

Sperimentare

SELEZIONE

RADIO - TV

ditecnica

7

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - L. 650

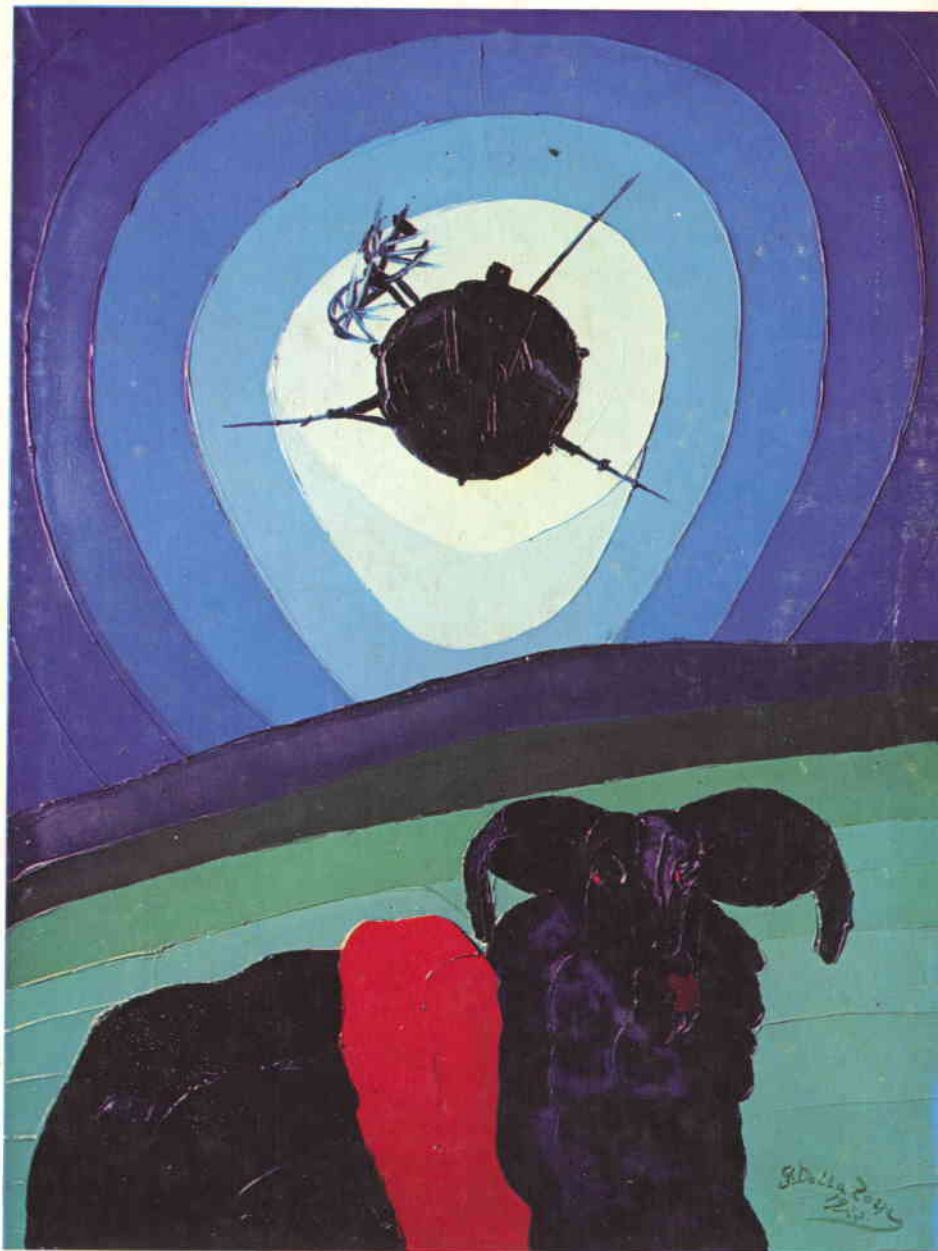
**in
questo
numero:**

**un pratico
alimentatore
da laboratorio**

**nove progetti
a circuiti
integrati**

la RTTY

**convertitore
26÷28MHz/1,6MHz
per CB**



ARGENTINA . . . Pesos 9
AUSTRALIA . . . \$ Au. 2
AUSTRIA Sc. 32,50
BELGIO Fr. Bg. 61
BRASILE Crs. 10,50
CANADA \$ Can. 2,50
CILE Esc. 25

DANIMARCA . . Kr. D. 9,50
EGITTO Leg. 2
ETIOPIA \$ Et. 4,50
FRANCIA Fr. Fr. 7
GERMANIA . . . D.M. 6
GIAPPONE . . . Yen 650
GRECIA D.Z. 41

INGHILTERRA . Lgs. 0,60
ISRAELE L.I. 4,90
ITALIA Lit. 650
JUGOSLAVIA . . Din. 22
LIBANO L. Lib. 4,20
LIBIA Pts. 45
LUSSEMBURGO . Fr. Bg. 61

MALTA Lgs. M. 0,60
NORVEGIA . . . Kr. N. 9
OLANDA Fr. Ol. 4,50
PERU' Sol. 70
POLONIA Zloty 5,10
PORTOGALLO . . Esc. 36
SPAGNA Pts. 90

SUD AFRICA . . . R. 1,50
SVEZIA Kr. S. 6,50
SVIZZERA . . . Fr. sv. 5,50
TURCHIA L.T. 20
U.R.S.S. ryb. 2
URUGUAY . . . Pesos 450
U.S.A. \$ 2,10
VENEZUELA . . . Bs. 9,50



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 portate: da 0 a 10 Megaohms.
- 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 « Amperclamp » 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.

Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.

Sonda a puntale per prova temperature 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 indicatore

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori 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 INNUMEREVOLI

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

eccezionale per elettrotecnici

radiotecnici e rivenditori

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato

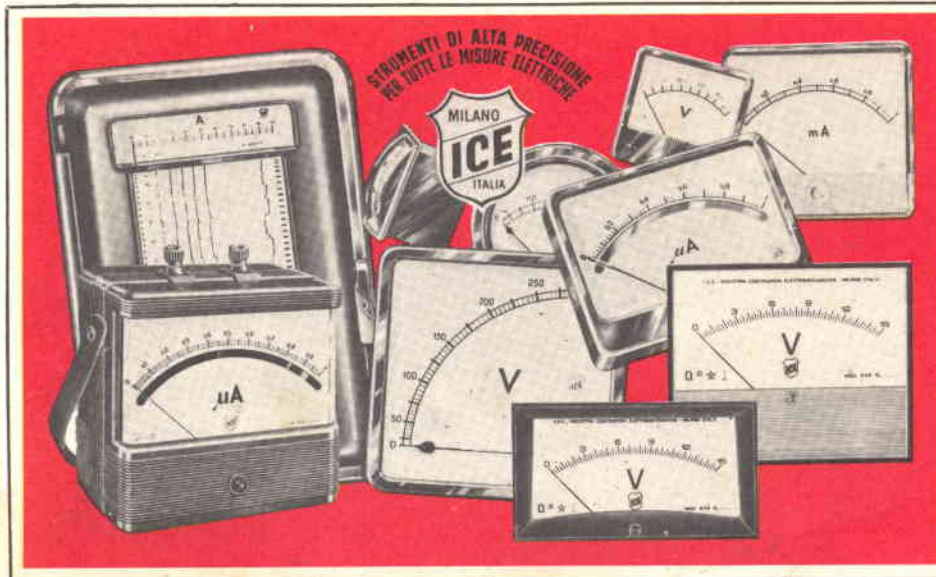
e nelle doti meccaniche ma con sensibilità

di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 8200

franco nostro Stabilimento.

Richiedere 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. 8 - D.



Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!

Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano

RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE !



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)

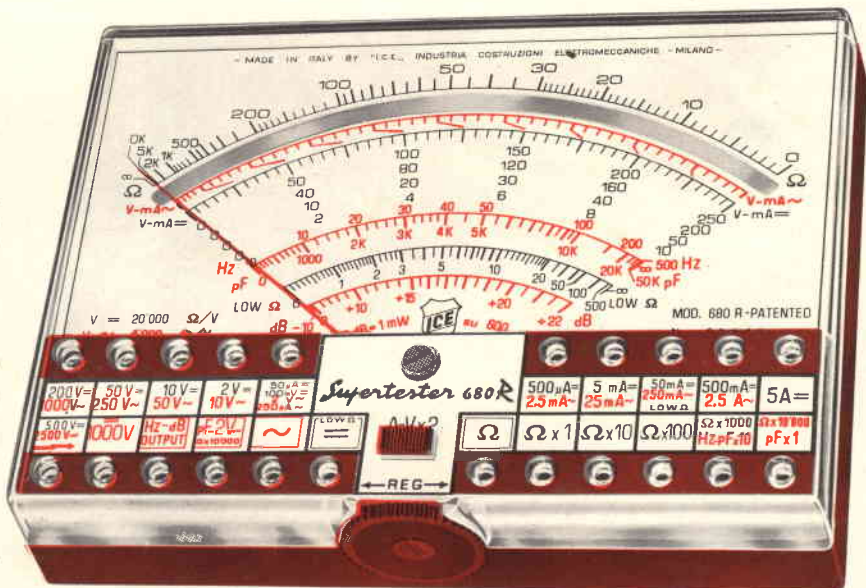
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)!

Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!

Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

- VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.: 12 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
- OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITÀ: 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 50.000 μ F in quattro scale.
- FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS: 10 portate: da - 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetro.

Il marchio «I.C.E.» è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

PREZZO SPECIALE propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinipelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest
MOD. 662 I.C.E.

Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (leo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (B) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.

Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.: V. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616

per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA
Amperclamp

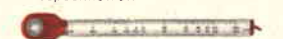


per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

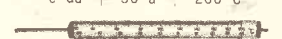
PUNTALE PER ALTE TENSIONI
MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da - 50 a + 40°C
e da + 30 a + 200°C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)
MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E.

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554 5 6

MISURATORE DI CAMPO

EP 592

- GRUPPO INTEGRATO A QUATTRO PRESELEZIONI
- ALTOPARLANTE INCORPORATO
- MANEGGEVOLE

CON
UNA
MANO
SOLA



CARATTERISTICHE

Frequenze: due gamme VHF, da 48 a 83 MHz e da 176 a 225 MHz, una gamma UHF da 470 a 860 MHz. Comando di sintonia demoltiplicato e selettore di gamma programmabile su quattro canali a scelta. - **Scala di sintonia:** solo indicativa, con tastiera programmabile a 4 tasti. - **Sensibilità:** da 10 μ V a 300 mV in cinque portate. Possibilità di estendere il campo fino a 3 V mediante l'attenuatore P 47 A fornito a richiesta. - **Precisione:** errore massimo ± 3 dB nelle gamme VHF; ± 6 dB nella gamma UHF. - **Metodo di misura:** a lettura diretta su strumento indicatore. - **Impedenza d'ingresso:** ingresso asimmetrico a 75 Ω ; ingresso simmetrico a 300 Ω mediante adattatore di impedenza P 43 A. - **Rivelazione:** possibilità di rivelazione delle portanti modulate in AM o FM, mediante rispettivi demodulatori interni. - **Bassa frequenza:** controllo del volume del segnale di bassa frequenza rivelato: ascolto diretto mediante altoparlante incorporato. - **Uscita B.F.:** potenza massima 200 mV. - **Alimentazione:** 4 pile da 4,5 V tipo piatto 65x60x22. - **Autonomia:** 100 ore circa. - **Dimensioni:** 300x100x140 mm. - **Peso:** 2 kg (senza pile di alimentazione).

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 28068 Peschiera
Borromeo - Plastico (Milano) - Telefono:
91.50.424/425/426

U

N

A

O

H

M



SOMMARIO

in copertina:		l'uomo e la natura (di Giorgio Dalla Zorza)
realizzazioni sperimentali	915	un pratico alimentatore da laboratorio
	921	generatore di onde rettangolari
	925	sistema fotoelettrico di eccitazione di un dispositivo d'allarme
	931	nove progetti e circuiti integrati
	937	avvisatore acustico sensibile alla luce
radioamatori	939	note varie sui filtri TVI
	943	la RTTY
	951	alla fine del '73 avremo l'orologio elettronico
scatole di montaggio	955	misuratore differenziale di uscita stereo
	958	convertitore 26 ÷ 28 MHz / 1,6 MHz per CB
	965	preamplificatore riverberatore
brevetti	970	
QTC	971	
teleriparazioni	975	Impariamo a individuare le anomalie dei televisori guardando le immagini
questo mese parliamo di ...	981	i ponti caldi
	984	i semiconduttori - XI parte
l'angolo del CB	991	la Tenko Int. - OF9-6 - notizie in breve - parliamo di SSB
Sony bulletin	998	sinto-amplificatore STR-6055 - II parte
rassegna delle riviste estere	1003	
i lettori ci scrivono	1013	
equivalenze dei semiconduttori	1019	

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:	BRITISH	936	FACON	1031	PIEZO	910	SIEMENS ELETTRA	1035	
	BSR	1030	G.B.C.	920-957	PRESTEL	979	SONY	924-1028	
AMTRON	914-942-969	CHEMTRONICS	980-1012	HUSTLER	1032	R.C.F.	1033	STE	912-913
BASF	1036	ELAC	1034	ICE	906-907	SCUOLA RADIO EL.	1027	TES	1025
B. & O.	1026	EXIBO	954	IRCI	1029	SICTE	962	UNAOHM	908



Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Pressione sul disco: 2 ÷ 5 g
 Y 930

RC/0548-00

Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Bilanciamento canali: 2 dB
 Separazione canali: 20 dB
 Cedevolezza: 10 x 10⁻⁶ cm/dyne
 Pressione sul disco: 1,5 ÷ 2,5 g

RC/0549-00

Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
normali e microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 950

RC/1062-00

cartucce magnetiche

Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
normali e microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 7 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 ÷ 4 g
 Y 980

RC/1064-00

Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
normali e microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 5 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 990

RC/1066-00

Cartuccia magnetica
Con puntina in diamante per dischi
normali e microsolco

Tipo: stereo
 Livello di uscita a 1 kHz: 4 mV a 5 cm/sec
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
 Cedevolezza: 10 x 10⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 995

RC/1068-00

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori

Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
 Italo Mason - Domenico Serafini
 Sergio d'Arminio Monforte
 Gianni Brazioli - Alligatore Alberto
 Franco Simonini - Gloriano Rossi
 Mauro Ceri - Arturo Recla
 Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica
 ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
 Viale Matteotti, 66
 20092 Cinisello B. - Milano
 Telef. 92.85.973

Amministrazione:

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 Autorizzazione alla pubblicazione
 Trib. di Monza n. 7856
 del 21-6-72

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

Concessionario esclusivo
 per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
 Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
 Prezzo della rivista L. 650
 Numero arretrato L. 1.300
 Abbonamento annuo L. 6.500
 Per l'Estero L. 9.000

I versamenti vanno indirizzati a:
 Jacopo Castelfranchi Editore
 Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
 mediante l'emissione
 di assegno circolare,
 cartolina vaglia o utilizzando
 il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
 allegare alla comunicazione l'importo
 di L. 500, anche in francobolli,
 e indicare insieme al nuovo
 anche il vecchio indirizzo.

SULLA TV VIA CAVO

La periodicità mensile della nostra rivista non ci consente di trattare gli avvenimenti con l'immediatezza dei quotidiani.

Ma non per questo motivo le nostre note sono prive di un certo contributo alla conoscenza dei problemi. Se non altro, possiamo vagliare tutto ciò che si è scritto, e riproporre ai lettori gli argomenti che, a nostro avviso, sono degni di particolare attenzione e, soprattutto, meritano di essere ricordati. In questo articolo, ricaviamo dal quotidiano di Torino «La Stampa» del 20 Maggio 1973 pagina 20 ciò che si legge sotto il titolo VOI E NOI - TV paesana.

L'articolo, firmato da Nicola Adelfi, parte dalle dichiarazioni di Dean Burch, presidente della Commissione parlamentare di controllo delle radiodiffusioni USA, durante la visita fatta alcuni mesi fa, su invito, alla Rai.

Il Signor Burch, per esemplificare la situazione delle piccole TV via cavo esistenti nell'America settentrionale, descrisse il caso di Montreal, città di due milioni di abitanti, dove in pochi anni le TV via cavo sono diventate centocinquanta. E' successo persino che una stazione sia stata impiantata nello scantinato di un grattacielo avendo, come abbonati, gli abitanti di quell'edificio e delle immediate adiacenze.

Codeste mini-TV hanno più o meno fortuna secondo l'interesse che sanno destare in coloro che vivono in una zona molto circoscritta. Devono, cioè, trattare i problemi strettamente locali, di quartiere, come gli spettacoli, le aste, le merci messe in liquidazione da un certo negozio, le conferenze e così di seguito. Organizzano poi dibattiti tra la gente del posto per l'esame dei problemi di comune interesse. Naturalmente, trasmettono anche programmi ricreativi e istruttivi.

