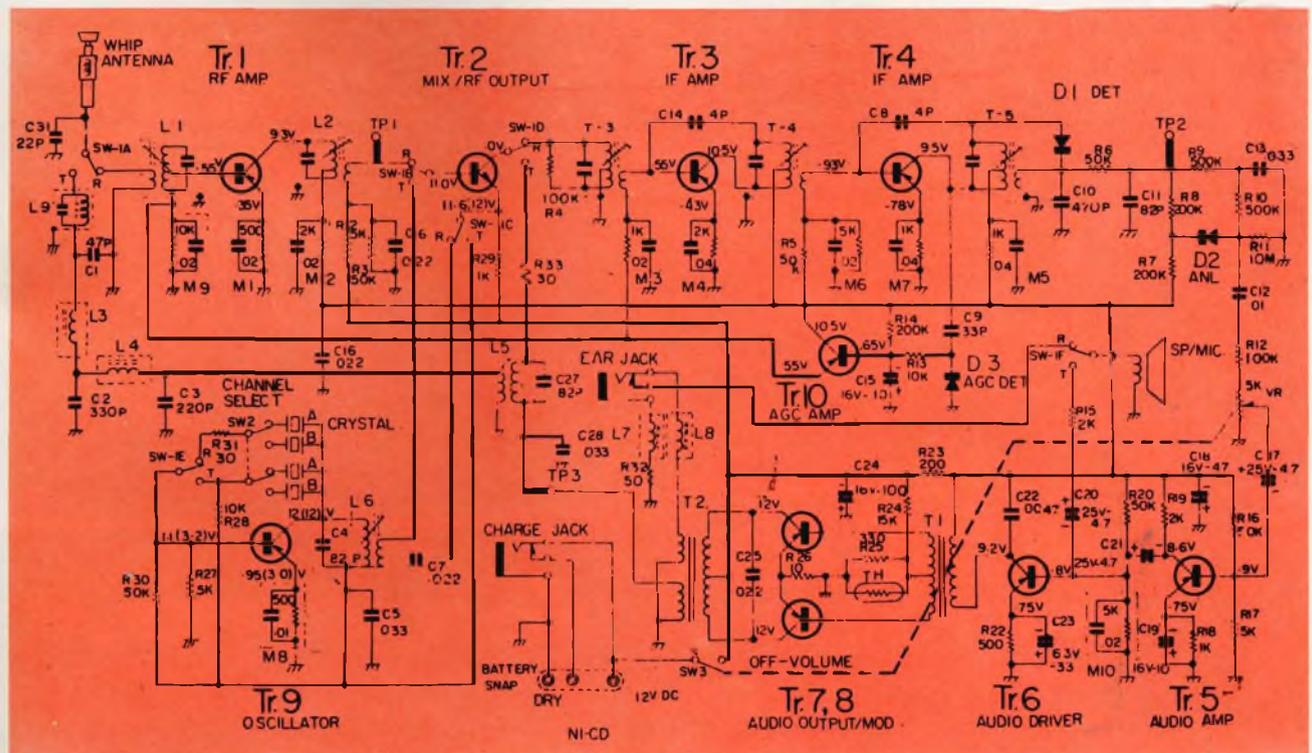
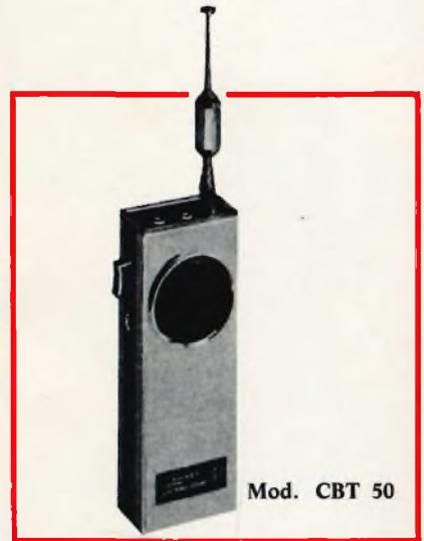
Sezione ricevitore

Circuito supereterodina con preamplifi-

catore AF - Media Frequenza: 455 kHz
 - Potenza B.F.: 250 mW - Consumo: 10 dB/42 mA.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico - Prese per carica batterie al Ni-Cd e auricolare - 2 canali - 10 transistori - Antenna telescopica con impedenza di carico - Alimentazione 12 Vc.c. - Dimensioni: 200 x 77 x 65 - Peso: 600 g.



RICETRASMETTITORE MOD. CB 36

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 1,5 W senza modulazione - Potenza d'uscita: 750 mW - Stabilità di frequenza: $\pm 5 \times 10^{-5}$ ($0 \div 40^\circ\text{C}$)
 - Modulazione: AM di collettore - Microfono dinamico incorporato - Consumo di energia: 2 W.

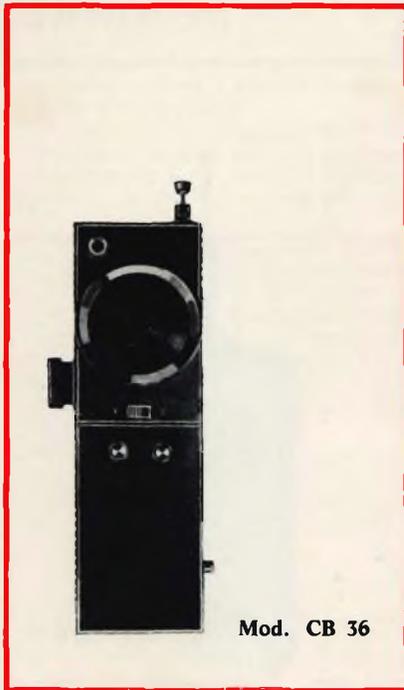
Sezione ricevitore

Circuito supereterodina con preamplificatore AF - Media fre-

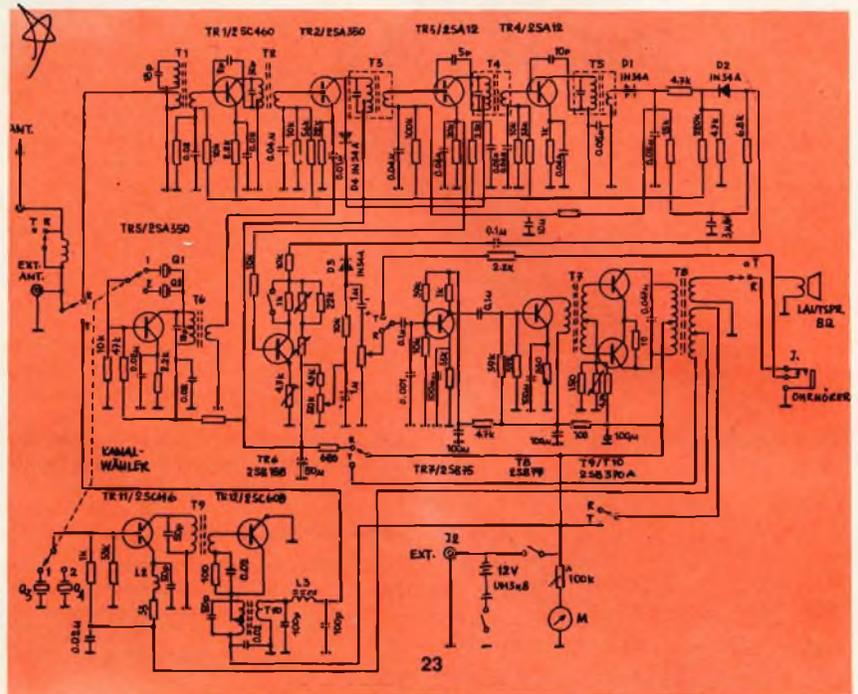
quenza: 455 kHz - Stabilità di frequenza: 5×10^{-5} ($0 \pm 40^\circ\text{C}$)
 - Sensibilità: 6 dB/50 mW (10 dB) - Potenza B.F.: 0,8 W - Consumo di energia: 0,3 W.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico - Soppressore di rumore - Indicatore di carica delle batterie - 2 canali - 12 transistori - Gamma di emissione: 27 MHz - Antenna: 1390 - Alimentazione: 12 Vc.c. - Dimensioni: 248 x 82 x 54 - Peso: 1200 g.



Mod. CB 36



RICETRASMETTITORE MOD. TC 130 G

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 200 mW - Stabilità di frequenza: $\pm 0,005\%$
 - Modulazione AM di collettore.