Si vede subito, da questi accenni, che la TV via cavo colma, col mezzo più moderno, quella vasta lacuna di rapporti e di conoscenza che proprio l'epoca attuale aveva scavato.

Finito il focolare come luogo di raduno e di scambio di esperienze, finite le visite e gli altri incontri dalla carica umana, finita persino la sacralità del desco non sarebbero stati certo i mondani cock-tails a ridar calore e a far rinascere il sentimento della convivenza in una umanità che, pur sovrappollando città e strade, campi di sci e spiagge, cinema-teatri e stadi calcistici, ignora se stessa perchè il vicino non conosce il vicino se non superficialmente.

L'articolista de «La Stampa» si chiede, naturalmente, se all'epoca del decretino (ci sbaglieremo, ma questo diminutivo non è stato scritto a caso) del decretino, dunque, che ha messo fuori legge la TV via cavo, il ministro Gioia "ha preso in considerazione questi aspetti della questione; e cioè tutto il bene che le piccole TV paesane "o di quartiere possono fare per rendere più cordiali i rapporti tra i vicini di casa "e, nello stesso tempo, per vivificare il concetto di democrazia in mezzo ai cittadini, "chiamandoli a partecipare di persona alle discussioni che concernono la vita quotidiana nella loro cittadina o nel loro quartiere. Così anche (continua l'articolista) non "sto a soffermarmi sugli intrighi di varia natura che hanno spinto il ministro Gioia "a sparare a lupara contro le TV via cavo".

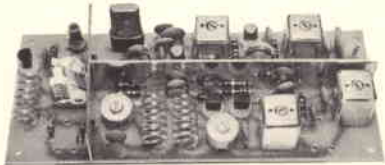
Poi si sofferma a considerare che le innovazioni tecniche trovano immancabilmente, nella storia, fierissimi avversari e provocano reazioni non di rado cruente. Ma conclude considerando che "almeno fino a questo momento, la storia ha dimostrato che "nei paesi liberi finisce sempre con una sconfitta chi cerca di fermare il vento del "progresso, specialmente quando si tratta di progresso vero, ossia capace di render "migliore e più evoluta la nostra condizione di uomini".

Dal canto nostro vorremmo scendere un poco in profondità nel concetto di «progresso vero». Secondo noi, è «vero» il progresso quando è completo, cioè, sia esso tecnico o scientifico o filosofico o artistico, non vada disgiunto da un parallelo progresso morale. Questo è il punto dolente, che affidiamo alla meditazione dei nostri lettori.



AR10

RICEVITORE A MOSFET mod. AR10
 Doppia conversione quarzata. Ricezione AM, CW, SSB, FM (con demodulatore AD4) - Noise limiter e squelch. Uscita per S-meter. Sensibilità 1 μ V per 10 dB (S-N)/N - Selettività 4,5 kHz a -6 dB, 12 kHz a -40 dB. Attenuazione immagini e spurie -60 dB. Uscita BF 5 mV per 1 μ V di ingresso modulato al 30% a 1000 Hz. Impiega 3 mosfet, 2 fet, 6 transistori, 5 diodi, 2 zener. Alimentazione 11-15 Vcc, 20 mA. Dimensioni 83 x 200 x 34 mm.
 AR10 gamma di ricezione 28-30 Mc/s L. 39.000 (I.V.A. incl.)
 AR10 gamma di ricezione 26-28 Mc/s L. 39.800 (I.V.A. incl.)
 AR10 versione CB 26,8-27,4 Mc/s L. 40.300 (I.V.A. incl.)



AC2

CONVERTITORE PER LA GAMMA 144-146 Mc/s mod. AC2
 Amplificatore RF con fet 2N5245. Conversione con mescolatore bilanciato con due 2N5245. Due transistori e un quarzo nell'oscillatore locale. Ingresso protetto da due diodi. Cifra di rumore 1,8 dB. Guadagno 22 dB. Reiezione di immagine 70 dB. Alimentazione 12-15 Vcc, 15 mA. Dimensioni: 50 x 120 x 25 mm.
 AC2A (uscita 28-30 Mc/s) L. 21.900 (I.V.A. incl.)
 AC2B (uscita 26-28 Mc/s) L. 21.900 (I.V.A. incl.)



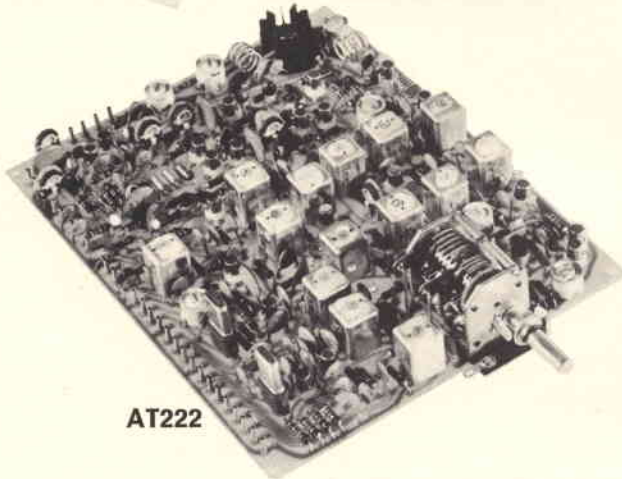
AD4

DISCRIMINATORE FM
 455 Kc/s mod. AD4
 Adatto all'impiego con il ricevitore AR10. Alimentazione: 9-15 Vcc, 15 mA. Soglia di limitazione 100 μ V. Reiezione AM 40 dB. Può essere tarato a 470 Kc/s. Dimensioni: 50 x 42 mm.
 L. 4.400 (I.V.A. incl.)

AMPLIFICATORE BF
 mod. AA1
 Amplificatore con circuito integrato particolarmente adatto come bassa frequenza del ricevitore AR10. Alimentazione 12-15 Vcc, 3-230 mA. Uscita 1,5 W su 8 Ω . Sensibilità 12 mV - Dimensioni: 50 x 42 mm.
 L. 4.150 (I.V.A. incl.)



AA1



AT22

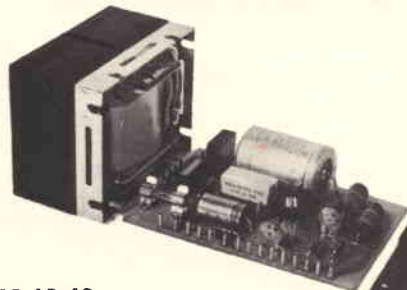
TRASMETTITORE-ECCITATORE 144-146 Mc/s mod. AT22
 VFO a conversione. Oscillatore quarzato per la canalizzazione. Sistema di canalizzazione a sintesi (80 canali con 18 quarzi). Preamplificatore microfonico, Clipper, Filtro audio attivo, Modulatore AM, Modulatore FM con enfasi e regolatore della deviazione. Circuito rivelatore per strumento misuratore di potenza. Ingresso per operare canalizzati o isocond con un ricevitore. Alimentazione stabilizzata. 23 transistori al silicio, 1 FET, 9 diodi, 2 zener, 1 varicap. Frequenza d'uscita: 144-146 Mc/s. Frequenza dell'oscillatore quarzato per la canalizzazione: 13-14 Mc/s. Potenza di uscita: 1 W min. FM a 12 V, 0,25 W min. AM (1 W PEP) a 12 V. Impedenza di uscita: 50 Ω (regolabile a 60-75 Ω). Alimentazione: 12-15 Vcc. Deriva di frequenza (VFO): 100 Hz/h a 145 Mc/s. Attenuazione armoniche e spurie: 40 dB. Profondità di modulazione AM: 95%. Deviazione di frequenza FM: da 3 kHz (NBFM) a 10 kHz. Risposta BF: 300-3.000 Hz. Impedenza d'ingresso BF: 10 k Ω . Sensibilità d'ingresso BF: 2 mV (regolabile 2-500 mV). Dimensioni: 170 x 132 x 34 mm.
 L. 58.250 (senza xtal) (I.V.A. incl.)

Quarzi 19,671 ÷ 19,696 Mc/s. ris. parall 20 pF, in fondamentale HC 25/U L. 3.900 (I.V.A. incl.)
 Quarzi 13 ÷ 14 Mc/s. ris. parall 20 pF, in fondamentale HC 25/U L. 3.700 (I.V.A. incl.)

AMPLIFICATORE LINEARE PER FM E AM, 144-146 Mc/s mod. AL 8
 Impiega un transistoro strip-line TRW PT4544 o VARIAN CTC B12-12 quale amplificatore in classe B con il punto di lavoro stabilizzato da un diodo zener. Completo di relé d'antenna con via ausiliaria per commutare l'alimentazione RX-TX. Potenza d'uscita: 10 W FM, 8 W PEP AM a 12,5 V - Potenza d'ingresso: 1,2 W FM, 1 W PEP AM - Impedenza d'ingresso e d'uscita: 50 Ω (regolabile a 60-75 Ω) - Alimentazione: 11-15 Vcc, 1,2 A - Dimensioni: 132x50x42.
 L. 27.700 (I.V.A. incl.)



AL8



16 13 40

AS15

ALIMENTATORE STABILIZZATO mod. AS 15
 Col trasformatore 161340, il transistoro 2N 3055 e il dissipatore 450032, l'AS 15 realizza un alimentatore stabilizzato adatto ai moduli STE o ad altri apparati. Uscita regolabile da 11 a 13,6 Vcc, 1,5 A (servizio continuativo), 2 A (servizio intermittente). Stabilità \pm 0,05%. Ronzio residuo 1 mV eff. Impiega un integrato μ A 723. Protetto contro sovraccarichi e cortocircuiti. Dimensioni: 105x70x28.
 L. 9.800 (I.V.A. incl.)



45 00 32

TRASFORMATORE 161340, 220 (110) - 20 Vac, 40 VA
 Dimensioni: 76x59x63
 L. 3.200 (I.V.A. incl.)

TRANSISTOR 2N 3055
 con mica e accessori di montaggio.
 L. 1.200 (I.V.A. incl.)

DISSIPATORE 450032
 Alluminio estruso anodizzato nero.
 Dimensioni: 121x70x32.
 L. 1.200 (I.V.A. incl.)



CONVERTITORE PER LA GAMMA 144 ÷ 146 Mc/s IN SCATOLA PROFESSIONALE mod. AC 2 S
 Amplificatore RF con fet 2N 5245. Conversione con mescolatore bilanciato con due 2N 5245. Due transistori e un quarzo nell'oscillatore locale. Ingresso protetto da due diodi. Cifra di rumore 1,8 dB. Guadagno 22 dB. Reiezione di Immagine 70 dB. Alimentazione 12 - 15 Vcc, 15 mA. Dimensioni: 130x88x40.
 AC 2 AS (uscita 28 - 30 Mc/s) L. 32.500 (I.V.A. incl.)
 AC 2 BS (uscita 26 - 28 Mc/s) L. 32.500 (I.V.A. incl.)



AC2S



**ELETTRONICA
 TELECOMUNICAZIONI**

20134 MILANO - VIA MANIAGO, 15
 TEL. 21.78.91

Dal 1972 rappresentiamo in Italia le due riviste più autorevoli e conosciute in campo internazionale, particolarmente rivolte agli amatori dei 2 metri, dei 70 e dei 23 cm.

- Gli articoli hanno carattere tecnico più che divulgativo e la pubblicità è limitatissima. Lo scopo principale di entrambe le riviste è di fornire istruzioni dettagliate, precise e complete di trasmettitori, ricevitori, convertitori, ricetrasmittitori in AM, FM e SSB, antenne ed in generale strumenti ausiliari e di misura.
- Il livello tecnologico degli articoli è frutto della lunga esperienza degli Editori che, oltre ad essere Radioamatori in un paese che può essere considerato «leader» nel settore, operano tutti nell'ambito di grosse organizzazioni industriali o di ricerca.
- Ogni apparato descritto nelle riviste può essere acquistato presso di noi, al cambio di L. 250/DM (I.V.A. compresa), in scatola di montaggio completa o in parti staccate come, ad esempio, il circuito stampato, i semiconduttori, le bobine e, in generale, tutti i componenti speciali o di difficile reperibilità.

L'abbonamento a una o all'altra rivista per 4 numeri annui può essere effettuato mediante versamento di L. 2.940 sul ns. c/c postale n. 3/44968 o mediante invio di assegno circolare o bancario.



In lingua inglese, 4 numeri annui:
 febbraio, maggio, agosto e novembre.



In lingua tedesca, 4 numeri annui:
 marzo, giugno, settembre e dicembre.

Un esempio di uno dei più di ottanta apparati attualmente in produzione:

TRANSVERTER 144 - 432 Mc/s mod. DL 6 MH 001
 Trasmissione AM, FM, CW. - Potenza max d'ingresso (a 144 Mc/s): 3 W FM, 0,75 W (3 W P.E.P.) AM - Rendimento (a 432 Mc/s): 30 - 40% - Ricezione AM, FM, CW, SSB. - Dimensioni 130x75.
 DL 6 MH 001 PC-board

Circuito stampato con schema di montaggio sovrainpresso.

DL 6 MH 001 Minikit L. 2.750 (I.V.A. incl.)

1 Transistor, 2 diodi, 1 perla in ferrite. L. 3.675 (I.V.A. incl.)

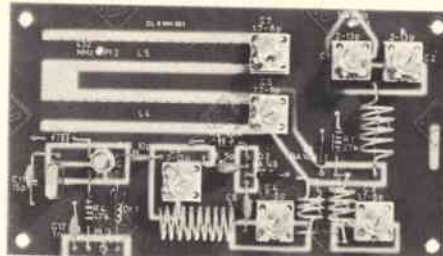
DL 6 MH 001 Trimmer set 7 trimmer in aria L. 5.250 (I.V.A. incl.)

Quarzo 96,000 Mc/s HC - 25/U L. 7.000 (I.V.A. incl.)

DL 6 MH 001 Kit L. 18.250 (I.V.A. incl.)

Scatola di montaggio completa delle parti suddette.

Il transverter DL 6 MH 001 è stato descritto sul N. 4/1971 di VHF Communications.



DL6MH 001

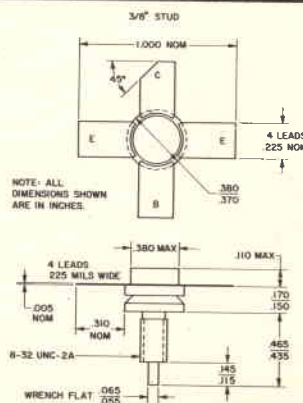
TRANSISTORI DI POTENZA per VHF e UHF:

CTC (Communications Transistor Corporation)

* In custodia ermetica stripline ceramica - * Garantiti contro infinito VSWR

144 Mc/s - 12 Vcc - Classe C *			
Mod.	Pin	Pout	Prezzo (I.V.A. incl.)
B12-12	1,5 W	12 W	L. 7.600
B25-12	4 W	25 W	L. 17.000
B40-12	10 W	40 W	L. 19.000
B70-12	16 W	70 W	L. 29.000

432 Mc/s - 12 Vcc - Classe C *			
Mod.	Pin	Pout	Prezzo (I.V.A. incl.)
C 1-12	0,1 W	1,2 W	L. 4.700
C 3-12	0,9 W	4 W	L. 6.400
C12-12	3,5 W	12 W	L. 9.600
C25-12	10 W	25 W	L. 21.000



) Usabili anche in classe AB o B con prestazioni lievemente ridotte.

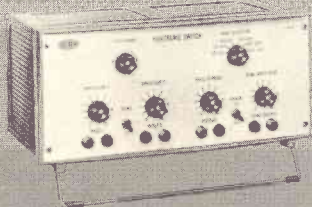
Documentazione a richiesta.

CONDIZIONI DI VENDITA: Per pagamento contrassegno, contributo spese di spedizione e imballo L. 600. Per pagamento anticipato 1/2 vaglia, assegno, o ns. c/c postale 3/44968, spedizione e imballo a ns. carico.
 DEPLIANTS DETTAGLIATI CON SCHEMI E LISTINO PREZZI SARANNO INVIATI GRATUITAMENTE A CHIUNQUE NE FACCI
 RICHIESTA.



+ di 150 kit × l'elettronica nel mondo

UK 585



L. 32.000

COMMUTATORE ELETTRONICO

Frequenza di commutazione: da 50 Hz a 7.500 Hz in 6 gamme - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. - Massima tensione di ingresso: 8 Vp.p.

UK 682

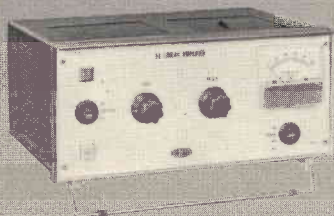


L. 45.700

ALIMENTATORE STABILIZZATO

Tensione di uscita: 4 ÷ 35 Vc.c. - Corrente massima fornita: 2,5 A - Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a. ± 10%

UK 370



L. 54.000

AMPLIFICATORE LINEARE RF

Gamma di frequenza 26,5 ÷ 30 MHz - Potenza max a R.F.: 30 W - Alimentazione: 220 Vc.a. - Impedenza d'ingresso e di uscita: 50 Ω

UK 500



L. 29.000

RICEVITORE SUPERETERODINA

Gamma di sintonia: OL 150 ÷ 260 kHz - OM 520 ÷ 1640 kHz - FM 87 ÷ 104 MHz - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a.

UK 535/C



L. 29.500

AMPLIFICATORE STEREO HI-FI 7+7 W

Potenza di uscita: 7+7 W - Risposta di frequenza: 20 Hz ÷ 20 kHz ± 1 dB - Impedenza di uscita: 8 Ω

UK 180



L. 31.000

QUADRIK - DISPOSITIVO PER EFFETTO QUADRIFONICO

Impedenza dei due ingressi: 4 ÷ 8 Ω - Regolazioni indipendenti per altoparlanti frontali ed altoparlanti posteriori



ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI - APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZZATORI - RADIO-TV

UN PRATICO ALIMENTATORE DA LABORATORIO

di G. KOCH

Quasi tutti gli alimentatori concepiti per laboratorio, specialmente quelli destinati al collaudo di montaggi sperimentali, hanno qualcosa che ne limita l'impiego pratico quando si deve operare a largo raggio per quanto concerne tensioni e soprattutto correnti.

L'alimentatore descritto, pur non pretendendo di soppiantare i moderni « digitali » con impostazione numerica della tensione di uscita con precisioni dello 0,01%, offre la possibilità, con una spesa contenuta, di risolvere brillantemente i problemi di alimentazione che si presentano quotidianamente al ricercatore ed allo sperimentatore in genere, senza dover ricorrere a collegamenti serie-parallelo di diverse unità, spesso impossibili.

Il concetto su cui si basa il progetto è quello di rendere agevole l'impiego, semplificando al massimo le operazioni per la misura della corrente assorbita dal carico e per proteggere il circuito in prova da eccessi di tensione o di corrente che deriverebbero inevitabilmente da analoghi apparecchi non provvisti di limitatore di corrente.

Le prestazioni dell'alimentatore sono riportate in tabella I.

L'alimentatore è dotato di due strumenti separati per la misura della tensione e della corrente, questa ultima è stata suddivisa in tre gamme per semplificare il rilevamento della corrente assorbita dal carico e soprattutto per non dover collegare uno strumento esterno.

L'uscita è stata prevista con negativo e positivo isolati e a massa separata allo scopo di avere il telaio isolato, cosa molto utile quando si devono alimentare amplificatori che richiedono l'alimentazione doppia con positivo e negativo separati rispetto alla massa comune.

L'uscita è stata anche completata da un interruttore di stand-by che permette di isolare il carico senza dover interrompere i collegamenti. Circa la stabilità di impiego c'è da dire che un primo prototipo di questo alimentatore venne usato dallo autore per collaudi di affidabilità che spesso si protraevano per una settimana intera, a servizio continuo giorno e notte, senza peraltro riscontrare alterazioni, salvo che nella bolletta della luce!

L'uso è molto semplice ed avan-

taggiato dalla disposizione dei comandi e degli strumenti che possono essere letti entrambi a colpo d'occhio. Sempre per semplificare e soprattutto per aumentare la sicurezza di impiego, il voltmetro di uscita lavora in una gamma unica onde evitare ricerche sul pannello per interpretare a quale gamma si riferisce la lettura; perciò nella gamma bassa l'indice andrà da zero a centro scala e nella gamma alta da centro a fondo scala.

Dato poi che nell'uso corrente il limitatore di corrente fine si usa poco, tale comando è previsto con potenziometro a cacciavite da regolare volta per volta.

Per la predisposizione della gamma di corrente è sufficiente girare il commutatore, mentre per la regolazione fine occorrerà cortocircuitare

TABELLA I - CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione d'uscita:	Regolabile in due gamme da 1 a 25 V e da 25 a 50 V
Corrente d'uscita:	In tre gamme più regolazione fine 0 ÷ 50 mA, 0 ÷ 5 A e 0 ÷ 3 A a scatti 20 mA ÷ 3 A usando la regolazione fine
Δ tensione d'uscita:	50 mV tra vuoto e carico
Comandi e controlli:	Voltmetro d'uscita 50 V f.s. Milliamperometro d'uscita in tre gamme: 50 mA, 0,5 A e 5 A f.s. Commutatore tensione d'uscita (gamma) Potenziometro tensione d'uscita fine Commutatore limitatore di corrente e strumento Potenziometro corrente d'uscita fine Interruttore di stand-by Fusibile d'uscita Interruttore generale e spia luminosa

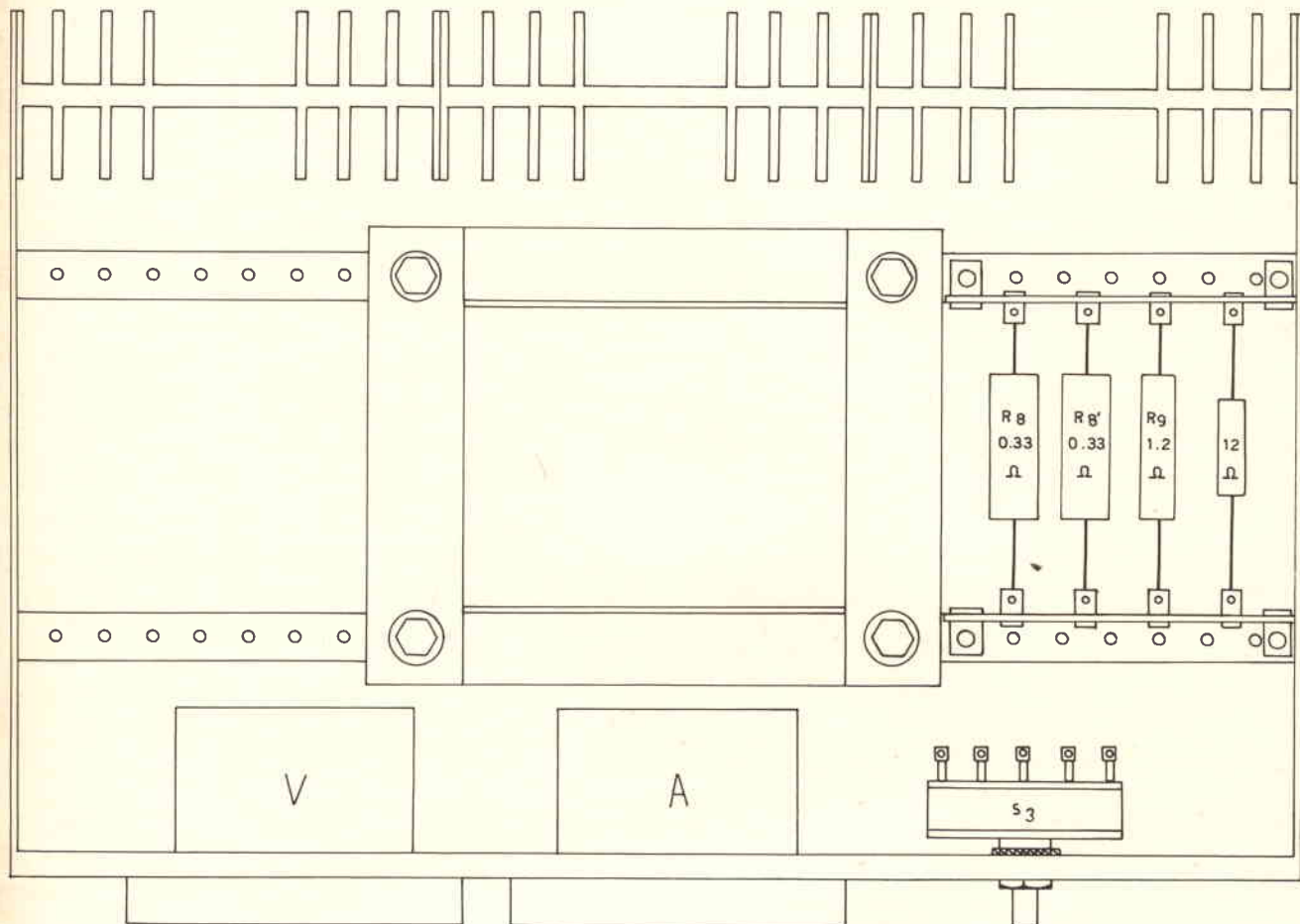


Fig. 3 - Esempio di disposizione dei componenti maggiori all'interno del contenitore.

l'uscita e successivamente regolare il potenziometro; oppure collegare il carico e ridurre lentamente la corrente di uscita finchè il voltmetro non accenna a calare, dando una specie di dip. A questo punto bisogna regolare il potenziometro in modo da essere leggermente al disopra di detto punto; in questo modo lo alimentatore funzionerà a corrente costante e qualunque aumento di assorbimento produrrà una diminuzione della tensione d'uscita.

Per la realizzazione pratica occorrerà rifarsi sia ai disegni, sia all'elenco componenti; non vengono dati numeri di catalogo o riferimenti precisi onde lasciare la più ampia libertà realizzativa.

Il circuito che si basa sul sistema del regolatore serie con amplificatore di controllo, comandato dalla differenza fra la tensione di uscita positiva e il riferimento negativo stabilizzato, è indipendente dal cir-

cuito principale onde evitare la reciproca influenza per effetto delle variazioni di carico.

E' interessante notare che pur cambiando gamma, la tensione negativa di riferimento non varia per il semplice fatto che non è necessario, mentre è utile variare il resistore di polarizzazione della base di Q4 onde non sovraccaricare Q5 quando si opera nella gamma alta; a tale scopo provvede infatti la sezione B del commutatore S2.

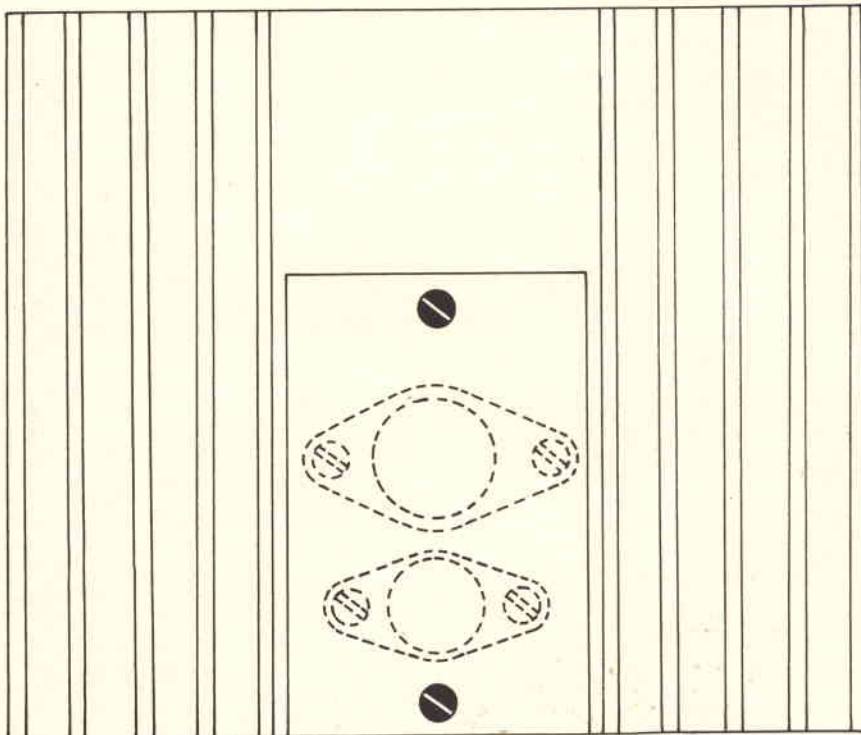
Per quanto concerne la tensione d'uscita sono presenti due resistori critici che possono richiedere qualche regolazione: il primo, R14, provvede all'impostazione della tensione massima d'uscita e vale per entrambe le gamme, il secondo, R13, provvede alla limitazione della tensione minima d'uscita nella gamma alta ($25 \div 50$ V).

Il limitatore di corrente è attuato con Q7 e con la somma del resisto-

re, inserito dal commutatore di gamma, con il potenziometro P1 ed entra in funzione quando tra base ed emettitore si forma la V_{BE} necessaria per effetto della caduta di tensione creata dall'aumento del carico.

Per il reperimento dei componenti necessari occorre tenere conto che il montaggio si effettua da punto a punto e che occorrerà qualche bassetta per l'ancoraggio dei resistori di potenza e di shunt; particolare cura dovrà essere usata nella scelta dei commutatori di portata che, oltre ad essere previsti per correnti di 5 A, dovranno avere una bassa resistenza di contatto poichè potrebbero compromettere il funzionamento o falsare le misure di corrente.

Per il commutatore S3 si potrà usare in alternativa un modello a 3 posizioni 4 vie collegando le due sezioni in più con le altre due.



ne montare una piccola piastra di alluminio a scopo protettivo. Tale piastra, di dimensioni sufficienti a coprire i punti in tensione, verrà montata con distanziatori filettati lunghi 2 cm da fissare direttamente ai radiatori.

I radiatori andranno infine montati, come da figura 3, sul retro del contenitore in modo che risultino ben ventilati.

Per i resistori di potenza è bene usare elementi a filo in cassa ceramica ermetica come i Neohm-Seci.

I collegamenti dovranno essere brevi e realizzati con filo adeguato alla corrente in gioco; lo stesso discorso vale per il trasformatore di alimentazione che dovrà essere avvolto per un coefficiente di 3 A/mm² o meglio 2 A/mm², dato che minore è la resistenza dell'avvolgimento, minore sarà la variazione della tensione d'uscita durante i transitori.

I resistori di gamma R8-10 e gli shunts dovranno essere disposti vicinissimi al commutatore onde ridurre i collegamenti.

Per stabilire i valori dei resistori shunt R11 e R12 si potrà o calcolarli con la seguente formula: $R_s = (\text{resistenza interna}/m - 1)$ dove m è il fattore di moltiplicazione del fondo scala; oppure determinarli, in pratica, usando un pezzo di argentana connesso, come shunt e con un secondo amperometro collegato all'uscita, a mo' di cortocircuito, e regolando la lunghezza del filo di shunt in modo da far quadrare le due letture.

I fusibili F1, rete e F3, riferimento negativo, verranno montati allo interno dell'apparecchiatura, mentre F2 sarà portato sul pannello frontale in quanto consente di aumentare le possibilità di impiego poiché quando si opera a corrente costante basta inserire in F2 un fusibile con corrente leggermente superiore alla massima utile; in caso di sovraccarico elevato oltre al limitatore ci sarà anche la fusione del fusibile che toglierà l'alimentazione. La lampada spia Lp1 posta sul negativo di riferimento indicherà il regolare funzionamento; in caso di mancanza del negativo la tensione di uscita andrà al massimo della gamma inserita e non sarà

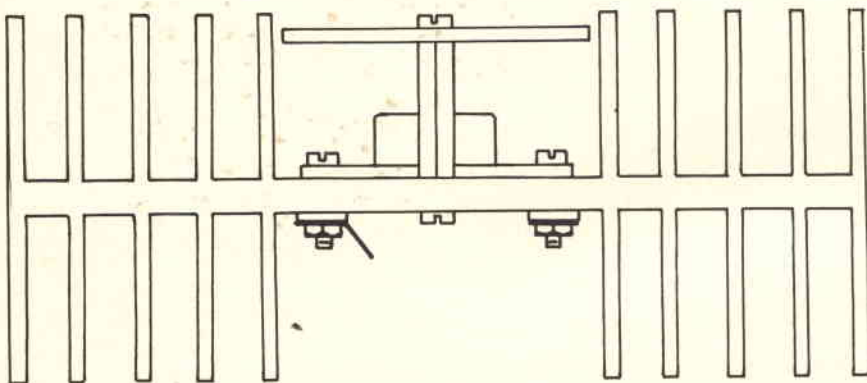


Fig. 4 - Montaggio dei transistori sui radiatori e disposizione della piastra protettiva.

Altro punto importante è il dimensionamento dei radiatori di calore, infatti bisogna considerare che nella peggiore delle ipotesi: Vout 30 V, corrente d'uscita 3 A significano in pratica 60 V d'ingresso meno i 30 d'uscita, uguale 30 V con 3 A, ovvero 90 W da dissipare nel regolatore serie costituito da Q1, Q2 e Q3, ossia 30 W per transistor che significano un alzo di temperatura di 45°C se si usa un radiatore da 1,5 °C/W; quindi, supponendo di avere una temperatura

ambiente di 25°C, avremo una temperatura di ben 60°C.