Sezione ricevitore

Circuito supereterodina con preamplificatore AF - Media Fre-

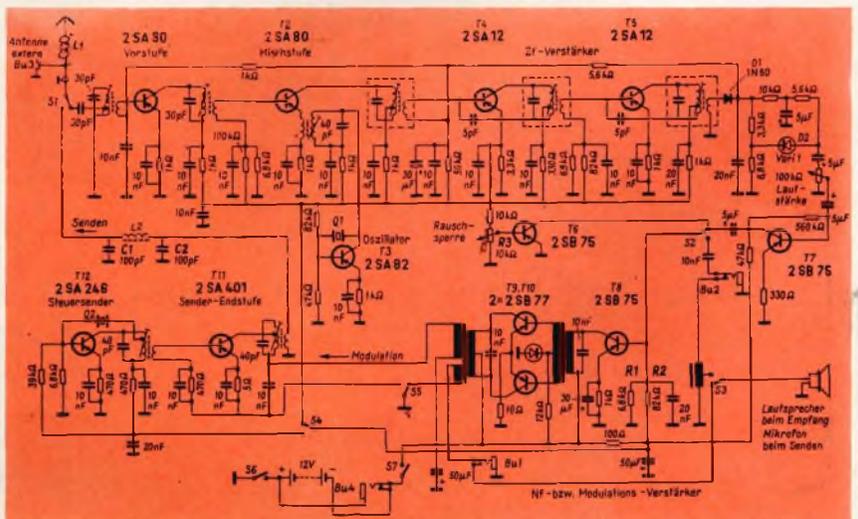
quenza: 455 kHz - Stabilità di frequenza: $\pm 0,005\%$ - Sensibilità: 1 - 2 μV - Potenza B.F.: 180 - 200 mW.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico - Soppressore di rumore - Prese per antenna esterna e microfono - 1 canale - 12 transistori - Gamma di emissione: 27 MHz - Antenna telescopica: 1400 - Alimentazione: 12 Vc.c. - Dimensioni: 210 x 90 x 50 - Peso: 1 kg.



Mod. TC 130 G



diodi e diodi controllati Hockey - Puk



INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 - BORGARO TORINESE

via Liguria 49 - Telef.: 49 84 84 (5 linee) - Telex: 21257 - Telegr.: TLX 21257 Rectiflt Borgaro

UFFICIO DI MILANO 20159 v. Medardo Rosso 16 - T.: 60 08 36 - 67 07 82

UFFICIO DI BOLOGNA 40141 via Francesco Cilea 5 - Telefono: 47 88 75

AGENZIA DI ROMA 00194 via Alberico Albricci 9 - Telef.: 32 76 4 65

QUESTA TABELLA COMPLETA LA SERIE DI EQUIVALENZE FRA I TRANSISTORI LA CUI PUBBLICAZIONE E' INIZIATA SUL NUMERO 6 - 1971

TIPO	TIPO EQUIVALENTE									
	Siemens	Phillips	Telefunken	ITT	Texas	Motorola	S.G.S.	R.C.A.	Fairchild	Altre Case
2N 1505	BSX 45	BSX 51	2N 2218	2N 2218	2N 2218	2N 2218	BFX 96	—	—	2N 2218
2N 1506	BSX 45	BSW 66	2N 2218	2N 2218	2N 2218	2N 2218	BFX 96	—	—	2N 2218
2N 1507	—	BFY 68 A	BSY 44	—	2N 1507	—	—	—	—	—
2N 1515	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3325	AF 127	—	—	—
2N 1516	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3325	AF 127	—	—	—
2N 1517	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3325	—	—	—	—
2N 1524	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3325	—	2N 1524	—	AF 127
2N 1525	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3325	—	2N 1524	—	AF 127
2N 1526	AF 127	AF 127	AF 138	—	—	2N 3325	—	2N 1526	—	AF 127
2N 1527	AF 127	AF 127	AF 138	—	—	2N 3325	—	2N 1526	—	AF 127
2N 1528	—	BSW 51	—	2N 2218	2N 2218	2N 2218	BFX 96	—	—	2N 2218
2N 1547 A	AD 131	AD 149	AD 138/50	2N 1532	—	2N 1547 A	—	—	—	—
2N 1564	BSX 46	BFY 67 A	BFY 80	2N 2218	2N 1564	2N 2218	—	—	—	2N 2218
2N 1565	BSX 46	BFY 67 A	BFY 80	2N 2218	2N 1565	2N 2218	2N 2218	—	—	2N 2218
2N 1566	BSX 46	BFY 68 A	BFY 80	2N 2219	2N 1566	2N 2219	BFX 97	—	—	2N 2219
2N 1605	ASY 29	ASY 28	ASY 29	—	2N 1605	—	—	—	—	—
2N 1613	BFY 43	2N 1613	2N 1613	BFY 41	2N 1613	2N 1613	BFX 69 A	—	—	2N 1613
2N 1631	AF 125	AF 125	AF 135	—	2N 1631	2N 3325	—	—	—	AF 125
2N 1632	AF 125	AF 125	AF 135	—	2N 1632	2N 3326	—	—	—	AF 125
2N 1633	AF 126	AF 126	AF 136	—	2N 1633	2N 3525	—	—	—	—
2N 1634	AF 126	AF 126	AF 136	—	—	—	—	2N 1633	—	—
2N 1635	AF 125	AF 125	AF 135	—	—	—	—	2N 1635	—	—
2N 1636	AF 125	AF 125	AF 135	—	—	2N 1636	—	2N 1636	—	—
2N 1637	AF 125	AF 125	AF 135	—	—	—	—	2N 1637	—	—
2N 1638	AF 126	AF 126	AF 136	—	—	—	—	2N 1638	—	—
2N 1639	AF 125	AF 125	AF 135	—	—	—	—	2N 1639	—	—
2N 1660	AUY 22	ASZ 15	AUY 28	—	—	—	—	—	—	—
2N 1667	AUY 21	ASZ 16	AUY 28	—	—	—	—	—	—	—
2N 1668	AD 130	AD 149	AD 138	—	—	—	—	—	—	—
2N 1711	BFY 46	BFY 68	BSY 71	BSY 54	2N 1711	2N 2219 A	BFX 68 A	2N 1711	2N 1711	2N 1711
2N 1742	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	2N 3283	—	—	—	—
2N 1754	ASY 48	ASY 77	ASY 24	2N 1754	—	—	—	—	—	—
2N 1760	AD 130	AD 149	AD 138	—	—	—	—	—	—	—
2N 1893	BFY 45	2N 1893	2N 1893	BSY 55	2N 1893	2N 3498	BFW 33	—	2N 1893	2N 1893
2N 1924	AD 152	ASY 77	AC 131/30	—	—	—	—	—	—	2N 1924
2N 1925	AD 152	ASY 77	AC 131/30	—	—	—	—	—	—	2N 1925
2N 1926	AD 152	ASY 77	AC 131/30	—	—	—	—	—	—	2N 1926
2N 1963	—	—	BSY 92	—	—	—	—	—	—	—
2N 1984	—	—	BSY 91	—	—	—	—	—	—	—
2N 1986	BFY 46	2N 2218	BFY 65	2N 2218	2N 2218	2N 2218	BFX 96	—	2N 1986	2N 2218
2N 1987	BSX 45	2N 2218	BFY 65	2N 2218	2N 2218	2N 2218	BFX 96	—	2N 1987	2N 2218
2N 1990	BFY 45	BSW 69	BFY 65	2N 1990	2N 1990	—	—	—	—	2N 1990
2N 2048	AF 106	AF 106	AF 106	—	—	2N 3074	—	—	—	AF 106
2N 2061 A	AD 130	AD 149	AD 138	—	—	—	—	—	—	—
2N 2063	AD 130	AD 149	AD 138	—	—	—	—	—	—	—
2N 2066	AD 131	AD 149	AD 138/50	—	2N 1532	—	—	—	—	2N 1532
2N 2069	AF 124	AF 124	AF 134	—	—	—	—	—	—	—
2N 2090	AF 125	AF 125	AF 135	—	—	—	—	—	—	AF 190
2N 2091	AF 127	AF 127	AF 137	—	—	—	—	—	—	AF 190
2N 2148	AD 166	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2N 2186	AF 106	AF 106	AF 106	—	—	—	—	—	—	—
2N 2189	AF 106	AF 106	AF 106	—	—	—	—	—	—	—
2N 2193	BSX 45	BFY 55	2N 2193	2N 2193	2N 2193	2N 2193	—	—	2N 2193	2N 2193
2N 2193 A	BSX 46	BSW 53	BSY 46	2N 2193 A	2N 2193 A	—	—	—	—	—
2N 2210	AUY 21	ASZ 15	AUY 28	—	—	—	—	—	—	ASZ 15
2N 2217	BSX 45	2N 2218	2N 2217	—	2N 2217	2N 2217	2N 2217	—	2N 2217	—
2N 2218	—	BSW 51	2N 2218	2N 2218	2N 2218	2N 2218	2N 2218	—	2N 2218	2N 2218
2N 2219	BSX 45	BSW 52	2N 2219	2N 2219	2N 2219	2N 2219	2N 2219	—	—	2N 2219
2N 2221	BSX 45	BSW 61	2N 2221	2N 2221	2N 2221	—	—	—	—	2N 2221
2N 2222	BSX 45	BSW 62	2N 2222	2N 2222	2N 2222	—	—	—	—	2N 2222
2N 2270	—	—	2N 2218	—	—	—	—	2N 2102	—	—
2N 2273	AFY 12	—	AFY 12	—	—	2N 2273	—	2N 2273	—	—
2N 2297	BSX 45	BFY 55	BSY 46	—	—	2N 3552	BFY 58	—	2N 2297	—
2N 2368	BSY 63	BSX 19	BSY 21	BSY 21	2N 2368	2N 3227	BSX 92	—	2N 2368	2N 2368
2N 2369	BSY 63	BSX 20	BSY 19	BSY 21	2N 2369	2N 3227	BSX 93	2N 2369	2N 2369	2N 2369
2N 2371	BC 178	BC 178	BC 178	BC 178	—	—	—	—	—	—
2N 2413	BC 107	BC 107	BC 107	—	2N 2413	—	—	—	—	BC 107
2N 2428	AC 162	AC 126	AC 122	BC 281	2N 2428	—	—	—	—	AC 126
2N 2429	AC 163	AC 126	AC 171	—	—	2N 625	—	—	—	—
2N 2430	AC 121	AC 127	AC 186	—	—	2N 625	—	—	—	—
2N 2431	AC 153	AC 128	AC 117	—	—	—	—	—	—	AC 181
2N 2247	AC 151	AC 125	AC 122/30	—	—	2N 2431	2N 2431	—	2N 2431	—
2N 2448	AC 151	AC 125	AC 122/30	—	—	2N 1187	—	—	—	—
						2N 1187	—	—	—	—

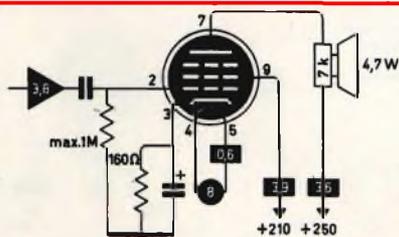
PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

diciottesima parte



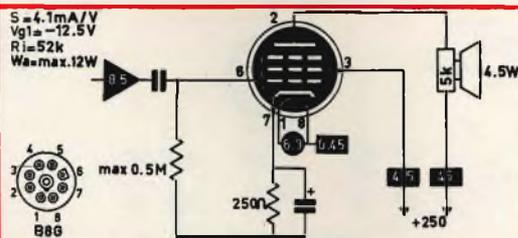
VALVOLE DI POTENZA

$S = 10,4 \text{ mA/V}$
 $V_{g1} = -6,4 \text{ V}$
 $\mu_{g2g1} = 19$
 $R_i = 40 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 12 \text{ W}$



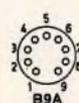
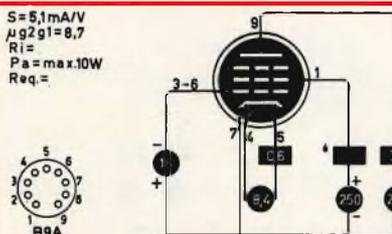
88Q5

$S = 4,1 \text{ mA/V}$
 $V_{g1} = -12,5 \text{ V}$
 $R_i = 52 \text{ k}$
 $W_a = \text{max. } 12 \text{ W}$



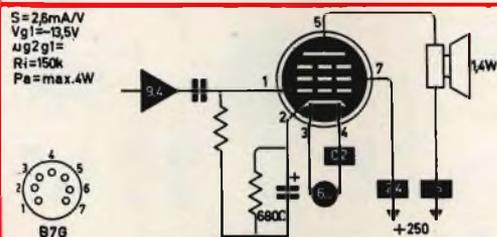
7C5

$S = 5,1 \text{ mA/V}$
 $\mu_{g2g1} = 8,7$
 $R_i =$
 $P_a = \text{max. } 10 \text{ W}$
 $Req. =$



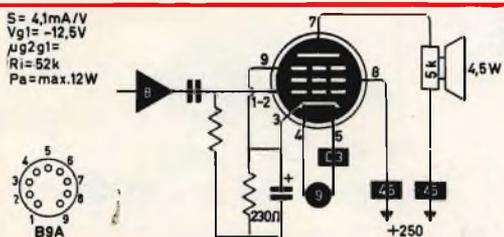
8EM5

$S = 2,6 \text{ mA/V}$
 $V_{g1} = -12,5 \text{ V}$
 $\mu_{g2g1} =$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 4 \text{ W}$



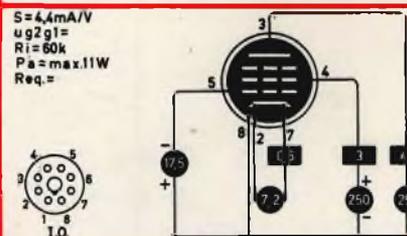
7D9

$S = 4,1 \text{ mA/V}$
 $V_{g1} = -12,5 \text{ V}$
 $\mu_{g2g1} =$
 $R_i = 52 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 12 \text{ W}$



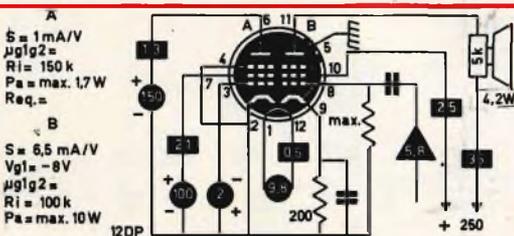
98W6

$S = 4,4 \text{ mA/V}$
 $\mu_{g2g1} =$
 $R_i = 60 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 11 \text{ W}$
 $Req. =$

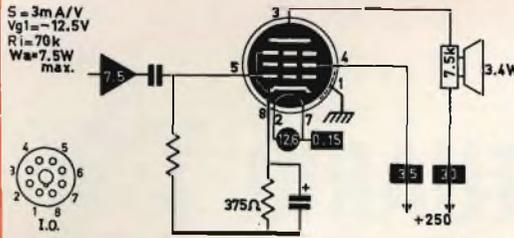
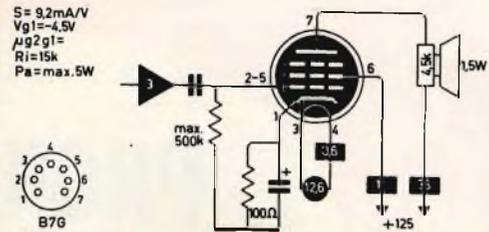
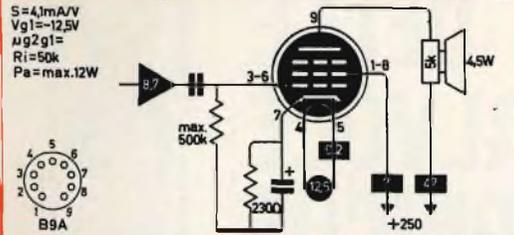
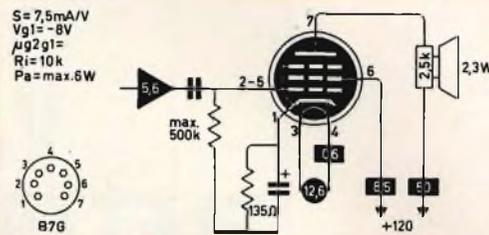
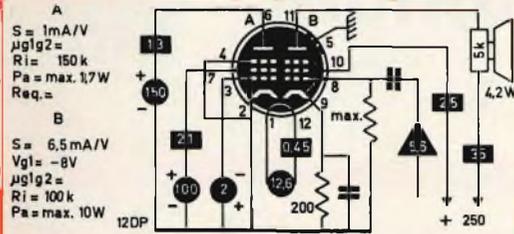
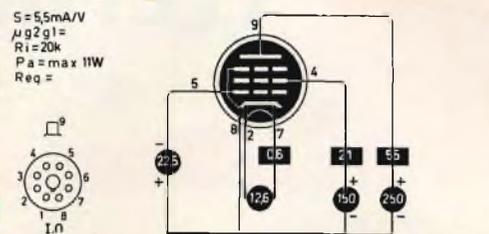
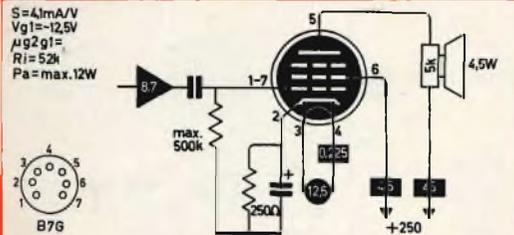
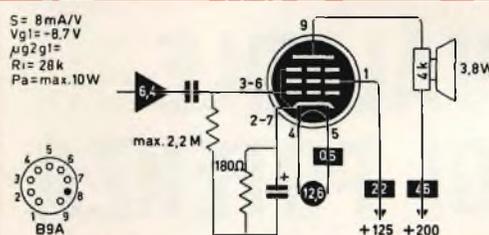
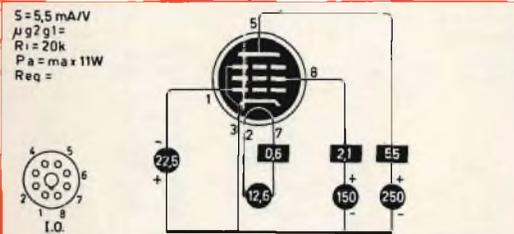
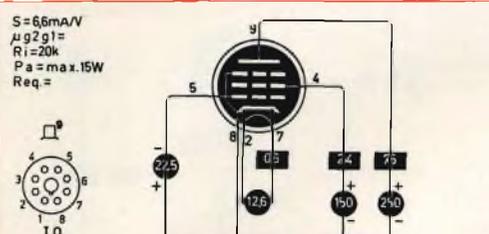
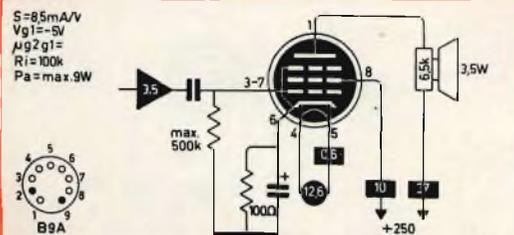
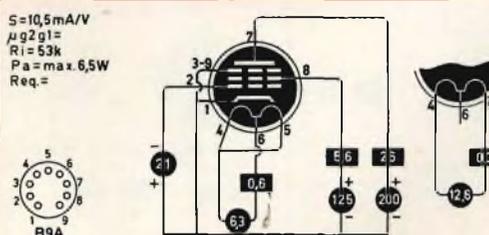
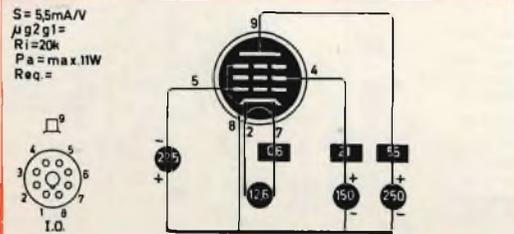
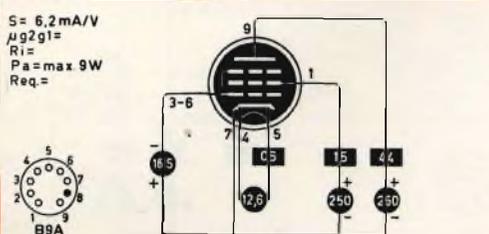