Anche Q6 e Q7 sono dotati di radiatori, in questo caso a stella, onde aumentare l'affidabilità dato che in queste condizioni possono dissipare tranquillamente fino a 5 W.

I transistori Q5, Q6 e Q8 sono montati sugli stessi radiatori dei regolatori serie, ma nel lato freddo, ovvero al disotto.

Per evitare di entrare in contatto con i collettori dei transistori è be-

ELENCO COMPONENTI

T1	: trasformatore d'alimentazione primario 220 V 1° sec. 30 + 30 V 3 A 2° sec. 80 V 0,3 A
B1	: ponte raddrizzatore B 80 C5000 o similare
B2	: ponte raddrizzatore 4 diodi 1N4004 o similare
F1	: fusibile ritardato da 2 A
F2	: fusibile ultra-rapido da 3,3 A
F3	: fusibile ultra-rapido da 0,33 A
C1	: condensatore elettrolitico da 2.500 μ F 100 VL
C2	: condensatore mylar da 0,1 μ F 400 VL
C3	: condensatore elettrolitico da 100 μ F 150/200 VL
R1	: resistore da 4,7 k Ω 5 W a filo
R2	: resistore da 1 k Ω 5 W a filo
R3-4-5	: resistori da 0,1 Ω 7 W a filo
R6	: resistore da 10 k Ω 1 W a filo
R7	: resistore da 22 k Ω 1 W a filo
R8	: resistore da 0,165 Ω = parallelo di 2x0,33 Ω 5 W a filo
R9	: resistore da 1,2 Ω 2 W
R10	: resistore da 12 Ω 1 W
R11	: resistore da shunt 5 A
R12	: resistore da shunt 0,5 A
R13	: resistore da 13,5 k Ω (2x27 k Ω)
R14	: resistore da 20 k Ω (2x10 k Ω)
R15	: resistore da 1 k Ω 1 W
R16	: resistore da 4,7 k Ω 1 W
R17	: resistore da 1,2 k Ω 5 W a filo
P1	: potenziometro lineare a filo a cacciavite da 10 Ω 5 W
P2	: potenziometro lineare da 10 k Ω
S1	: interruttore a leva unipolare da 250 V 2 A
S2a-c	: deviatore triplo a leva da 125 V 5 A
S3a-b	: commutatore 2 vie 3 pos. (4 vie 3 pos.) 125 V 5 A
S4a-b	: interruttore a leva bipolare da 125 V 5 A
Q1-3	: transistori 2N3055 RCA
Q4-5	: transistori 2N3054 RCA
Q6-7	: transistori 40361 RCA
Q8	: transistoro 2N3741 Motorola
D1	: diodo 1N4004
D2	: diodo zener 51 Vz 1 W Motorola/IRCI
Lp1	: lampada spia da 24 V 25 mA
1	: milliamperometro da 50 mA f.s.
1	: voltmetro da 50 V f.s.
3	: confezioni isolamento TO-3
3	: confezioni isolamento TO-66
3	: radiatori alettati Rt = 1,2 ÷ 1,5 °C/W
2	: radiatori a stella piccoli per TO-5
2	: manopole a indice
1	: portafusibile da pannello
2	: portafusibili da telaio
1	: portalamпада spia da pannello
1	: boccia non isolata contenitore, basette d'ancoraggio, profilati per montaggio ecc.

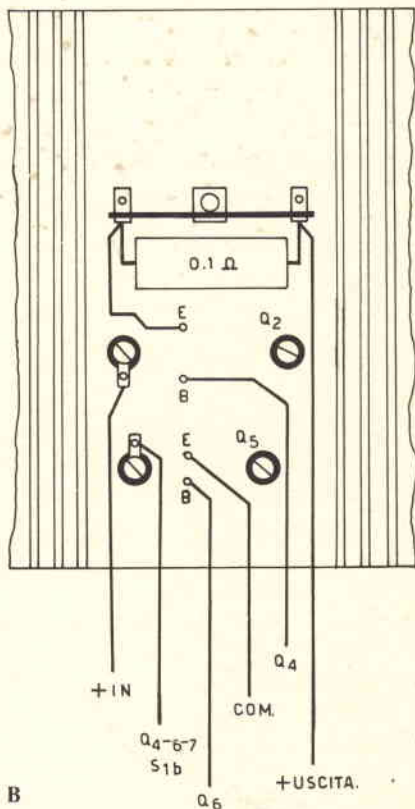
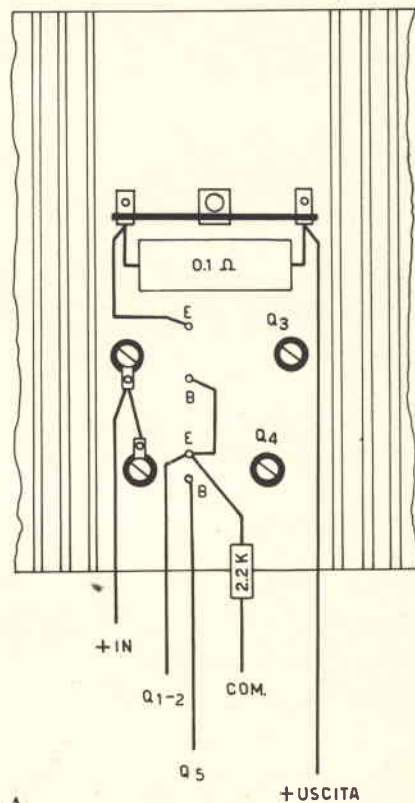
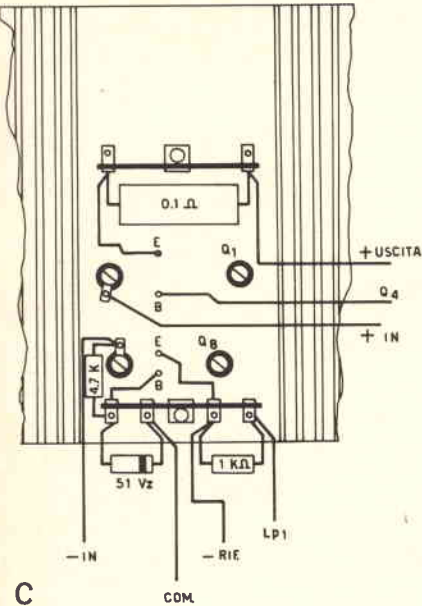


Fig. 5 A-B - Esempio di cablaggio da punto a punto dei transistori di potenza sul retro dei radiatori.



C
Fig. 5 C - Esempio di cablaggio dei transistori di potenza sul retro dei radiatori.

controllabile con il potenziometro. Lo stesso vale in caso di apertura o cortocircuito dei transistori Q5 e Q6.

Qualora il diodo zener D2 dovesse riscaldare eccessivamente durante il funzionamento, sarà bene dotarlo di un piccolo radiatore a stella o ad aletta.

Il raddrizzatore B1 è del tipo a ponte al silicio B 80 C 5000 (3000) e può funzionare fino ad un massimo di 3 A, se montato in aria libera, mentre può operare fino a 5 A max, se montato a telaio tramite l'apposita aletta dissipatrice.

I condensatori elettrolitici si possono montare utilizzando le apposite molle a forcella da fissare a telaio.

Il trasformatore può essere montato utilizzando due longheroni in profilato di alluminio a L che saranno fissati al contenitore; lo spa-

zio vuoto sarà utile per disporre ad es. elettrolitici, raddrizzatori e resistori.

MODIFICHE

Qualora il trasformatore, ed il raddrizzatore siano stati opportunamente dimensionati, l'alimentatore può essere spinto a fornire fino a 5 A per periodi brevi, a tale scopo è sufficiente variare il valore del resistore R8 che dovrà essere prossimo a 0,12 Ω; oppure potrà essere previsto già frazionato in modo da consentire la maggiore erogazione con il semplice cortocircuito attuato per mezzo di un cavetto con due coccodrilli.

Se si devono riprodurre tensioni d'uscita molto esatte è preferibile azionare il potenziometro P2 mediante una manopola demoltiplicata con regolazione grossa-fine.

VIDEOCASSETTE ANCHE PER LE UNIVERSITA' CANADESI

L'università di Quebec, che ha oggi circa 25 mila studenti, si è preoccupata della diffusione dell'insegnamento nelle regioni lontane allo scopo di risolvere il problema che nasce dalla distanza e dalle difficoltà di comunicazione. In un rapporto presentato all'assemblea nazionale, l'università ha proposto la costituzione di una tele-università, utilizzando tutte le tecniche audiovisive per l'insegnamento a distanza. Destinata in un primo tempo agli adulti, che costituiscono il sessanta per cento dell'effettivo universitario del Quebec, potrebbe poi essere diretta anche agli studenti regolari dei centri urbani.

RADIORICEVITORE PORTATILE 



Mod. AR/27 *port*

- Gamme di ricezione: OM/OL
- 9 transistori
 - Antenna in ferroxcube incorporata
 - Potenza di uscita: 200 mW
 - Presca per auricolare
 - Alimentazione: 6 Vc.c.
 - Dimensioni: 126x93x35

GENERATORE DI ONDE RETTANGOLARI

a cura di Aldo POZZO

Nel presente articolo esponiamo ulteriori applicazioni del transistor unigiunzione che va sempre più affermandosi nel campo delle generazioni di segnali impulsivi, tanto per la semplicità circuitale quanto per la sicurezza e precisione nel funzionamento.

La generazione periodica di impulsi di brevissima durata e di notevole intensità, quali si possono ottenere con l'uso di transistori unigiunzione, permette di pilotare circuiti trigger monostabili o bistabili consentendo operazioni interdipendenti fra i

circuiti. Inoltre, la precisione di temporizzazione agli effetti delle variazioni di tensione e di temperatura è superiore a quella ottenibile adottando normali transistori al silicio.

In fig. 1 è illustrato un generatore di onde rettangolari a carattere ripetitivo con tempi operativi regolabili entro ampi limiti di durata e di rapporto. Esso è costituito da generatore di impulsi UJT e da un circuito all-on all-off. L'azione del primo determina l'inclusione del secondo che, a sua volta, preclude per un certo periodo la riattivazione del primo.

Si può notare la semplicità circuitale e l'esiguo numero dei componenti; oltre a ciò il dispositivo può pilotare direttamente organi operativi quali relè od altri carichi

senza che abbia a risentirne la funzionalità di entrambi i circuiti che mantengono, quale prerogativa, la caratteristica a scatto sia nell'innescò dell'UJT sia nel circuito all-on all-off operativo.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO DI FIG. 1

I condensatori C1 e C2 si caricano contemporaneamente attraverso R3, P2 e D1. Quando la tensione di C2, quindi quella di emettitore, raggiunge il punto di innescò, l'UJT va in conduzione e scarica C2 sulla base B1. L'impulso trasmesso attraverso D5 alla base di TR2 mette quest'ultimo in conduzione ed innesca il circuito all-on all-off costituito da TR1 e TR2. La

Elenco materiali fig. 1

R1	=	4,7	k Ω
R2	=	47	Ω
R3-R7	=	1	k Ω
R4	=	10	k Ω
R5	=	470	Ω
R6	=	100	Ω
R8	=	22	k Ω
P1	=	22	k Ω
P2	=	0,5	M Ω
C1	=	50	μ F
C2	=	1000	μ F
UJT1	=	2N 2646 -	
		2N 1671 B	
TR1	=	BCY 78	
TR2	=	BCY 58	
D1-D2-D3	=	OA 200	
D4-D5	=	BAY 41	

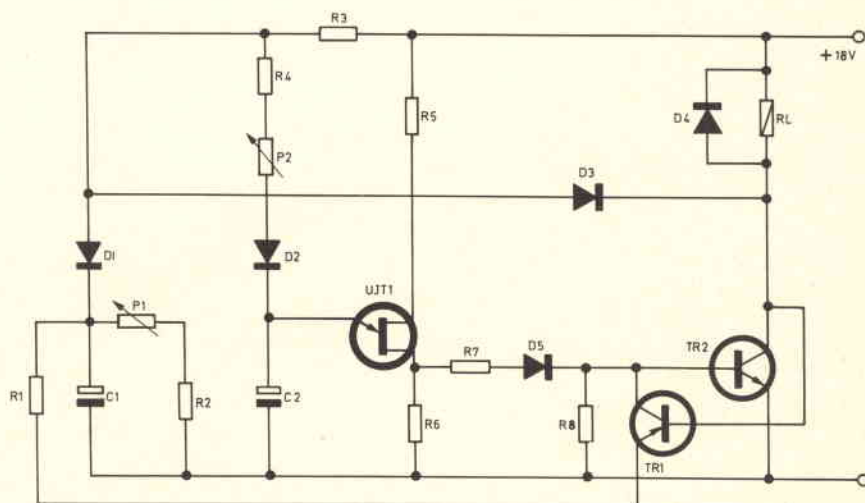


Fig. 1 - Schema elettrico di un generatore di onde rettangolari a carattere ripetitivo con tempi operativi regolabili entro ampi limiti di durata e rapporto.

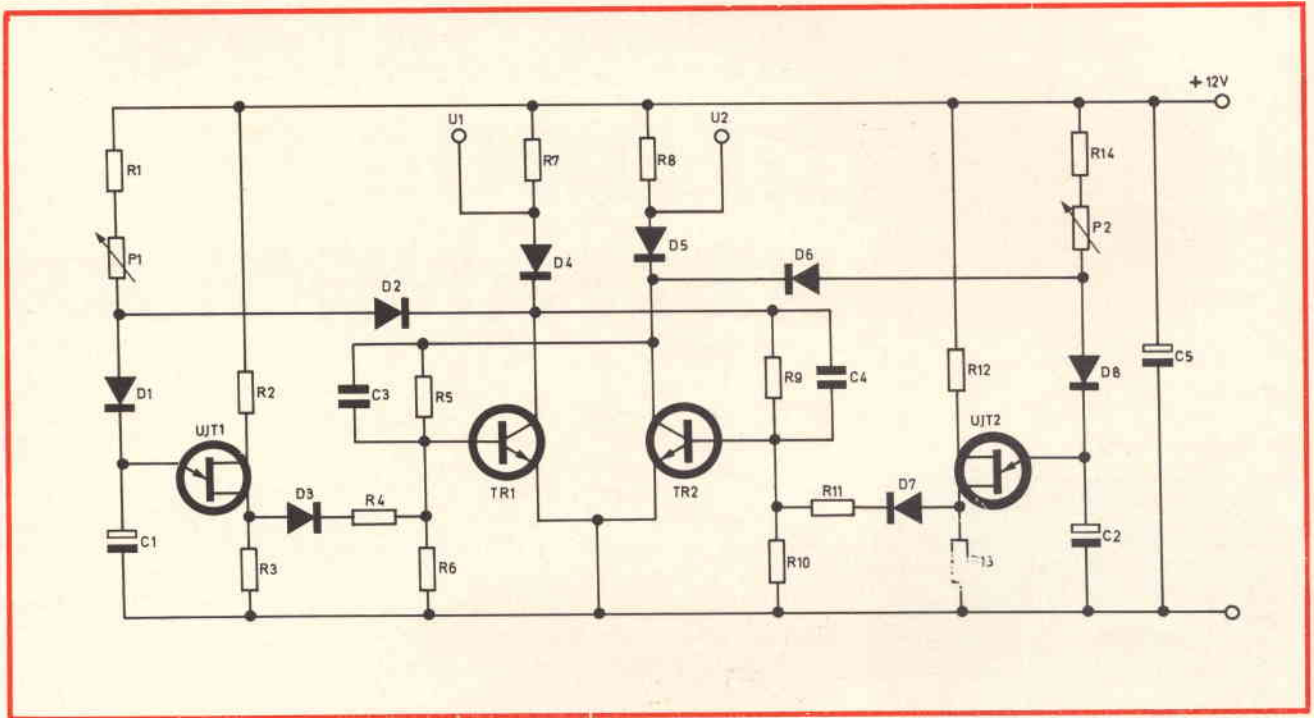


Fig. 2 - Circuito che consente di ottenere impulsi di lunga durata con un ampio rapporto fra i tempi stessi.

conduzione di TR2 perdura fino a che la carica di C1, che alimenta il circuito emettitore di TR2, è sufficiente al mantenimento del circuito all-on all-off.