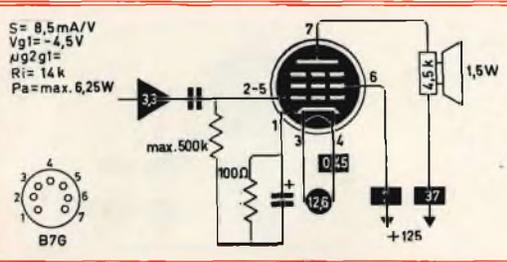
7EY6

$S = 1 \text{ mA/V}$
 $\mu_{g1g2} =$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 1,7 \text{ W}$
 $Req. =$

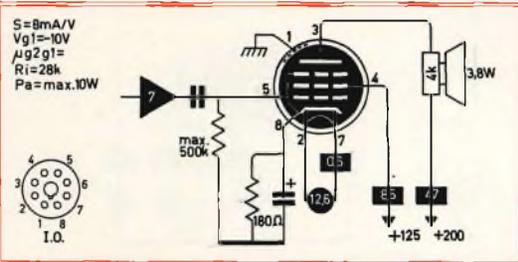


10AL11

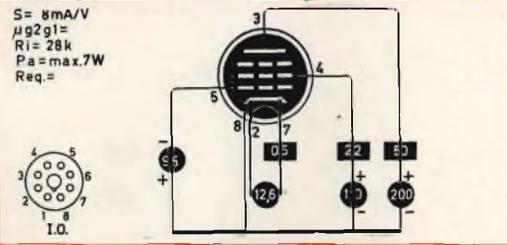
12A6**12CA5****12AB5****12CU5****12AL11****12CG6****12AQ5****12DB5****12AV5****12DQ6A****12BK5****12DQ7****12BQ6****12DT5**



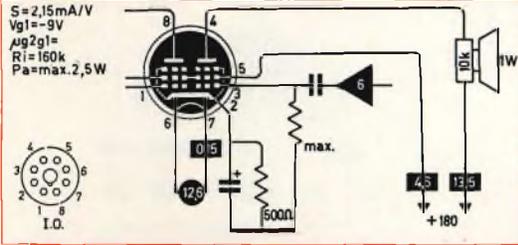
12ED5



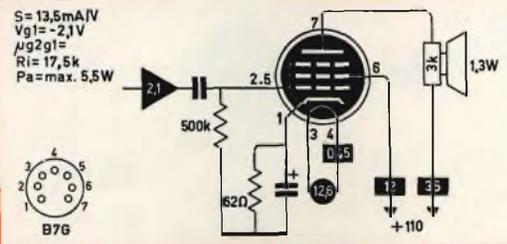
12L6



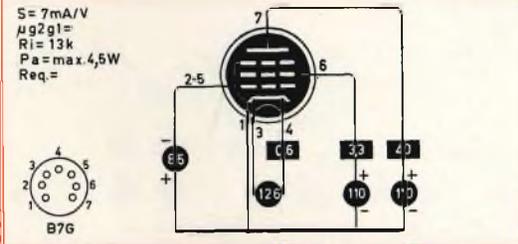
12EN6



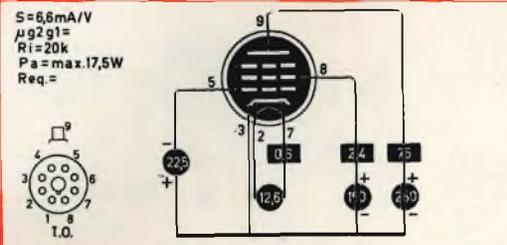
12L8



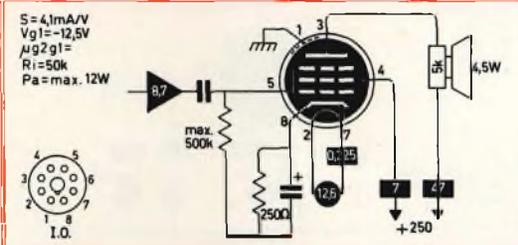
12FX5



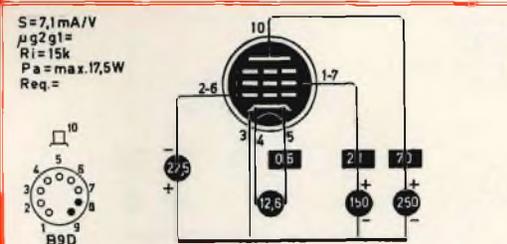
12R5



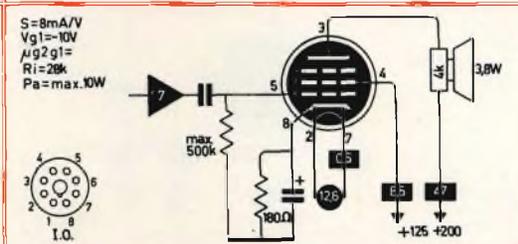
12GC6



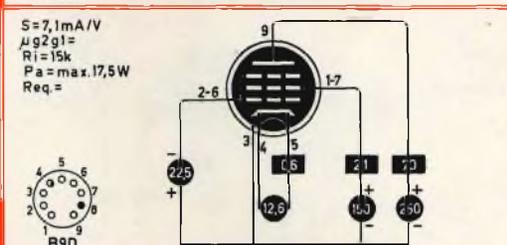
12V6



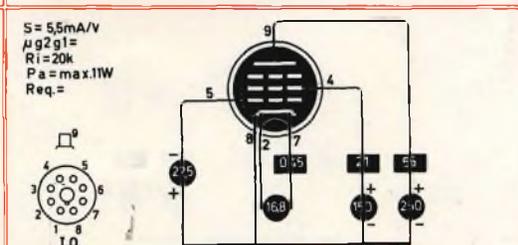
12GJ5



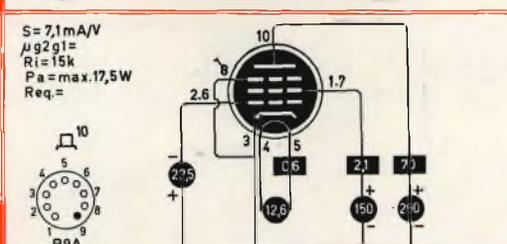
12W6



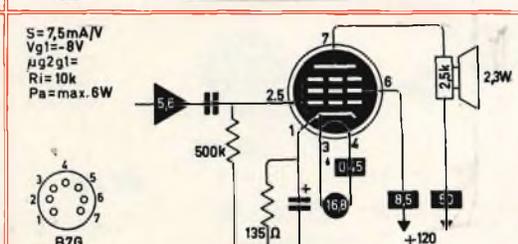
12GT5



12BQ6



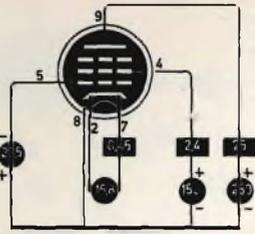
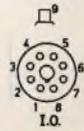
12JB6



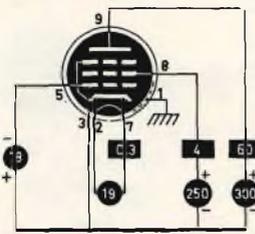
12CV5

170Q6A

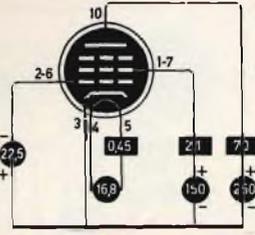
S=6,6mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=20k$
 $P_a=\max.15W$
 $R_{eq}=$

**198G6**

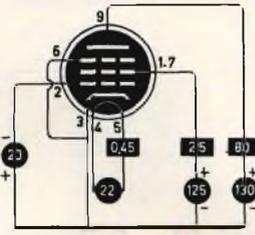
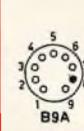
S=5mA/V
 $\mu g_{2g1}=8$
 $R_i=30k$
 $W_a=\max.20W$

**176J5**

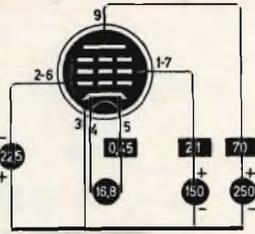
S=7,1mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=15k$
 $P_a=\max.17,5W$
 $R_{eq}=$

**221G6**

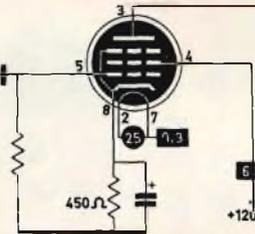
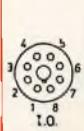
S=10mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=12k$
 $P_a=\max.17W$
 $R_{eq}=$

**176T5**

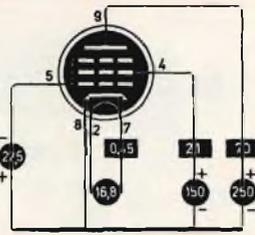
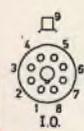
S=7,1mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=15k$
 $P_a=\max.17,5W$
 $R_{eq}=$

**25A6**

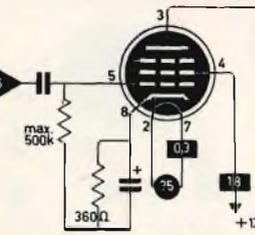
S=2,4mA/V
 $V_{g1}=-18V$
 $R_i=42k$
 $W_a=5,3W$
 $\max.$

**176W6**

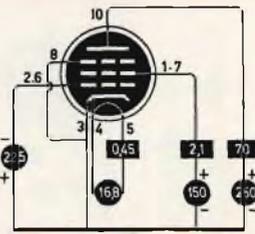
S=7,1mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=15k$
 $P_a=\max.17,5W$
 $R_{eq}=$

**25B6**

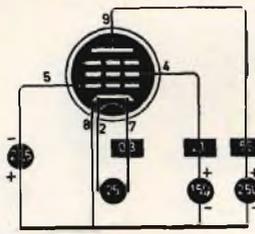
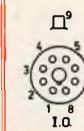
S=5mA/V
 $V_{g1}=-23V$
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=18k$
 $P_a=\max.12W$

**171B6**

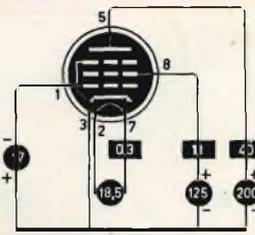
S=7,1mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=15k$
 $P_a=\max.17,5W$
 $R_{eq}=$

**250Q6**

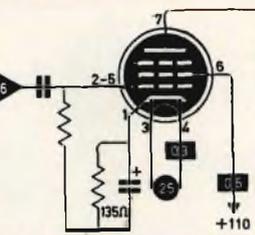
S=5,5mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=20k$
 $P_a=\max.11W$
 $R_{eq}=$

**18A5**

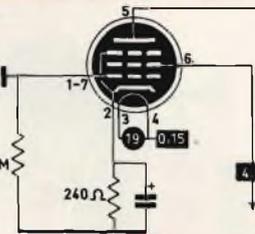
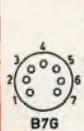
S=4,8mA/V
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=27k$
 $P_a=\max.9W$
 $R_{eq}=$

**25C5**

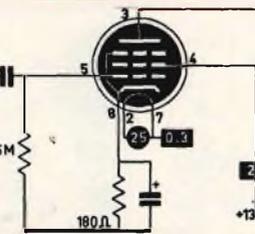
S=7,5mA/V
 $V_{g1}=-8V$
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=10k$
 $P_a=\max.6W$

**19A05**

S=4mA/V
 $V_{g1}=-12,5V$
 $R_i=52k$
 $W_a=\max.12W$

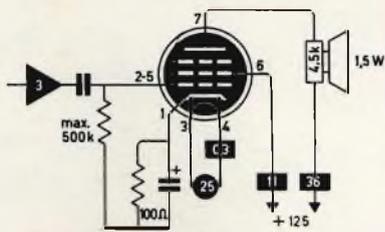
**25C6**

S=7,1mA/V
 $V_{g1}=-14V$
 $R_i=18,3k$
 $W_a=12,5W$
 $\max.$

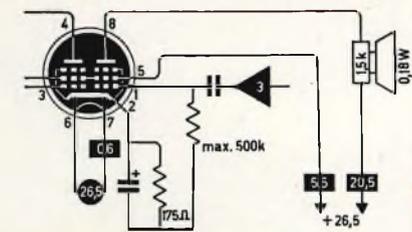


25CA5

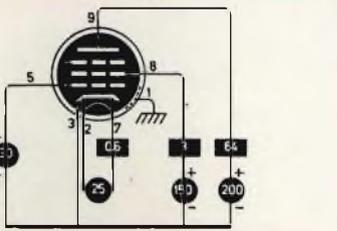
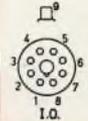
S=9,2mA/V
 Vg1=-4,5V
 μg_{2g1}
 Ri=15k
 Pa=max.5W

**26A7**

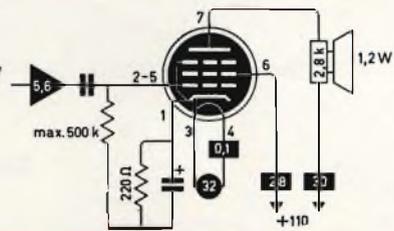
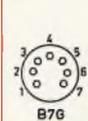
S=5,7mA/V
 Vg1=-4,5V
 μg_{2g1}
 Ri=
 Pa=max.2W

**25CD6**

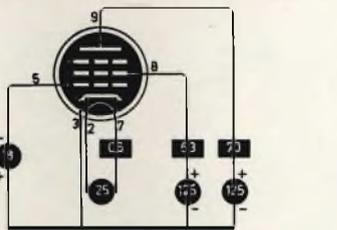
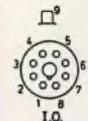
S=6,7mA/V
 μg_{2g1}
 Ri=72k
 Pa=max.15W
 Req.=

**32ET5**

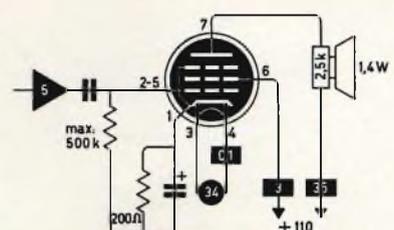
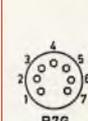
S=5,5mA/V
 Vg1=-7,5V
 μg_{2g1}
 Ri=21,5k
 Pa=max.5,4W

**25DN6**

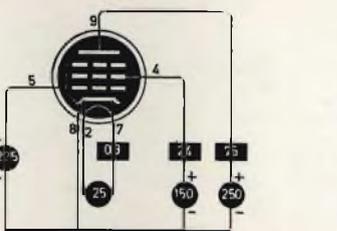
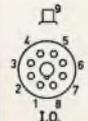
S=9mA/V
 μg_{2g1}
 Ri=4k
 Pa=max.15W
 Req.=

**34GD5**

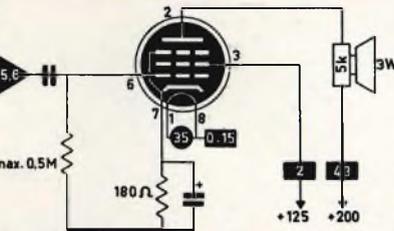
S=5,7mA/V
 Vg1=-7,5V
 μg_{2g1}
 Ri=13k
 Pa=max.5W

**25DQ6A**

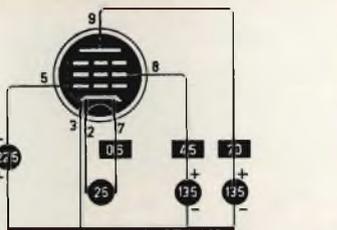
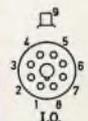
S=6,6mA/V
 μg_{2g1}
 Ri=20k
 Pa=max.15W
 Req.=

**35A5**

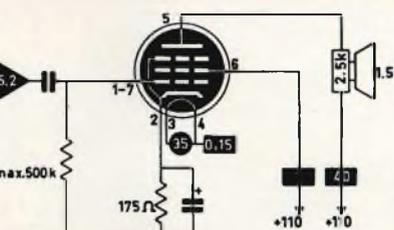
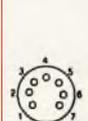
S=6,1mA/V
 Vg1=-8,5V
 Ri=34k
 Wamax.4,5W

**25EC6**

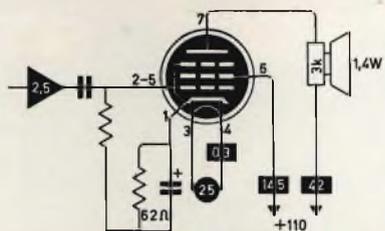
S=7,5mA/V
 μg_{2g1}
 Ri=4,7k
 Pa=max.10W
 Req.=

**35B5**

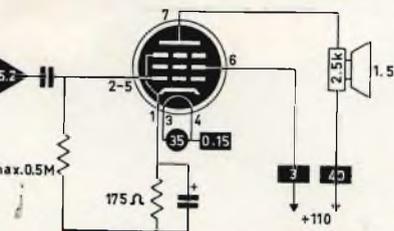
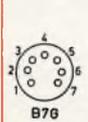
S=5,8mA/V
 Vg1=-7,5V
 Ri=14k
 Wamax.4,5W max.