Durante il periodo di conduzione del circuito viene preclusa la carica di C2 e C1 in quanto il terminale di R3 collegato al collettore viene posto a potenziale negativo da TR2 in regime di saturazione. Allorché la carica di C1 scende al di sotto del limite di mantenimento, il circuito all-on all-off cade ed il ciclo di temporizzazione si ripete. I tempi operativi dipendono dalle costanti di tempo date da P2 - C2 e da P1 - C1 che determinano rispettivamente i tempi per l'innesco ed il disinnesco del circuito all-on all-off.

Il valore di C2 deve essere tale da consentire un sufficiente impulso per l'innesco del circuito all-on all-off.

Il circuito descritto consente un ampio rapporto fra i tempi di commutazione e una precisione rilevante nella temporizzazione nel circuito di innesco dell'unigiunzione.

Qualora si voglia ottenere una maggior precisione in entrambi i tempi, proponiamo il circuito di fig. 2 che consente di ottenere im-

Elenco materiali fig. 2	
R1-R4-	
R7-R8-	
R11-R14	= 1 kΩ
R2-R12	= 470 Ω
R3-R13	= 100 Ω
R5-R6-	
R9-R10	= 10 kΩ
C1-C2	= 50/1000 μF
P1-P2	= 0,5 MΩ
TR1-TR2	= BCY58 (BSY39)
UJT1-UJT2	= 2N2646 - 2N1671B

pulsi di lunga durata ad un ampio rapporto fra i tempi stessi.

Esso è costituito da un bistabile a due ingressi separati comandati da impulsi generati da due temporizzatori unigiunzione. Tali impulsi sono a fianchi molto ripidi e di notevole intensità, il che consente commutazioni rapide e sicure.

I tempi di commutazione dipendono perciò, quasi esclusivamente, dalla temporizzazione imposta dai circuiti UJT in quanto la commutazione è affidata a trigger di alta velocità.

FUNZIONAMENTO DEI CIRCUITI DELLE FIGG. 2 - 3 e 4

Per asimmetria circuitale all'atto dell'inserzione, uno degli stadi costituiti dai transistori TR1 e TR2 entra in conduzione. Ammesso TR1 in tale stato TR2 è all'interdizione. La capacità C1 non può caricarsi attraverso R1 in quanto un estremo di essa è portato a massa attraverso D2 dal circuito collettore-emettitore di TR1 in saturazione.

D'altra parte la carica di C2 può aver luogo in quanto TR2 è interdetto ed il suo collettore è a potenziale positivo. Quando la tensione ai capi di C2 raggiunge il livello di innesco di UJT2 si ha la scarica di C2 attraverso il circuito di emettitore che determina un impulso positivo sulla base B1 ai capi di R13.

Tale impulso è trasmesso a mezzo di D7 alla base di TR2 il quale viene posto istantaneamente in stato di saturazione. La conduzione di TR2 provoca l'interdizione di TR1. In tal modo è possibile la carica di C1 mentre viene preclusa la ricarica di C2 in quanto TR2 è in saturazione, perciò con collettore a

massa. Al tempo stesso UJT1 genera un nuovo impulso che, trasmesso da D1 alla base di TR1, provoca una successiva commutazione del bistabile. Il generatore continuerà in tal modo a fornire impulsi al ritmo imposto dai circuiti di temporizzazione UJT. Si noti l'assoluta indipendenza dei circuiti di temporizzazione il che consente di ottenere un ampio rapporto nei tempi di commutazione.

Il circuito consente inoltre, adottando gli adatti valori dei componenti, una vasta gamma dei tempi operativi ed il circuito del bistabile può essere usato per il comando diretto del carico. I diodi D1 e D8 impediscono la scarica di C1 o C2 durante la commutazione evitando l'instabilità di funzionamento.

Il circuito di fig. 3 è una derivazione del circuito precedente e rappresenta un generatore di onde rettangolari che utilizza un solo

transistore unigiunzione ed un bistabile ad un solo ingresso.

Il funzionamento è quasi analogo al precedente. L'unica differenza di rilievo è che la carica di C1

avviene attraverso le resistenze variabili P1 o P2 durante il periodo di conduzione dei rispettivi transistori, mentre nel precedente la carica di C1 o C2 viene preclusa dai transistori in conduzione e la tensione di carica è prelevata attraverso le resistenze di collettore del transistore interdettato.

Il circuito utilizza transistore PNP e l'impulso positivo di trigger è prelevato direttamente dalla base 1 dell'unigiunzione. Per realizzare lo stesso circuito con un transistore NPN è consigliabile la modifica di fig. 4 in cui si fa uso di un transistore di inversione al fine di ottenere l'impulso di commutazione. Tale soluzione è preferibile in quanto l'impulso negativo prelevato sulla base 2 di UJT1 presenta una certa difficoltà di comando del bistabile.

Per questa seconda versione si dovrà invertire anche la polarità dei diodi D3 - D4.

Elenco materiali fig. 3

R1	=	1 kΩ
R2	=	470 Ω
R3	=	100 Ω
R4-R11	=	10 kΩ
R5-R12	=	6,8 kΩ
R6-R10	=	2,7 kΩ
R7-R8	=	5,6 kΩ
R9	=	270 Ω
C1	=	500 μF
C2-C3	=	3300 pF
C4-C5	=	470 pF
TR1-TR2	=	NPN BCY 58 - (PNP BCY 78)
UJT1	=	2N 2646 - 2N 1671B

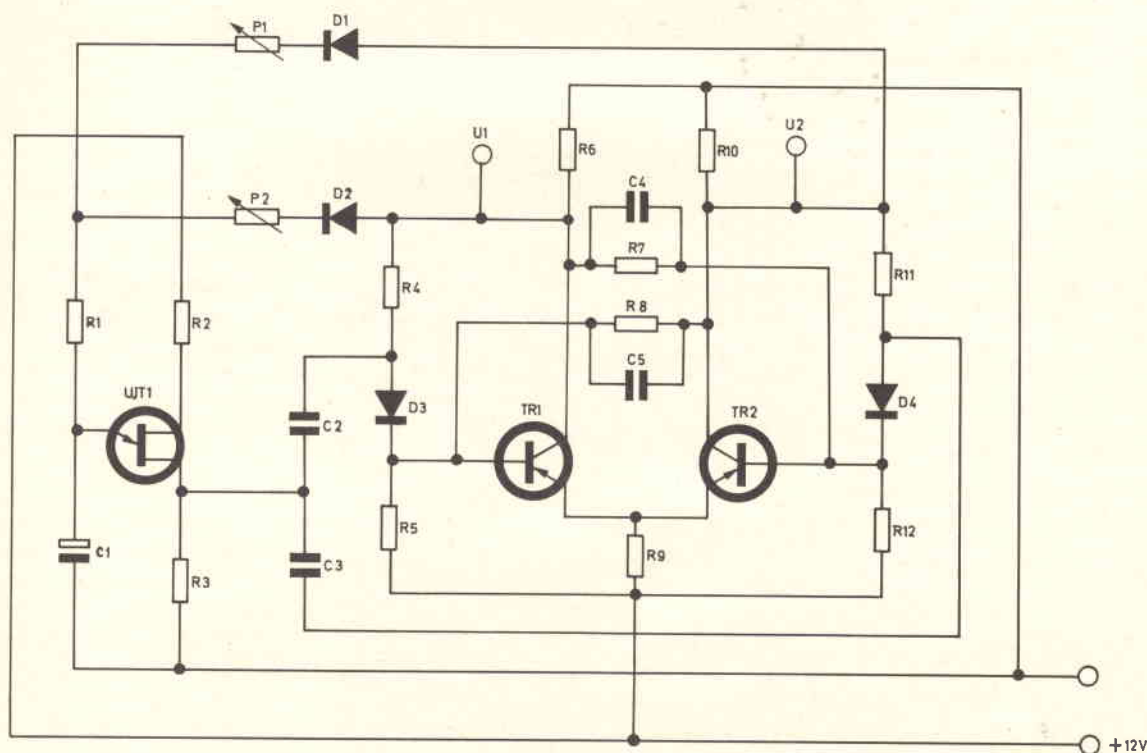


Fig. 3 - Circuito di un generatore di onde rettangolari che utilizza un solo transistore unigiunzione ed un bistabile ad un solo ingresso.

SONY[®]

TR-1300

IL PIACERE DI ASCOLTARE TUTTO IL MONDO

GAMME DI FREQUENZA:

OM 530 ÷ 1.605 kHz

OC1 1,6^o ÷ 3,5 MHz

OC2 3,5 ÷ 7 MHz

OC3 7 ÷ 14,1 MHz

OC4 14 ÷ 26,1 MHz



ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

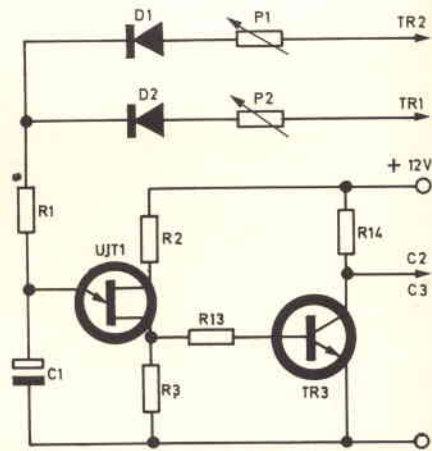


Fig. 4 - Circuito simile allo schema di figura 3 con la sola variante che impiega un transistor NPN.

Elenco materiali fig. 4

R1-R13	=	1 k Ω
R2	=	470 Ω
R3	=	100 Ω
R14	=	15 k Ω
P1-P2	=	0,1 M Ω
C1	=	500 μ F
C2-C3	=	3300 pF
D1-D2	=	OA 200
TR3	=	BCY 58

CONSIDERAZIONI

Nell'utilizzazione dei commutatori descritti si terrà presente che il circuito di fig. 1 può essere usato efficacemente con un carico rappresentato da un relè o con carichi di maggior portata, adeguatamente ai transistori adottati.

I circuiti di fig. 2 - 3 garantiscono per entrambi i tempi un'elevata precisione e possono essere utilizzati in temporizzazioni molto lunghe e con un elevato rapporto fra i tempi, condizione non facilmente ottenibile con altri circuiti di commutazione.

E' preferibile prelevare dalle uscite U1 e U2 gli impulsi di comando per eventuali transistori operanti sul circuito. I circuiti bistabili possono essere vantaggiosamente sostituiti con integrati di funzioni analoghe.

LIGHT SENSOR

SISTEMA FOTOELETTRICO DI ECCITAZIONE DI UN DISPOSITIVO D'ALLARME

a cura di L. BIANCOLI

Il «Light Sensor» (dispositivo sensibile alla luce) che stiamo per descrivere, sulla scorta di un'idea pubblicata da Electronics Hobbyst, è un dispositivo a circuiti solidi, alimentato a batteria, ed azionato dalla luce, in grado di produrre un segnale di allarme contro l'intrusione di ladri in un modo diverso da quello sul quale si basa il funzionamento di altri impianti del genere.

Come sorgente di eccitazione non esiste in questo caso l'inevitabile raggio di luce, che l'intruso può notare, e tentare di evitare. Né è necessario disporre di una sorgente di luce speciale, in quanto qualsiasi lampadina elettrica a filamento incandescente funziona in modo soddisfacente.

Inoltre, per citare il vantaggio più importante, questo dispositivo funziona con un consumo di energia elettrica talmente basso, che una semplice ed economica batteria può farlo funzionare per diversi mesi.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Probabilmente, il modo migliore per chiarire il funzionamento di questo dispositivo consiste nel confrontarlo con il comportamento dell'occhio umano, partendo dal presupposto che la pupilla sia stabilmente rivolta verso una sorgente qualsiasi di luce.

Tutto procede regolarmente, finché la luce non viene interrotta: e infatti un qualsiasi oggetto o-

Tra i numerosi dispositivi antifurto e di allarme che abbiamo descritto in passato, quello che proponiamo questa volta si distingue forse per la sua notevole semplicità, e per il fatto che si avvale anche della luce per eccitare l'elemento sensibile. Inoltre, può essere costruito in poche ore, con un costo relativamente ridotto, ed è in grado di funzionare per molti anni.

poco passa tra la sorgente di luce e l'occhio, in quel preciso istante il livello della luminosità ambientale che raggiunge l'occhio si riduce, per cui, tramite il sistema nervoso, viene inviato un impulso al cervello, del tutto simile a quello che provoca la produzione di un segnale di allarme.

Se si concepisce la possibilità di aggiungere all'impianto di allarme tre o più «occhi» di questo genere, è facile comprendere come sia possibile allestire un sistema che regga al confronto di un egual numero di guardie instancabili, che non possono né addormentarsi, né essere distratte in alcun modo.

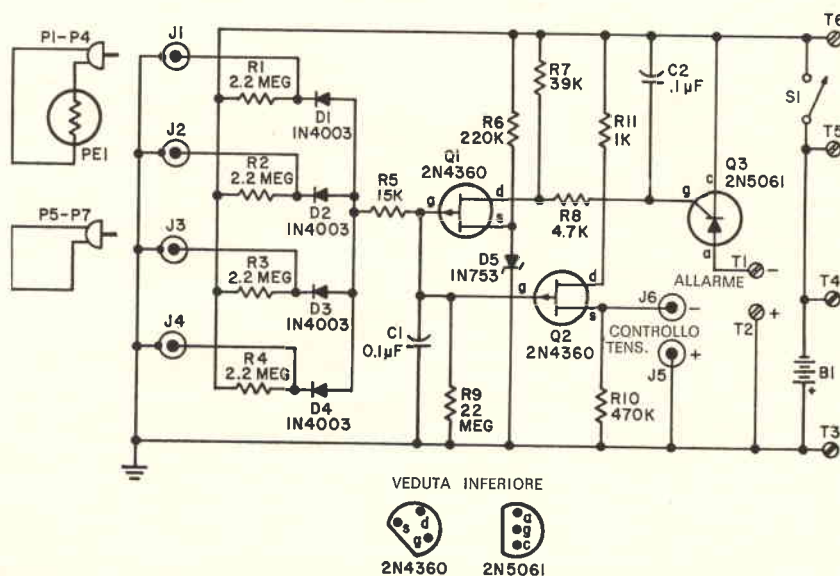


Fig. 1 - Schema elettrico completo del «Light-Sensor», mediante il quale è possibile ottenere un effetto di commutazione ogni qualvolta uno dei circuiti chiusi viene interrotto, oppure viene intercettato il raggio luminoso che colpisce la superficie sensibile di una fotocellula.

In questo caso specifico, inoltre, l'effetto di protezione non è limitato a quanto si è detto. In pratica, è possibile aggiungere all'impianto un qualsiasi numero di interruttori di protezione a circuito chiuso, sia per le finestre che per le porte, come pure interruttori magnetici, interruttori a pressione, fogli di alluminio (contro la rottura di vetri), ecc., nonché qualsiasi altro tipo di dispositivo di protezione, tutti collegati in serie, in modo da far capo ad un unico ingresso a distanza, e precisamente agli ingressi compresi tra J1 ed J4, nello schema elettrico del dispositivo, illustrato alla **figura 1**.

IL MONTAGGIO

I dispositivi di allarme antifurto di attuale realizzazione non impongono il classico sistema costruttivo che veniva usato alcuni anni orsono. Infatti, adottando la moderna tecnica di allestimento dei circuiti su basette di supporto di materiale isolante, recante già i fori necessari per il fissaggio dei componenti, il lavoro viene notevolmente semplificato, al punto tale che si riduce, in questo caso specifico, ad un tempo assai limitato.

La disposizione dei componenti è tutt'altro che critica, e l'intero dispositivo può essere allestito nel modo illustrato nella foto di **figura 2**, che rappresenta sia la basetta recante tutti i componenti principali, sia l'intera intelaiatura contenente anche la batteria di alimentazione, e tutti i componenti esterni.

Volendo realizzare una basetta a circuiti stampati, converrà adottare la disposizione illustrata alla **figura 3**, che — oltre alla disposizione dei collegamenti — chiarisce anche la posizione dei vari componenti, disposti in modo tale da facilitare il più possibile la costruzione.

Si rammenti di adottare le normali precauzioni durante la saldatura dei terminali dei condensatori, facendo in modo che la maggior parte del calore prodotto dal saldatore venga assorbito dalle punte di una pinzetta, anziché raggiungere il cristallo, col pericolo di deteriorarlo.

Ritornando per un istante allo schema elettrico di figura 1, l'interruttore generale S1 può essere del tipo a chiave, nel senso che occorre una determinata chiave per mettere in funzione il dispositivo di allarme, sempre che lo si desideri. Volendo, è tuttavia possibile sostituirlo con un normale interruttore a leva, a patto che si preveda la possibilità di installarlo in posizione nascosta, e nota soltanto a chi deve poter mettere in funzione o disattivare il sistema di allarme.

tuirlo con un normale interruttore a leva, a patto che si preveda la possibilità di installarlo in posizione nascosta, e nota soltanto a chi deve poter mettere in funzione o disattivare il sistema di allarme.