**25EH5**

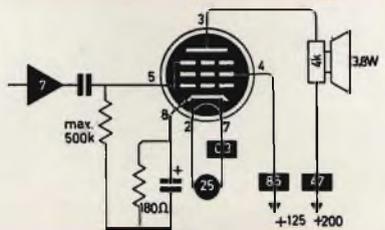
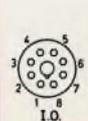
S=14,6mA/V
 Vg1=-3,5V
 μg_{2g1}
 Ri=11k
 Pa=max.5W

**35C5**

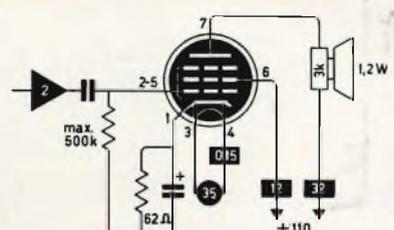
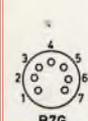
S=5,8mA/V
 Vg1=-7,5V
 Ri=14k
 Wamax.4,5W max.

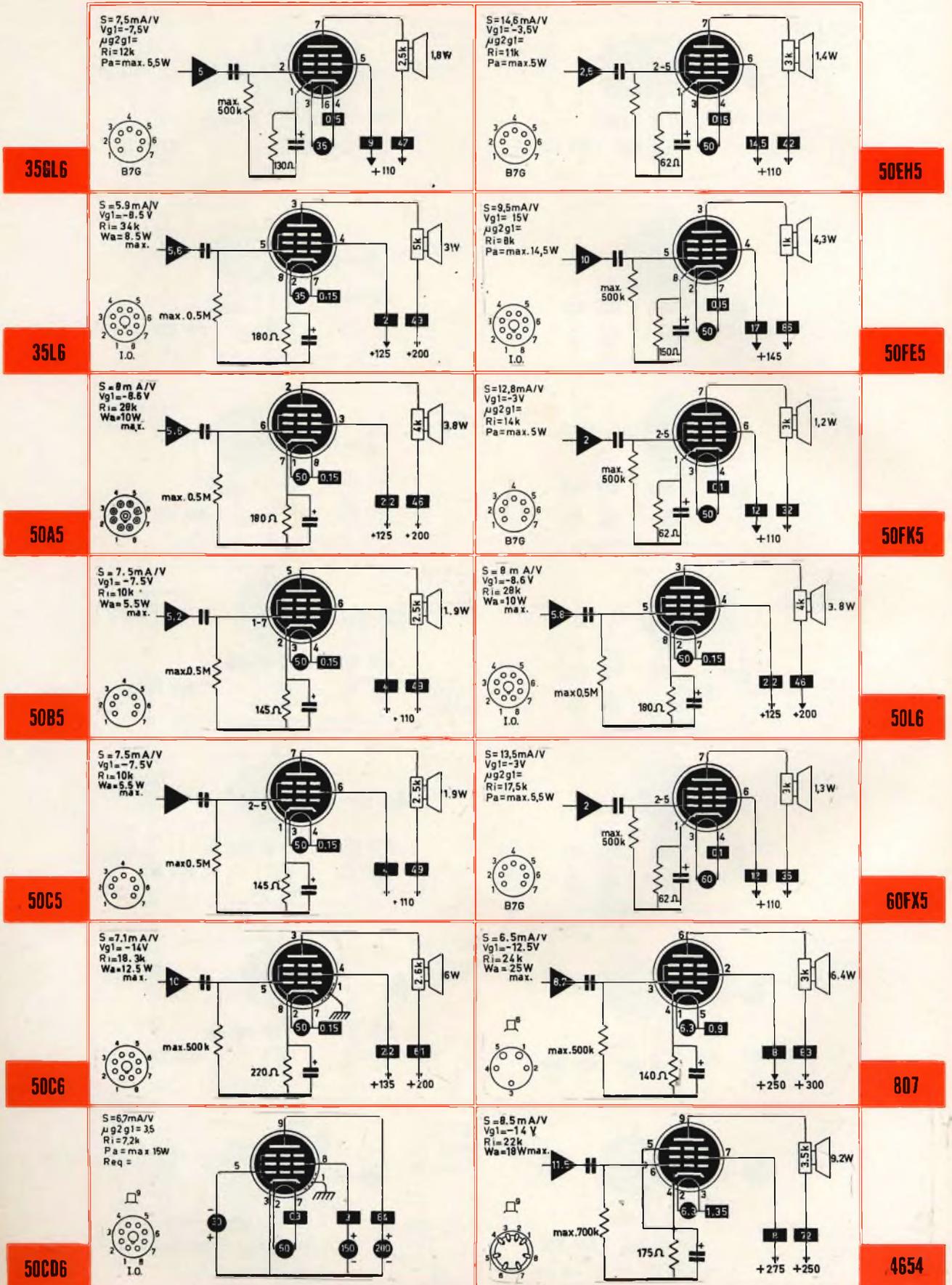
**25L6**

S=8mA/V
 Vg1=-10V
 μg_{2g1}
 Ri=28k
 Pa=max.10W

**35EH5**

S=12mA/V
 Vg1=-3V
 μg_{2g1}
 Ri=14k
 Pa=max.5W





hi
HIGH FIDELITY INTERNATIONAL

nuovo



lo stereo per registrare idee nuove

E' deciso.

Il nuovo Philips N 4407 è l'Hi-Fi stereofonico. L'unica scelta per chi esige da una macchina la perfezione. La musica, bellezza senza forma, vuole fedeltà. Più ancora, fedeltà assoluta: il registratore Philips N 4407 è l'apparecchio per chi ha capito.

Registrazioni in duoplay, multiplay e riproduzioni parallele. Controllo registrazione da microfono separato per ogni canale. Philips N 4407 Hi-Fi Stereo.

PHILIPS e' futuro

IL MEGLIO NEI RADIOTELEFONI "CB-VHF"

RADIOTELEFONI MUNITI DI QUARZI
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **G.B.C.**
italiana



Mod. TA-101/F



Mod. TC-2008



Mod. TS-510G



Mod. F-900



Mod. 13-795

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TA-101/F

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● 21 transistori, 6 diodi, 3 circuiti integrati ● Gamma di emissione: VHF/FM ● Potenza ingresso: 2 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Tokay» Mod. TC-2008

6 canali ● Ricevitore e trasmettitore controllati a quarzo ● Limitatore di disturbo e squelch ● 13 transistori, 2 diodi, 1 termistore, 1 varistore ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Modulazione: AM ● Potenza di ingresso: 3 W ● Uscita audio: 0,5 W ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TS-510G

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● 13 transistori ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Potenza di ingresso: 2 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Fieldmaster» - Mod. F-900

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● Completo di carica batterie ● 17 transistori, 6 diodi ● Gamma di emissione 27 MHz ● Potenza d'ingresso 2 W ● Uscita audio: 3 mW ● Alimentazione 12 V.

Ricetrasmittitore portatile «Midland» - Mod. 13-795

23 canali controllati a quarzo ● Limitatore di disturbo e squelch ● Gamma di emissione: 27 MHz ● 15 transistori, 3 diodi, 1 circuito integrato ● Potenza di ingresso: 5 W ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore per auto «SommerKamp» - Mod. TS-5025S

23 canali controllati a quarzo ● Controllo volume e squelch ● 30 transistori ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Potenza ingresso: 5 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.



Mod. TS-5025S

Ricetrasmittitore per auto «Sommerkamp» - Mod. IC-20X

12 canali (3 controllati a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● Completo di microfono parla-ascolto ● 30 transistori, 1 FET, 33 diodi, 1 circuito integrato ● Gamma di emissione: VHF/FM ● Potenza ingresso: 20 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.



Mod. IC-20X

Ricetrasmittitore per auto «Fieldmaster» - Mod. TR-16

6 canali (1 controllato a quarzo) ● Trasmittitore a triplo stadio controllato ● Controllo volume e squelch ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Completo di microfono parla-ascolto ● 14 transistori, 16 diodi ● Potenza ingresso: 5 W ● Uscita audio: 400 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore per auto «Fieldmaster» - Mod. TR-16M

Caratteristiche come Mod. TR-16 ● Indicatore livello batteria ed intensità di campo



Mod. TR-16M

Ricetrasmittitore per auto e natanti «Midland» - Mod. 13-877

23 canali controllati a quarzo ● Controllo di volume e squelch ● Completo di microfono parla-ascolto ● Gamma di emissione: 27 MHz ● 17 transistori, 1 FET, 4 circuiti integrati, 5 diodi, 1 varistore ● Potenza di ingresso: 5 W ● Uscita R.F.: 3,5 W ● Impedenza d'antenna: 52 Ω ● Alimentazione: 220 Vc.a. - 12 Vc.c.

Antenna per radioamatori banda VHF

Antenna 9 elementi ● Frequenza centrobanda: 144 MHz ● Impedenza: 52 Ω ● Guadagno: 14 dB ● Rapporto avanti/indietro: 22 dB ● R.O.S. = 1:1,1 ● Angolo di apertura orizzontale: 40° - 3 dB

NA/0020-00

Antenna «Ground-Plane» 27 MHz 1/4 d'onda

Particolarmente indicata per stazioni fisse a ricetrasmittitori ● Stilo telescopico e radiatori in alluminio lunghezza: 2950 ● Montaggio su pali da 1" ● Impedenza: 52 Ω

NA/0030-02

Antenna «Ground-Plane» caricata 27 MHz

Particolarmente indicata per stazioni fisse o ricetrasmittenti ● Stilo in fibra di vetro ricoperto da guaina nera ● Radiatori in metallo con elemento centrale isolante ● Montaggio: su palo da 1" ● Lunghezza stilo: 1650 ● Lunghezza radiatori: 740 R.O.S. 1:1,1 ● Impedenza: 50 Ω

NA/0031-00

Antenna direttiva 27 MHz

Particolarmente indicata per stazioni fisse e ricetrasmittitori ● 4 elementi in alluminio ● Guadagno: 11 dB R.O.S. 1,1:1 ● Impedenza: 40 ÷ 75 Ω regolabile

NA/0033-00

Antenna Dingo 27 MHz 1/2 onda

Particolarmente indicata per stazioni fisse e ricetrasmittitori ● 4 elementi telescopici in alluminio ● Lunghezza totale: 5400 ● Guadagno: 4,25 dB R.O.S. 1:1 ● Impedenza: 50 Ω

NA/0036-00

Antenna tipo Boomerang 27 MHz 1/4 d'onda

Adatta per essere montata su balconi o ringhiera ● Stilo telescopico in alluminio ● Lunghezza totale: 2700 ● R.O.S. = 1:1 ● Impedenza: 52 Ω

NA/0037-00

Antenna a stilo in fibra di vetro per trasmettitori

Inclinazione variabile con snodo a galletto ● Fissaggio: a carrozzeria ● Lunghezza totale: 1000 ● Frequenza di lavoro: 27 MHz

KK/0714-02

Antenna per ricetrasmittenti adatta per imbarcazioni

Stilo in fibra di vetro con guaina bianca ● Inclinazione regolabile ● Supporto in materiale antiurto ● Bobina di carico centrale ● Impedenza: 52 Ω ● R.O.S. = 1:1,1 ● Lunghezza totale: 1940

KK/0714-05

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Induttanza incorporata ● Lunghezza totale: 1400 ● Frequenza di lavoro: 27 MHz

KK/0716-02

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Inclinazione variabile con snodo a galletto ● Montaggio (o fissaggio): a carrozzeria ● Lunghezza totale: 1700 ● Frequenza di lavoro: 27-30 MHz ● Impedenza: 52 Ω

KK/0718-00

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Snodabile con molla alla base ● Montaggio: mediante foro \varnothing 13 ● Lunghezza totale: 1180 ● Lunghezza cavo: 4000 ● Frequenza di lavoro: 144 MHz

KK/0719-02

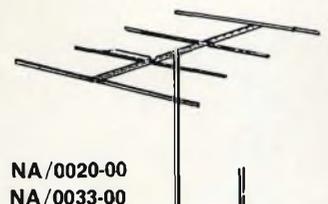


Mod. 13-877

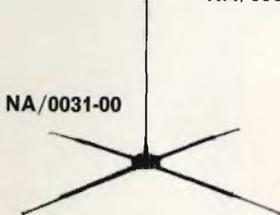
NA/0037-00



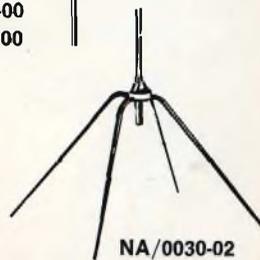
NA/0020-00
NA/0033-00



NA/0031-00



NA/0030-02



NA/0036-00



KK/0714-02



KK/0714-05



KK/0716-02



KK/0718-00



KK/0719-02



punti di vendita dell'organizzazione

G.B.C.
italiana

in ITALIA

FILIALI

- 70126 BARI - Via Capruzzi, 192
- 20092 CINISELLO B. - V.le Matteotti, 66
- 16124 GENOVA - P.zza J. da Varagine, 7/8-R
- 16132 GENOVA - Via Borgoratti, 3-I-R
- 20124 MILANO - Via Petrella, 6
- 20144 MILANO - Via G. Cantoni, 7
- 80141 NAPOLI - Via C. Porzio, 10/A
- 00141 ROMA - V.le Carnaro, 18/A-C-D-E
- 00182 ROMA - Largo D. Frassinetti, 12-13-14
- 00152 ROMA - Via Dei Quattro Venti, 152-F

CONCESSIONARI

- 92100 AGRIGENTO - Via Empedocle, 81-83
- 15100 ALESSANDRIA - Via Donizetti, 41
- 60100 ANCONA - Via De Gasperi, 40
- 52100 AREZZO - Via M. Da Caravaggio, 10
- 36061 BASSANO D. G. - Via Parolini Sterni, 36
- 32100 BELLUNO - Via Mur di Cadola
- 24100 BERGAMO - Via Borgo Palazzo, 90
- 13051 BIELLA - Via Rigola, 10/A
- 40122 BOLOGNA - Via G. Brugnoli, 1/A
- 40128 BOLOGNA - Via Lombardi, 43
- 39100 BOLZANO - P.zza Cristo Re, 7
- 25100 BRESCIA - Via Naviglio Grande, 62
- 72100 BRINDISI - Via Saponea, 24
- 09100 CAGLIARI - Via Manzoni, 21-23
- 81100 CASERTA - Via C. Colombo, 13
- 95128 CATANIA - Largo Rosolino Pilo, 30
- 62012 CIVITANOVA M. - Via G. Leopardi, 12
- 26100 CREMONA - Via Del Vasto, 5
- 72015 FASANO - Via Roma, 101
- 44100 FERRARA - C.so Isonzo, 99
- 50134 FIRENZE - Via G. Milanese, 28-30
- 47100 FORLÌ - Via Salinatore, 47
- 34170 GORIZIA - C.so Italia, 187
- 58100 GROSSETO - Via Oberdan, 47
- 19100 LA SPEZIA - Via Fiume, 18
- 22053 LECCO - Via Azzone Visconti, 9
- 57100 LIVORNO - Via Della Madonna, 48
- 62100 MACERATA - Via Spalato, 48
- 46100 MANTOVA - P.zza Arche, 8
- 98100 MESSINA - P.zza Duomo, 15
- 30173 MESTRE - Via Cà Rossa, 21/B
- 41100 MODENA - V.le Storchi, 13
- 28100 NOVARA - Baluardo Q. Sella, 32
- 15067 NOVI LIGURE - Via Amendola, 25
- 35100 PADOVA - Via Savonarola, 107
- 90141 PALERMO - P.zza Castelnuovo, 48
- 43100 PARMA - Via Alessandria, 7
- 27100 PAVIA - Via G. Franchi, 6

- 06100 PERUGIA - Via Bonazzi, 57
- 61100 PESARO - Via Verdi, 14
- 65100 PESCARA - Via F. Guelfi, 74
- 51100 PISTOIA - V.le Adua, 132
- 50047 PRATO - Via F. Baldanzi, 16-18
- 97100 RAGUSA - Via Ing. Migliorisi, 27
- 48100 RAVENNA - V.le Baracca, 56
- 89100 REGGIO CALABRIA - Via Possidonea, 22/B
- 42100 REGGIO EMILIA - Via Monte San Michele, 5/E/F
- 47037 RIMINI - Via Paolo Veronese, 16
- 63039 S. B. DEL TRONTO - V.le De Gasperi, 2-4-6
- 53100 SIENA - V.le Sardegna, 11
- 96100 SIRACUSA - Via Mosco, 34
- 05100 TERNI - Via Porta S. Angelo, 23
- 10152 TORINO - Via Chivasso, 8-10
- 10125 TORINO - Via Nizza, 34
- 91100 TRAPANI - C.so Vittorio Emanuele, 107
- 38100 TRENTO - Via Madruzzo, 29
- 31100 TREVISO - Via IV Novembre, 19 -
- 34127 TRIESTE - Via Fabio Severo, 138
- 33100 UDINE - Via Volturmo, 80
- 21100 VARESE - Via Verdi, 26
- 37100 VERONA - Via Aurelio Saffi, 1
- 55049 VIAREGGIO - Via Rosmini, 20
- 36100 VICENZA - Via Monte Zovetto, 65