IL MONTAGGIO DELLA FOTOCELLULA

Gli «occhi» di controllo, uno dei quali è rappresentato dalla sigla PE1 nello schema elettrico di figura 1, possono essere costruiti in una grande varietà di forme, in modo da adattarsi a qualsiasi esigenza specifica (vedi **figura 4**).

Il sistema costruttivo è sempre abbastanza semplice, in quanto si tratta soltanto di incollare la fotocellula all'estremità di un tubetto metallico o di cartone avente la lunghezza desiderata, portandone verso l'esterno i terminali con l'aggiunta di due brevi tratti di tubetto isolante, per evitarne il cortocircuito.

Il sistema è chiaramente illustrato alla **figura 5**: naturalmente, è necessario applicare dello stucco intorno al bordo della cellula fotoelettrica, in modo da evitare che la luce dispersa possa comprometterne il funzionamento, e diminuire la sensibilità del dispositivo.

E' molto importante che, al buio, la resistenza di ciascun elemento fotoelettrico sia il più possibile elevata, affinché ognuno di essi possa funzionare in modo corretto.

Se la distanza tra la fotocellula e la sorgente della luce è maggiore di circa otto metri, il tubo all'estremità del quale si trova la fotocellula deve presentare una lunghezza compresa tra circa 15 e 20 cm. Per distanze minori, il tubo potrà avere invece una lunghezza compresa tra 7 e 15 cm.

La lunghezza corretta del tubo può essere determinata sperimentalmente, provandone diversi valori, con diversi tipi di sorgenti di illuminazione.

Per semplificare poi il montaggio del trasduttore di controllo, il tubo che protegge ciascuna fotocellula può essere montato in una piccola scatola provvista di un conduttore a due fili, munito di uno spinotto all'estremità opposta.

Se la sorgente di luce è del tipo

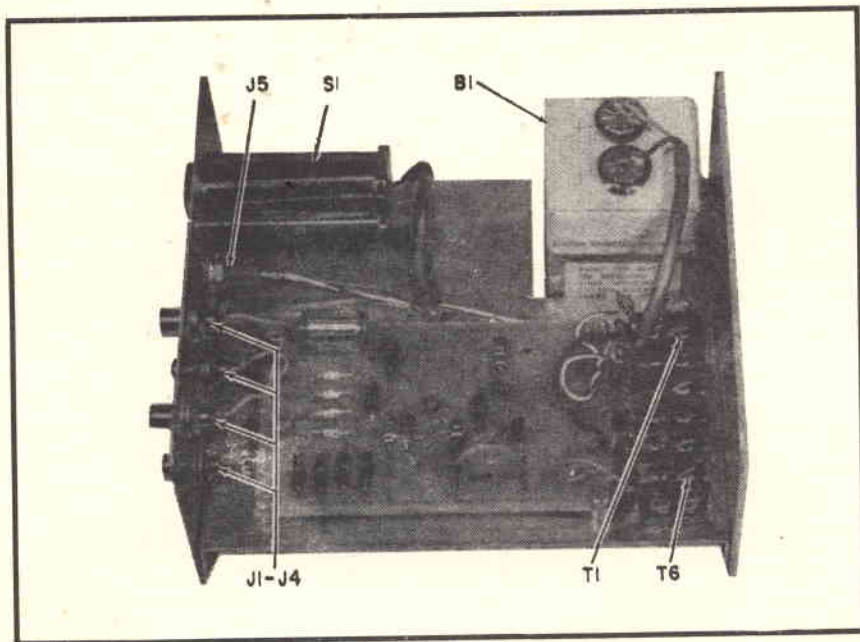


Fig. 2 - Fotografia dell'apparecchiatura completa, a montaggio ultimato. Si notino a sinistra il pannello frontale, al centro la basetta a circuiti stampati nonché la batteria di alimentazione, ed in alto a sinistra l'interruttore a chiave, mediante il quale il dispositivo viene messo in funzione o disattivato.

a bassa potenza, oppure se la distanza tra questa sorgente e la fotocellula è notevole, è consigliabile usare il tipo più sensibile, contraddistinto dalla sigla CL603AL. Se invece la distanza è minore è possibile usare il tipo meno sensibile, contraddistinto dalla sigla CL603A. Questi due tipi di fotocellule non sono però gli unici ad essere adatti, in quanto è assai facile trovare altri tipi analoghi, che possono funzionare altrettanto bene.

Riferendoci ancora una volta allo schema elettrico di figura 1, si notano a sinistra le quattro prese di ingresso, contrassegnate J1, J2, J3 ed J4. Ciascuna di esse fa capo ad un circuito costituito da un resistore e da un diodo, ed agisce indipendentemente dalle altre. Di conseguenza, sebbene nello schema elettrico sia stato previsto l'impiego di un elemento fotosensibile e di un circuito di protezione del tipo ad interruzione, lasciando disponibili altre due prese di ingresso per qualsiasi altro sistema di controllo a scelta del costruttore, il numero delle suddette prese può essere aumentato a piacere, e a ciascuna di esse può essere collegato sia un elemento fotosensibile tipo PE1, sia un circuito chiuso di protezione, del tipo illustrato alla **figura 6**.

Quest'ultimo sistema consiste, come già abbiamo visto in altre occasioni, in un percorso ad anello, lungo il quale vengono predisposti diversi microinteruttori, ed eventualmente alcuni interruttori magnetici o a pressione. Tutti questi interruttori vengono collegati in serie tra loro, in modo da aprirsi ogni qualvolta viene aperta una finestra, una porta, ecc., oppure ogni qualvolta viene rotto un vetro, sul quale sono state disposte le strisce conduttive, eventualmente in modo da costituire un disegno ornamentale.

Le prese di ingresso possono quindi essere usate sia per collegare altrettanti dispositivi fotoelettrici, sia per collegare alternativamente dispositivi fotoelettrici e circuiti chiusi di protezione.

Ciò che conta è che, se ogni circuito chiuso rimane tale, nessun impulso viene applicato all'elettrodo «gate» del transistor ad effetto di campo Q1. Analogamente, se l'in-

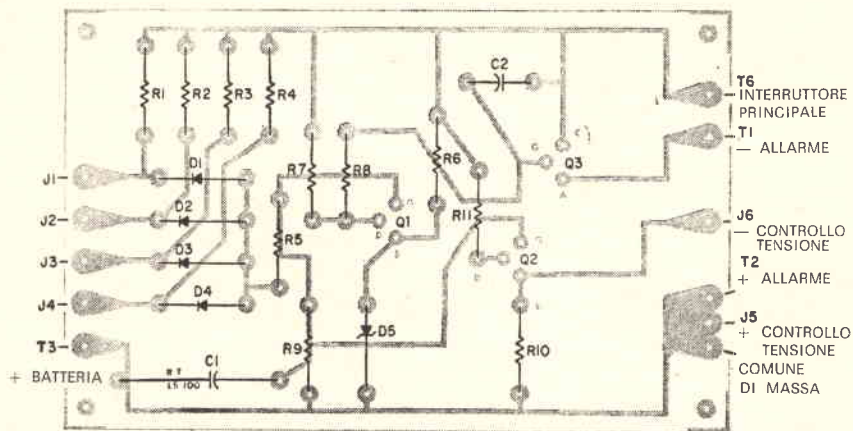


Fig. 3 - Disegno della basetta a circuiti stampati, recante tutti i componenti della sezione elettronica. E' rappresentata anche la posizione dei diversi componenti, in modo da evitare qualsiasi possibilità di errore.

tensità della luce percepita da ciascun elemento fotosensibile è tale da ridurre sufficientemente il valore resistivo, l'elettrodo «gate» di Q1 non subisce alcuna modifica agli effetti della polarizzazione.

Per contro, se per qualsiasi motivo una delle fotocellule riceve sia pure per un istante una luce minore, oppure uno dei microinteruttori facenti parte di uno dei circuiti chiusi viene aperto, all'elettrodo «gate» di Q1 viene applicato un impulso che determina un gioco di reazioni tra Q1 e Q2.

L'impulso che si manifesta per

effetto «secondario» sull'elettrodo «drain» di Q1 viene trasferito tramite R8 all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato al silicio Q3, mettendolo in stato di conduzione, e permettendo quindi il passaggio di una corrente attraverso il carico di allarme, presente tra i raccordi T1 e T2.

E' quindi chiaro che l'eventuale intercettazione del raggio di luce che eccita un elemento fotosensibile, oppure l'eventuale interruzione sia pure momentanea di uno dei circuiti chiusi, determina la produzione del segnale di allarme.

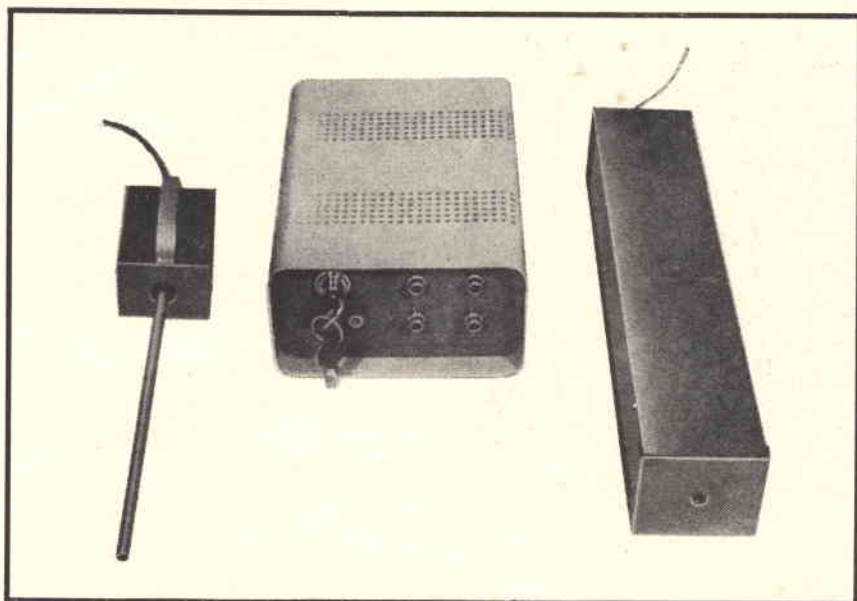


Fig. 4 - Al centro è rappresentato il dispositivo interamente montato, in modo da mettere in evidenza sia il commutatore di accensione a chiave, sia i quattro raccordi facenti capo ai dispositivi di controllo propriamente detti. A sinistra e a destra sono invece illustrate due diverse versioni dei dispositivi fotoelettrici di controllo, realizzati, in base alle norme descritte nel testo.

SISTEMAZIONE DELL'IMPIANTO DI ALLARME

L'unità elettronica propriamente detta può essere sistemata in qualsiasi posizione conveniente, a patto che non venga posta direttamente

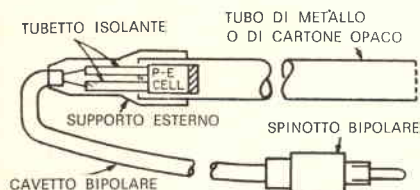


Fig. 5 - Metodo di allestimento di un dispositivo fotosensibile, consistente in una fotocella ed in un tubo in materiale opaco. I due terminali della fotocella vengono collegati ad uno dei quattro raccordi, mediante un cavetto bipolare provvisto di spinotto conforme al tipo di raccordo.

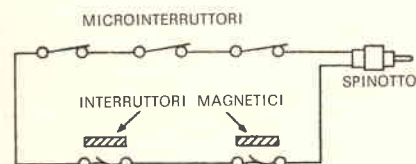


Fig. 6 - Esempio di circuito chiuso consistente in un certo numero di interruttori tutti in serie tra loro, che può essere collegato ad uno dei quattro raccordi di ingresso, unitamente ai dispositivi fotosensibili.

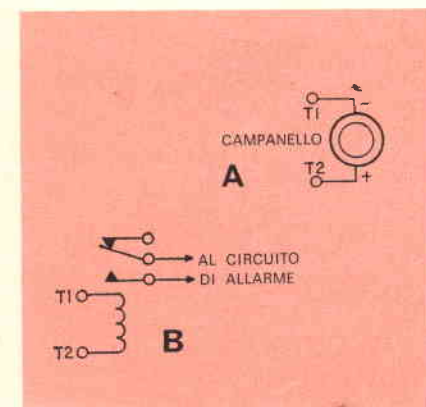


Fig. 7 - «A» rappresenta la soluzione più semplice, che consiste nel collegare direttamente un campanello polarizzato alle uscite T1 e T2. «B» rappresenta invece il caso di impiego di un relè, la cui bobina di eccitazione viene collegata in sostituzione del campanello. In questo secondo caso, i contatti possono servire per ottenere la commutazione di un altro circuito di allarme.

di fronte ad uno qualsiasi degli «occhi» fotoelettrici.

Per prima cosa, conviene cortocircuitare tutti i raccordi di ingresso compresi tra J1 e J4, e mettere il circuito sotto tensione.

Chiudere quindi l'interruttore generale S1, e verificare l'ammontare della tensione presente tra i terminali di controllo, J5 ed J6, impiegando un voltmetro per corrente continua predisposto per la misura di tensioni con una portata di 10 V fondo scala.

La tensione letta rappresenta la lettura minima che può essere ottenuta in condizioni normali, ossia non in caso di allarme, ed il suo valore deve essere compreso tra 1 e 5 V, quando tutti i raccordi di ingresso sono appunto cortocircuitati.

Togliere quindi uno dei cortocircuiti a massa applicata ai raccordi, ed inserire uno dei dispositivi di controllo a distanza in quel medesimo collegamento. Regolare quindi con molta cura il dispositivo fotoelettrico nei confronti della sorgente di luce scelta, fino ad ottenere la minima indicazione di tensione da parte dello strumento. Questa tensione deve essere del valore massimo di 5 V, sebbene sia preferibile un valore inferiore.

Se la lettura ottenuta è troppo alta, è necessario aumentare l'intensità della luce fornita dalla sorgente, oppure impiegare una cella fotoelettrica meno sensibile.

Con il dispositivo fotoelettrico inserito e regolato, se la luce che colpisce la superficie sensibile della fotocella viene intercettata, lo strumento deve fornire un'indicazione maggiore di 6 V. In tali condizioni, il segnale di allarme deve entrare in funzione.

I restanti «occhi» elettronici devono essere regolati nel medesimo modo. Se uno qualsiasi dei raccordi di ingresso compreso tra J1 ed J4 non viene usato, la relativa presa deve essere cortocircuitata, onde evitare che possa provocare il funzionamento indesiderato del segnale di allarme. Lo spinotto di cortocircuito può essere realizzato semplicemente impiegando una presa fono, e saldando un collegamento di rame tra i due terminali.

I COMMUTATORI DI INGRESSO

Uno dei circuiti di ingresso, ad esempio, può essere sfruttato per proteggere tutte le porte e le finestre, impiegando commutatori sensibili alla pressione (come ad esempio i cosiddetti microinterruttori), oppure gli interruttori magnetici a lamina mobile, tutti collegati in serie, e facenti capo con una linea bipolare ad una spinetta adatta.

Come già abbiamo visto in altra occasione (vedi Sperimentare, agosto 1971, pagg. 1318, 1319), finché tutti i suddetti interruttori rimangono chiusi, l'allarme non funziona. Per contro, se uno solo di essi viene aperto, ad esempio manomettendo una porta o una finestra, oppure rompendo un vetro, il dispositivo entra in funzione e lo stato di allarme rimane finché l'interruttore principale non viene disattivato.

IL SISTEMA DI ALLARME PROPRIAMENTE DETTO

Al momento di scegliere il tipo di allarme più conveniente da collegare a questa apparecchiatura, le possibilità che si presentano sono assai numerose.

Naturalmente, il sistema più semplice ed economico per sfruttare le prestazioni del dispositivo consiste nel collegare all'uscita un normale campanello che funzioni con intensità sonora sufficiente per raggiungere tutti i punti nei quali sono presenti le persone che possono intervenire opportunamente. Se invece si desidera ottenere un segnale di allarme di intensità molto più forte, è possibile ricorrere ad un'aggiunta consistente in un dispositivo supplementare del quale ci occuperemo tra breve.

La figura 7 rappresenta le due soluzioni più semplici: in A è illustrato il semplice impiego di un normale campanello, che deve essere collegato ai terminali contrassegnati T1 e T2 nello schema di figura 1, in modo da poter funzionare direttamente. E' indicata la polarità dei terminali, corrispondente alla polarità della tensione presente tra l'anodo del rettificato-

re controllato al silicio Q3, ed il collegamento comune di massa.

In B è invece illustrato l'impiego di un relè tra i medesimi terminali, mediante il quale è possibile controllare il funzionamento di un campanello molto più potente, che funzioni cioè con una tensione o una corrente diverse da quelle rese disponibili direttamente dal circuito anodico del rettificatore controllato al silicio.