DISTRIBUTORI

- 00041 ALBANO LAZIALE - Borgo Garibaldi, 286
- 03012 ANAGNI - V.le Regina Margherita, 22
- 11100 AOSTA - Via Adamello, 12
- 83100 AVELLINO - Via Circonvallazione, 24-28
- 93100 CALTANISSETTA - Via R. Settimo, 10
- 86100 CAMPOBASSO - Via G. Marconi, 71
- 21053 CASTELLANZA - V.le Lombardia, 59
- 03043 CASSINO - Via D'Annunzio, 65
- 16043 CHIAVARI - P.zza N.S. Dell'Orto, 49
- 87100 COSENZA - Via N. Serra, 90
- 12100 CUNEO - Via 28 Aprile, 19
- 03100 FROSINONE - Via Marittima I, 109
- 18100 IMPERIA - Via Del Becchi Palazzo G.B.C.
- 10015 IVREA - C.so Vercelli, 53
- 04100 LATINA - Via C. Battisti, 56
- 12086 MONDOVI' - Largo Gherbiana, 14
- 00048 NEPTUNO - Via C. Cattaneo, 68
- 90141 PALERMO - Via Dante, 13
- 29100 PIACENZA - Via IV Novembre, 58/A
- 10064 PINEROLO - Via Saluzzo, 53
- 02100 RIETI - Via Degli Elci, 24
- 30027 S. DONA' DI PIAVE - P.zza Rizzo, 30
- 18038 SAN REMO - Via M. Della Libertà, 75-77
- 21047 SARONNO - Via Varese, 150
- 17100 SAVONA - Via Scarpa, 13 R
- 04019 TERRACINA - P.zza Bruno Buozzi, 3
- 10141 TORINO - Via Pollenzo, 21



ACCENSIONE ELETTRONICA A SCARICA CAPACITIVA

L'accensione elettronica UK 875 consente di migliorare sensibilmente le prestazioni dei motori degli autoveicoli.

In particolare, rispetto al sistema di accensione «convenzionale», questa accensione elettronica presenta i seguenti vantaggi:

- 1) Durata delle puntine praticamente illimitata.
- 2) Partenza istantanea anche a motore freddo e a bassissima temperatura ambiente.
- 3) Tripla durata delle candele.
- 4) Possibilità di usare carburanti poveri (metano, gas liquidi, ecc.).
- 5) Riduzione del consumo di carburante e dei gas incombusti.
- 6) Funzionamento sempre regolare in tutte le condizioni di marcia.
- 7) Tensione elevata e costante alle candele sia diminuendo che aumentando il numero di giri.
- 8) Piena erogazione di potenza del motore nei sorpassi e nelle marce ad elevata velocità.



UK 875

Presso tutte le sedi G.B.C. sono in distribuzione opuscoli illustrativi con tutte le caratteristiche tecniche

puntate
sicuri

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE
VOLT C.C. 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A. 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C. 6 portate: 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1 K - \Omega \times 10 K$
REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA 7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL 6 portate: da -10 dB a +70 db
CAPACITÀ 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE
VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
AMP. C.C. 7 portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1 K - \Omega \times 10 K$
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 6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 db
CAPACITÀ 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
 mm. 150 x 110 x 46
 sviluppo scala mm 115 peso gr. 200

ITALY



Cassinelli & C.

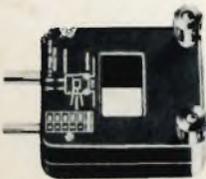
20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783



scale
a 5 colori

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA

Mod. TA 6/N
 portata 25 A -
 50 A - 100 A -
 200 A



DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
 Mod. SH/30 portata 30 A



PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. T1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T1/N campo di misura da -25° +250°

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
 Via Buccari, 13

BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
 Via Zanardi, 2/10

CATANIA - RIEM
 Via Cadamosto, 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
 Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
 Via P. Salvago, 18

TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
 C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
 C.so V. Emanuele, 103/3

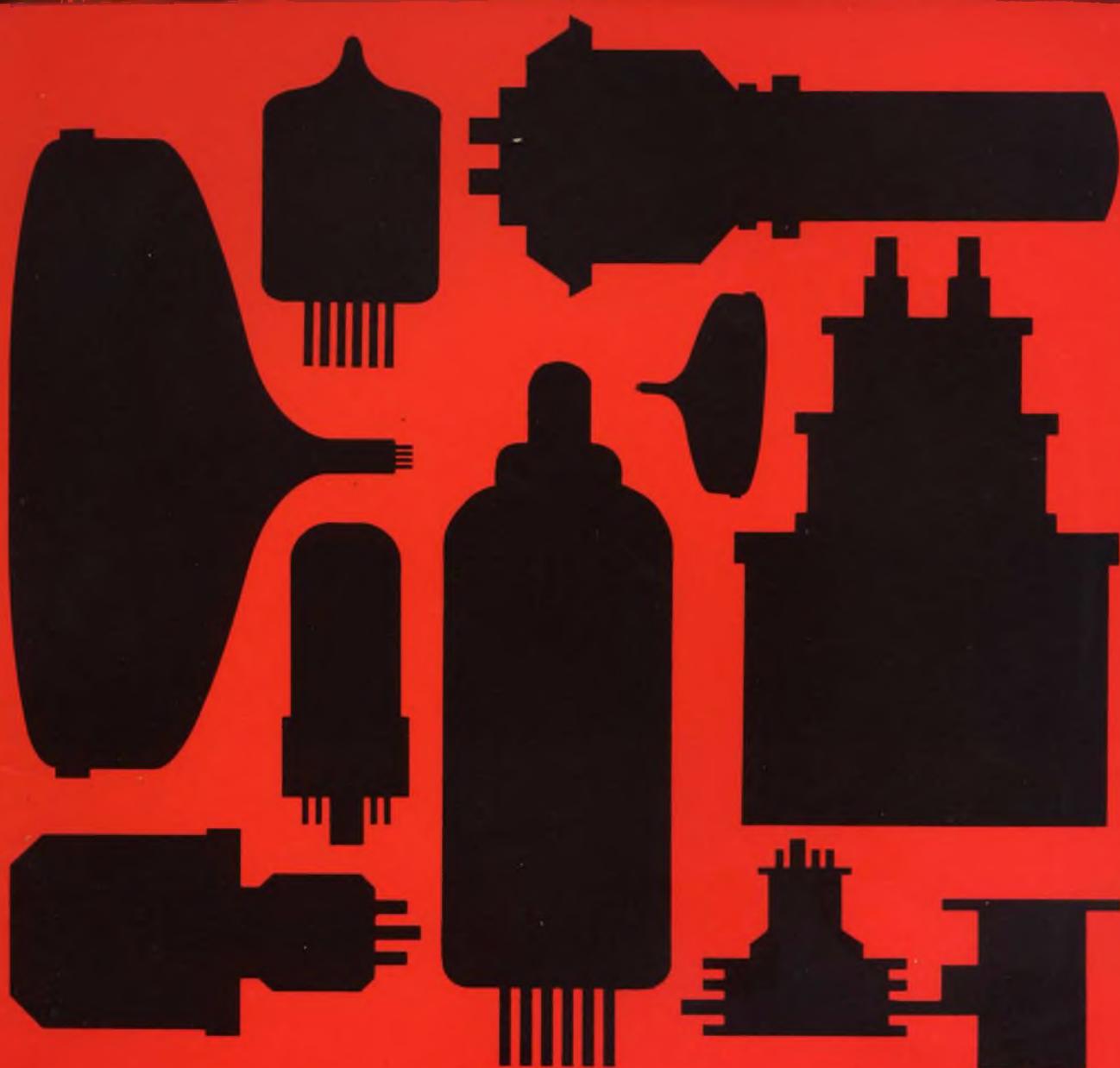
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
 Via Tiburtina, trav. 304

ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
 Via Amatrice, 15

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

MOD. TS 140 L. 12.300 franco nostro

MOD. TS 160 L. 14.300 stabilimento



qualità sicura



Cinescopi per televisione. Valvole riceventi
Linee di ritardo per televisione a colori
Componenti avvolti per televisione in bianco e nero e a colori
Condensatori elettrolitici in alluminio
Quarzi per basse e alte frequenze
Unità di deflessione per Vidicon
Microcircuiti ibridi a film spesso
Tubi a catodo cavo. Interruttori sotto vuoto
Valvole trasmettenti ed industriali



cassette e nastri "Scotch" Dynarange

un nastro di fedeltà

la musica, le voci, le cose importanti
su nastri "Scotch"

Nastro Dynarange, il nastro Audio più vicino alla perfezione. Riproduce intatto il ritmo e il calore del suono - taglia i rumori di fondo offrendo un ascolto sempre pulito anche a pieno volume - elastico e resistente grazie al rivestimento di ossido al silicene "Superlife", si conserva 15 volte più a lungo dei normali nastri magnetici.

Nastri "Scotch": le prestazioni migliori in campo professionale e amatoriale.

Divisione
Prodotti
Magnetici **3M**

3M ITALIA S.p.A.
Corso Matteotti, 12