L'APPARECCHIATURA SUPPLEMENTARE

Per sfruttare a fondo le prestazioni del dispositivo descritto, e per ottenere una certa varietà di segnali di allarme, è possibile aggiungere l'apparecchiatura supplementare, il cui schema elettrico è illustrato alla **figura 8**.

I transistori Q1 e Q2 sono collegati tra loro in modo da costituire un normale multivibratore. L'uscita di questo oscillatore viene accoppiata attraverso due diodi, ed attraverso il resistore limitatore di corrente R5, alla base di Q3, in modo da portarlo alternativamente allo stato di conduzione o di interdizione, con un ritmo la cui frequenza dipende dalla frequenza delle oscillazioni prodotte dal multivibratore.

Per meglio comprendere il funzionamento di questo secondo dispositivo, trascuriamo per il momento il multivibratore, e consideriamo invece quello che accade nei confronti del trasformatore T1, e dello stadio Q4.

Togliendo momentaneamente dal circuito lo stadio Q3, e provocando un cortocircuito tra i collegamenti di collettore e di emittore di questo stadio, si è semplicemente completato un normale oscillatore di potenza, in grado di produrre un suono forte e continuo.

Una volta che ciò sia stato stabilito, reinserendo il multivibratore ed il transistor, si ottiene un generatore di suoni in grado di destare l'attenzione anche della persona più distratta. Infatti, non esiste alcun modo per descrivere a parole il tipo di suono che può essere prodotto da questo dispositivo, per cui al Lettore non rimane che la scelta di realizzare il circuito, e di provarlo di persona.

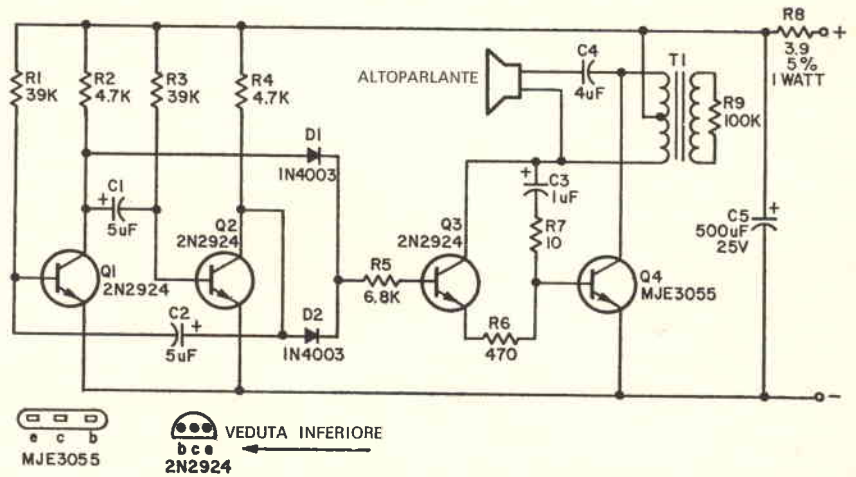


Fig. 8 - Schema elettrico completo del dispositivo supplementare, consistente in un generatore di segnale e di un amplificatore di potenza, facente capo ad un altoparlante.

La frequenza fondamentale dei suoni prodotti da questo dispositivo può essere variata facendo variare il valore del resistore R9 presente ai capi del secondario del trasformatore T1, ossia ai capi dell'avvolgimento a 110 V. Il valore di questo resistore non deve però essere inferiore a 39.000 Ω .

Se si desidera ottenere un suono con un maggiore effetto di interruzione, è sufficiente disinserire uno dei diodi D1 oppure D2. Se inoltre si fa variare il valore dei resistori

di base di Q1 e di Q2 tra 22.000 e 220.000 Ω , è possibile variare adeguatamente il ritmo di interruzione.

La **figura 9** rappresenta la disposizione dei collegamenti stampati che possono essere disposti su di una basetta isolante di dimensioni adatte, ed illustra anche la posizione dei diversi componenti che costituiscono il circuito propriamente detto. Come di consueto, i terminali dei transistori sono stati contrassegnati con le solite lettere conven-

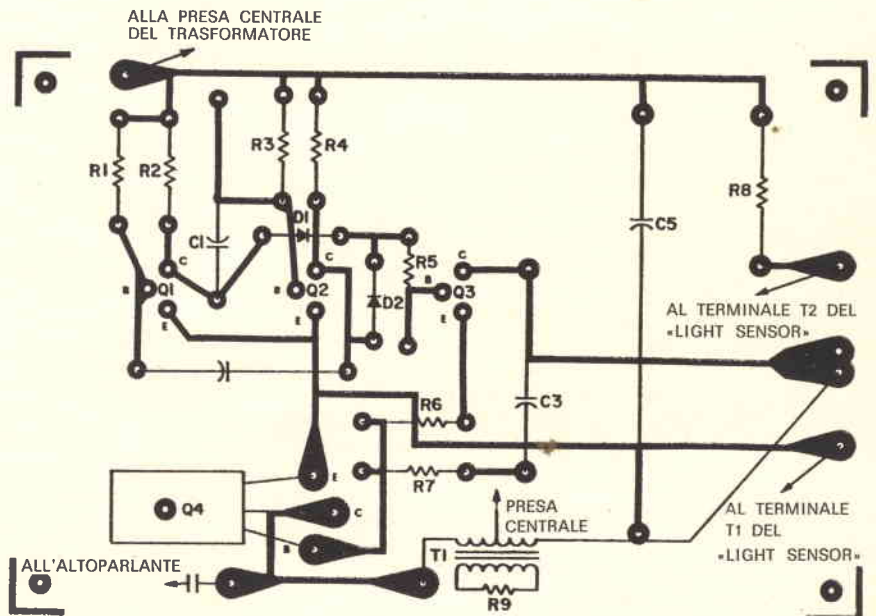


Fig. 9 - Basetta a circuiti stampati del dispositivo supplementare. Si noti la posizione dei diversi componenti, con particolare riguardo alla polarità dei transistori.

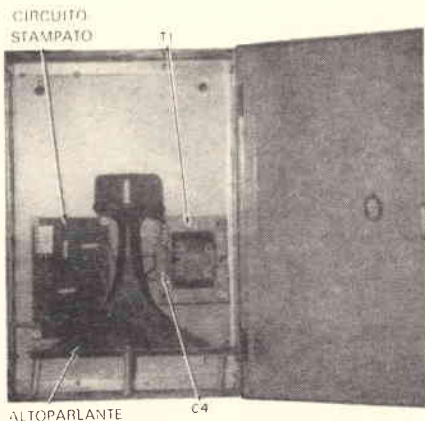


Fig. 10 - Questo è uno dei modi con cui può essere realizzata l'apparecchiatura supplementare, contenente la parte elettronica sulla basetta a circuiti stampati, e l'altoparlante che produce suoni di notevole intensità.

zionali per identificare l'emettitore, il collettore e la base, evitando così qualsiasi possibilità di errore.

La figura 10 rappresenta invece l'apparecchiatura completamente montata, e mette in evidenza come il tutto possa essere inserito in una scatola di dimensioni adatte, contenente sia il circuito stampato recante tutti i componenti, sia l'altoparlante, costituito in questo caso da una tromba esponenziale in grado di fornire suoni di intensità sufficiente per la maggior parte dei casi.

Come abbiamo visto a suo tempo, la batteria B1 che alimenta il circuito sensibile di figura 1 deve essere da 9 V, affinché gli stadi della prima parte del dispositivo pos-

sano funzionare adeguatamente. Ebbene, il dispositivo supplementare che abbiamo ora descritto è in grado di funzionare con una tensione del medesimo valore, producendo suoni di intensità sufficiente. Tuttavia, i suoni prodotti possono essere di intensità notevolmente maggiore, alimentando lo intero circuito con una tensione di 18 V, senza che ciò possa compromettere le caratteristiche di funzionamento dell'intero dispositivo.

Di conseguenza, esistono due possibilità di scelta: la prima consiste nel collegare il terminale positivo dell'alimentazione facente capo ad R8 nel circuito di figura 8, direttamente alla massa del circuito di figura 1 (punto T2), collegando invece il terminale negativo del circuito di figura 8 al punto contrassegnato T1 nel circuito di figura 1. In tal caso, la stessa sorgente di alimentazione che controlla il funzionamento del primo dispositivo verrà sfruttata per alimentare anche il dispositivo supplementare.

L'altra possibilità consiste invece nel collegare tra i punti T1 e T2 del circuito di figura 1 l'avvolgimento di eccitazione di un relè, nel modo illustrato nella sezione B di figura 7, impiegando i contatti di commutazione del relè per chiudere il circuito di alimentazione del dispositivo supplementare, che dovrà in questo caso avere una sorgente di alimentazione separata.

Nel primo caso, si rammenti che le linee di alimentazione devono essere perfettamente separate tra loro, in quanto la linea di massa del circuito di figura 1 non corrisponde alla linea di massa di figura 8.

Per concludere, entrambi i circuiti descritti possono essere allestiti abbastanza facilmente, adottando sia il metodo razionale di realizzazione del circuito stampato, sia un cablaggio di tipo convenzionale, ottenendo esattamente il medesimo risultato in entrambe le versioni. Ciò che conta, è che vengano rispettati i valori dei componenti così come sono stati precisati nell'apposito elenco, che vengano rigorosamente rispettate le polarità dei semiconduttori, dei diodi, e dei condensatori elettrolitici, e che il montaggio venga effettuato con la dovuta competenza.

ELENCO DEI COMPONENTI

Circuito di figura 1

R1-R4	=	2,2 M Ω - 0,5 W - 10%
R5	=	15.000 Ω - 0,5 W - 10%
R6	=	220.000 Ω - 0,5 W - 10%
R7	=	39.000 Ω - 0,5 W - 10%
R8	=	4.700 Ω - 0,5 W - 10%
R9	=	22 M Ω - 0,5 W - 10%
R10	=	470.000 Ω - 0,5 W - 10%
R11	=	1.000 Ω - 0,5 W - 10%
C1	=	0,01 μ F, 600 V in polistirene
C2	=	0,1 μ F, ceramico a disco
D1-D4	=	Rettificatori al silicio tipo Motorola 1N4003 oppure HEP-156
D5	=	Diodo zener Motorola 1N753 oppure HEP-Z0214
Q1-Q2	=	Transistori ad effetto di campo a canale «p» (tipo Fairchild 2N4360)
Q3	=	Rettificatore controllato al silicio da 0,8 A, 60 V tensione inversa di picco (Motorola 2N5061, oppure HEP-R1002)
B1	=	Batteria da 9 V
PE1	=	Fotocellula tipo CL603AL oppure CL603 A (vedi testo), oppure tipi similari
P1-P4	=	Spinotti bipolari di ingresso
P5-P7	=	Spinotti di ingresso con circuito chiuso
J1-J4	=	Prese bipolari di ingresso per fissaggio a telaio
S1	=	Interruttore di accensione a chiave o a leva

Circuito di figura 8

R1-R3	=	39.000 Ω - 0,5 W - 10%
R2-R4	=	4.700 Ω - 0,5 W - 10%
R5	=	6.800 Ω - 0,5 W - 10%
R6	=	470 Ω - 0,5 W - 10%
R7	=	10 Ω - 0,5 W - 10%
R8	=	3.900 Ω - 1,0 W - 10%
R9	=	100.000 Ω - 0,5 W - 10% (vedi testo)
C1-C2	=	Condensatori elettrolitici da 5 μ F - 50 V
C3	=	Condensatore elettrolitico da 1 μ F - 50 V
C4	=	Condensatore elettrolitico non polarizzato da 4 μ F - 50 V (può essere sostituito da due condensatori da 8 μ F ciascuno in serie tra loro, collegati con polarità opposte)
C5	=	Condensatore elettrolitico da 500 μ F - 25 V
D1-D2	=	Diodi 1N4003, o similari
Q1-Q2-		
Q3	=	Transistori «n-p-n» tipo GE 2N2924 oppure Motorola HEP 724
Q4	=	Transistore di potenza «n-p-n» tipo Motorola MJE-3055
T1	=	Trasformatore con primario 110 V, secondario 6,3 V, con 3 A
AL	=	Impedenza 8 Ω , normale o a tromba, di potenza adatta alle esigenze specifiche: (max 30 W)

a cura di LUBI

Limpiego dei circuiti integrati va diffondendosi sempre di più, mentre — contemporaneamente — queste complesse unità a semiconduttori diventano sempre più piccole.

Le funzioni effettive svolte da un circuito integrato dipendono dalle caratteristiche di progetto: alcuni esemplari, noti in particolare sotto la definizione di «amplificatori operazionali» funzionano con prestazioni di varia natura a seconda delle condizioni di impiego, e della eventuale aggiunta di altri componenti esterni, che ne controllano il comportamento.

Per fare un esempio pratico, la semplice sostituzione di un solo componente del circuito esterno di un amplificatore operazionale permette di sfruttarne le prestazioni come amplificatore, come oscillatore, come «flip-flop», o ancora come multivibratore. Inoltre, osservando le caratteristiche strutturali dei diversi circuiti nei quali queste unità vengono impiegate, è evidente che la semplicità di impiego risulta notevolmente maggiore che non quello dei semplici transistori, che possono funzionare soltanto con l'aggiunta di un certo numero di componenti esterni.

Occorre però considerare che, quando si combinano le caratteristiche di guadagno estremamente alte con quelle della larghezza di banda notevole, la sola lunghezza dei terminali di alimentazione di un circuito integrato può comportare l'aggiunta di un valore induttivo

che compromette il funzionamento dell'intero dispositivo. In pratica, la induttanza e la capacità dei raccordi di ingresso possono costituire persino un circuito risonante, che dà adito ad oscillazioni spurie, a fenomeni di instabilità, ecc.

Questo è il motivo per il quale in alcuni dei progetti che vengono descritti nell'articolo che recensiamo si fa uso di un condensatore di filtraggio della capacità di 0,1 μF in parallelo al condensatore elettrolitico di alimentazione, avente il compito di convogliare a massa le eventuali componenti alternate ivi presenti.

Nei nove circuiti che vengono descritti, e di cui riportiamo tutti i dati così come sono stati pubblicati in origine sulla rivista americana «Elementary Electronics», vengono

usati dei circuiti integrati abbastanza reperibili anche nel nostro Paese, e che inoltre presentano caratteristiche tali per cui è persino possibile sostituirli eventualmente con altre unità aventi prestazioni analoghe, a patto che il realizzatore del dispositivo abbia la necessaria competenza per modificare il valore dei componenti esterni, nell'eventualità che tale intervento risulti necessario.

Si tratta complessivamente di nove dispositivi elettronici che possono essere di notevole utilità per le più svariate applicazioni, e che — oltre a rappresentare un interessante esercizio in campo didattico — possono semplificare notevolmente alcuni problemi che vengono riscontrati a volte nella pratica di laboratorio.

UN CONTROLLO DI GUADAGNO A DISTANZA

La **figura 1** rappresenta lo schema elettrico di questo dispositivo, basato sull'impiego di un circuito integrato del tipo MFC6040, oltre a pochissimi altri componenti esterni.

Il segnale di ingresso viene applicato al terminale numero 3, tramite la capacità $C1$, mentre il segnale di uscita viene prelevato dal terminale numero 5, tramite la capacità $C4$. In pratica, si tratta sostanzialmente di un pre-amplifica-

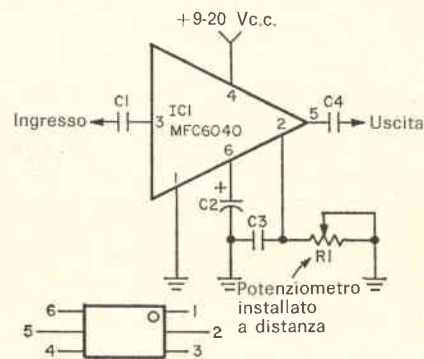


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di controllo a distanza del guadagno, impiegante un circuito integrato del tipo MFC6040.

tore, le cui impedenze di ingresso e di uscita permettono di dosare la intensità di un segnale da una certa distanza rispetto all'amplificatore principale, senza introdurre perdite apprezzabili, né variazioni agli effetti del responso alla frequenza.

Al di sotto dello schema elettrico, è riprodotta la struttura della unità integrata, recante il simbolo

UN AMPLIFICATORE PROFESSIONALE A DISTANZA

La figura 2 rappresenta lo schema elettrico di questo secondo dispositivo, e riproduce anche in basso a destra le connessioni allo zoccolo del circuito integrato del tipo 741.

In questo dispositivo, il segnale di ingresso viene applicato attraverso il raccordo J1 ai capi del potenzi-

metro R1, che deve avere un valore di 50.000 Ω , a variazione logaritmica. Il cursore di questo potenziometro fa capo al terminale numero 2, che costituisce l'ingresso del circuito integrato.

Per quanto riguarda la pratica realizzazione, la capacità C1 è un condensatore elettrolitico da 0,4 μF , adatto ad una tensione di lavoro di 25 V; la capacità C2 è invece un

elettrolitico da 50 μF , adatto al funzionamento con una tensione di 25 V, la capacità C3 ha un valore di 680 pF - 500 V, del tipo ceramico a disco, e C4 è un condensatore da 0,1 μF , con dielettrico in Mylar, adatto ad una tensione di lavoro di 75 V. Il potenziometro R1, che costituisce il comando a distanza propriamente detto, deve avere un valore di 50.000 Ω .

metro R1, che deve avere un valore di 50.000 Ω , a variazione logaritmica. Il cursore di questo potenziometro fa capo al terminale numero 2, che costituisce l'ingresso del circuito integrato.

Ai terminali 4 e 7 deve essere applicata la tensione di alimentazione, rispettivamente con polarità negativa e positiva, con un valore di 9 V. Le capacità C2 e C3, entrambe elettrolitiche e del valore di 50 μF , adatte al funzionamento con

una tensione di 12 V, servono per disaccoppiare la sorgente di alimentazione, e per impedire la produzione di oscillazioni parassite, nell'eventualità che la resistenza interna della sorgente di alimentazione aumenti per effetto della scarica progressiva o dell'invecchiamento.

Il segnale di uscita viene prelevato dal terminale numero 6, e rettificato dal circuito a ponte costituito dai quattro diodi, D1, D2, D3 e D4, tutti del tipo al silicio, per impieghi generali.

L'ampiezza del segnale di uscita viene controllata costantemente mediante lo strumento M1, che può essere un normale milliamperometro da 1 mA fondo scala, il cui quadrante viene tarato direttamente in valori di tensione.

Dal terminale numero 3 viene prelevato un secondo segnale di uscita, che — tramite R3, del valore di 15.000 Ω , ed R4, del valore di 560 Ω — fa capo al raccordo di uscita J2, tramite la capacità C4, di tipo elettrolitico, e del valore di 0,1 μF .

Il valore di R2 è di 100 Ω , e quello della capacità C1 è invece compreso tra 200 e 250 μF , con una tensione di lavoro di 3 V.

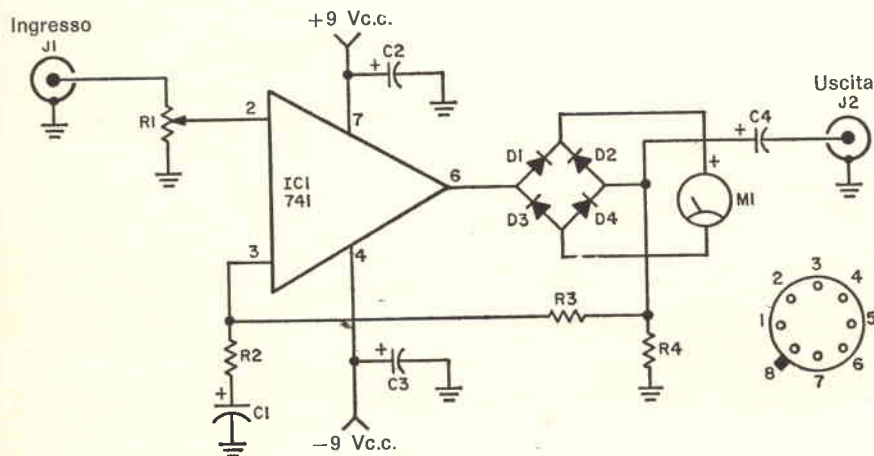


Fig. 2 - Circuito elettrico dell'amplificatore professionale a distanza, per la cui realizzazione è necessario un circuito integrato di produzione Fairchild, tipo μA 741.

UN INTERESSANTE DISPOSITIVO DI PROTEZIONE

La semplice rotazione di una manopola facente parte di questo dispositivo permette il funzionamento con la massima sicurezza ed an-

che in fase sperimentale di un dispositivo, alimentato con qualsiasi valore della tensione fornita dalla sorgente compresa tra 3 e 20 V, con l'aggiunta anche di un sistema di protezione contro i cortocircuiti.

Nell'eventualità che il dispositivo alimentato presenti qualche errore

alle connessioni, il dispositivo interrompe automaticamente l'alimentazione finché l'errore non viene individuato ed eliminato.

Osservando lo schema elettrico che riproduciamo alla figura 3, sarà forse intuitivo il fatto che la massima intensità della corrente di u-

scita viene stabilita al valore di 200 mA, tramite il resistore R3, che può essere modificato a seconda delle esigenze particolari del realizzatore.

Il trasformatore T1 deve avere naturalmente un primario adatto al funzionamento con la tensione di rete disponibile, mentre il secondario fornisce una tensione complessiva di 30 V, con presa centrale. La rettificazione avviene ad opera dei diodi SR1 ed SR2, entrambi del tipo al silicio, in grado di rettificare una corrente di 500 mA, e funzionanti con una tensione inversa di picco non inferiore a 50 V. L'intensità della corrente secondaria deve avere un valore minimo di 200 mA.

Il potenziometro R1 serve per effettuare la messa a punto della sensibilità del dispositivo, allo sco-

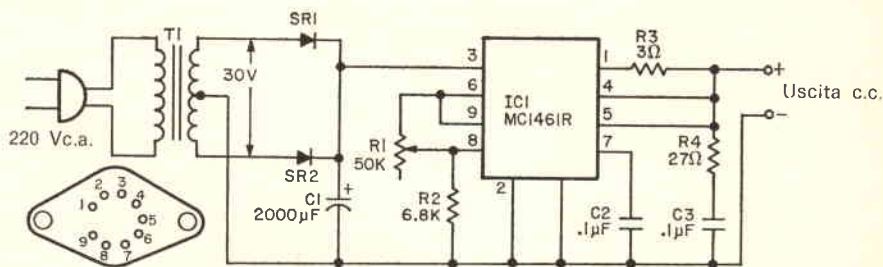


Fig. 3 - Il dispositivo di protezione non è altro che un piccolo alimentatore, che sfrutta la tensione alternata di rete per fornire una tensione di uscita continua, con l'aggiunta dell'effetto di interruzione automatica in caso di sovraccarico.

po di renderne più semplice la realizzazione, riducendone contemporaneamente il costo globale.

In sostanza, si tratta dunque di un alimentatore, alla cui uscita è disponibile una tensione continua variabile a seconda della posizione di R1, con la prerogativa dell'inter-

ruzione automatica in caso di sovraccarico o di cortocircuito.

Nell'angolo inferiore sinistro dello schema elettrico sono riprodotte le connessioni alla base del circuito integrato; nello schema sono anche riportati tutti i valori dei componenti.

UN AMPLIFICATORE PARTICOLARE

Lo schema elettrico di questo amplificatore è riprodotto alla figura 4, e le sue prestazioni possono essere giudicate particolari, in quanto un segnale di ingresso di soli 350 mV è sufficiente per ottenere una potenza di uscita di ben 15 W, su di un carico di 4 Ω, oppure di 10 W con un carico di 8 Ω.

Il responso alla frequenza è ottimo nella gamma compresa tra 20 e 20.000 Hz, con una distorsione globale inferiore allo 0,5%.

L'impedenza di ingresso presenta un valore di circa 20.000 Ω, per cui il dispositivo deve essere eccitato con una sorgente a bassa impedenza, come ad esempio un pre-amplificatore a transistori, avente una impedenza di uscita di 600 Ω.

La corrente erogata dalla sezione di alimentazione deve essere almeno di 1,2 A per il funzionamento monofonico, e quindi di 2,5 A nell'eventualità che l'amplificatore venga realizzato in doppia versione, per allestire un impianto stereofonico.

Naturalmente, per migliorare le prestazioni di questo dispositivo è possibile inserire tra la sorgente del segnale e l'ingresso facente capo al terminale numero 3, tramite il con-

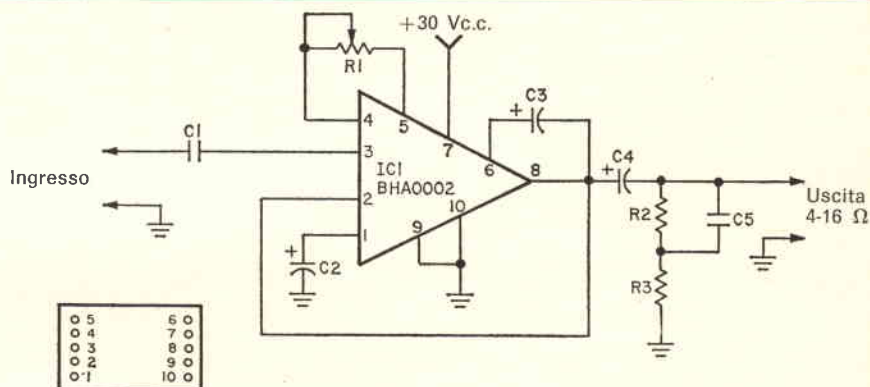


Fig. 4 - Questo è lo schema del super-amplificatore 15. Esso impiega un circuito integrato Solitron del tipo BHA0002.

densatore C1, una unità per il controllo separato del tono agente sulle frequenze elevate e su quelle basse.

I valori dei componenti sono i seguenti:

$$C1 = 0,22 \mu\text{F} - 75 \text{ V} \\ (\text{in Mylar})$$

$$C2 = 250 \mu\text{F} - 3 \text{ V}$$

$$C3 = 50 \mu\text{F} - 30 \text{ V}$$

$$C4 = 2.000 \mu\text{F} - 30 \text{ V}$$

$$C5 = 0,05 \mu\text{F} - 75 \text{ V} \\ (\text{in Mylar})$$

$$R1 = \text{Compensatore potenz.} \\ \text{da } 1.000 \Omega$$

$$R2 = 470 \Omega - 0,5 \text{ W}$$

$$R3 = 22 \Omega - 0,5 \text{ W}$$

AMPLIFICATORE COMPRESSORE A RESPONSO LOGARITMICO

Per questo dispositivo, il cui schema elettrico è illustrato alla figura 5 viene usato un circuito integrato del tipo Signetics tipo NE501K, di cui in basso a destra sono riprodotte le connessioni.

Per amplificatore logaritmico si intende un dispositivo che può trasformare una forte variazione di ampiezza del segnale di ingresso in una piccola variazione di ampiezza del segnale di uscita.

Questa particolare funzione viene svolta appunto da questo dispositivo, il cui segnale di ingresso vie-

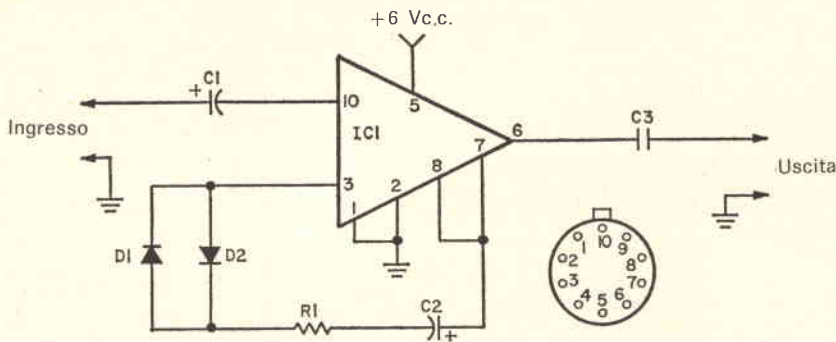


Fig. 5 - Schema elettrico completo dell'amplificatore logaritmico, impiegante un circuito integrato di produzione Signetics NE501K.

ne applicato al terminale numero 10 tramite la capacità elettrolitica C1, del valore di $1 \mu\text{F} - 6 \text{V}$.

I diodi D1 e D2, entrambi del tipo al silicio 1N914, sono collegati in opposizione di fase tra loro,

tra il terminale numero 3 ed il circuito in serie costituito da R1 ($510 \Omega - 0,5 \text{W}$) e la capacità C2 ($10 \mu\text{F} - 6 \text{V}$).

La capacità C3 è del valore di $0,1 \mu\text{F} - 75 \text{V}$ con dielettrico in Mylar, e la tensione di alimentazione positiva viene applicata al terminale numero 5, con un valore di 6 V.

Il livello di ingresso deve presentare un valore di picco di $0,1 \text{V}$, per ottenere un valore di picco del segnale di uscita di circa 1V . Dal momento che si tratta di un dispositivo funzionante ad alta frequenza, è necessario filtrare adeguatamente la sorgente di alimentazione.

UN NUOVO TIPO DI EQUALIZZATORE

Il circuito integrato tipo MFC 4010 si presta in modo eccellente

per realizzare questo dispositivo, il cui schema elettrico è illustrato alla figura 6. Si tratta di una unità integrata provvista di quattro terminali, la cui disposizione è visibile

in alto a sinistra rispetto allo schema.

Questo dispositivo funziona sia come amplificatore che come equalizzatore. In pratica, è possibile applicare il segnale di uscita che esso fornisce direttamente all'ingresso ausiliario di un amplificatore, ottenendo la necessaria correzione del responso per un dispositivo adatto alla lettura di cartucce pre-registrate, oppure di nastri a circuito libero.

Dal momento che l'effetto necessario di equalizzazione viene determinato in parte dalle caratteristiche della testina di lettura, potrebbe essere opportuno modificare la curva di responso del dispositivo, cosa che può essere effettuata variando leggermente il valore della capacità C3 e del resistore R5.

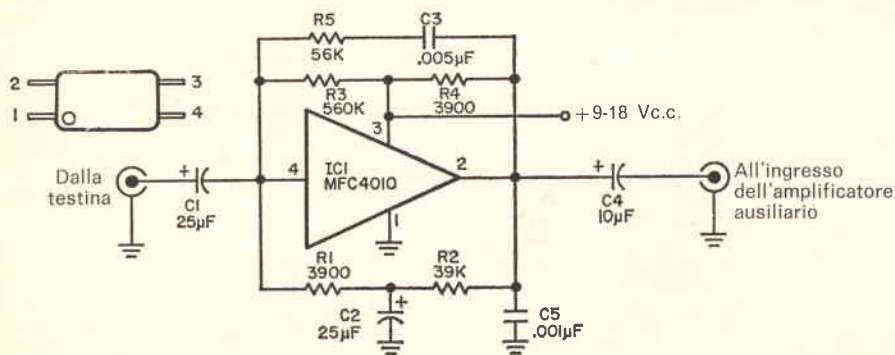


Fig. 6 - Questo è il circuito elettrico dell'equalizzatore, che può essere interposto tra il segnale proveniente da un dispositivo di lettura per nastri pre-registrati, e lo ingresso ausiliario di un amplificatore. Il dispositivo comprende ovviamente i necessari circuiti di equalizzazione, per la correzione del responso.

UN PREAMPLIFICATORE STEREO PER MICROFONO

La figura 7 rappresenta lo schema elettrico di una delle due unità che è necessario allestire per i due canali stereo, e riproduce anche in alto a destra la disposizione delle connessioni dell'unità integrata tipo MC1303L.

Questo dispositivo è caratterizzato da una bassa distorsione e da un eccellente responso alla frequenza.

I resistori R1 ed R2 costituiscono un partitore di tensione di tipo simmetrico, agli effetti dell'applicazione della tensione di alimentazione. Il circuito integrato può essere alimentato mediante qualsiasi sorgente del tipo bipolare, costituita eventualmente da batterie.

Si faccia molta attenzione ad osservare la polarità delle capacità C2 e C3, la cui inversione comprometterebbe irrimediabilmente il funzionamento dell'unità.

Nel caso che durante il funzionamento si verifichi la presenza di oscillazioni parassite, applicare un condensatore del valore di $0,1 \mu\text{F}$ tra il terminale numero 14 del circuito integrato e la massa.

Il segnale di ingresso viene applicato al terminale numero 9 tramite la capacità C1, mentre il segnale di uscita viene prelevato dal terminale numero 13 tramite la capacità Cx. Per quanto riguarda il valore di questo condensatore, esso

dipende dall'impedenza del carico applicato all'uscita. Il valore di questo condensatore deve essere tale da consentire il responso alla frequenza desiderata. Per impedenze di uscite dell'ordine di 100 k Ω o maggiori (si consiglia un valore di 0,1 μ F, mentre — se il carico presenta un'impedenza di valore basso, o comunque inferiore al minimo precisato — è preferibile conferire a questo condensatore il valore di 10 μ F. In quest'ultimo caso — naturalmente — deve trattarsi di un condensatore elettrolitico, di cui occorre rispettare la polarità collegando il polo negativo verso il lato che ha la minore impedenza verso massa.

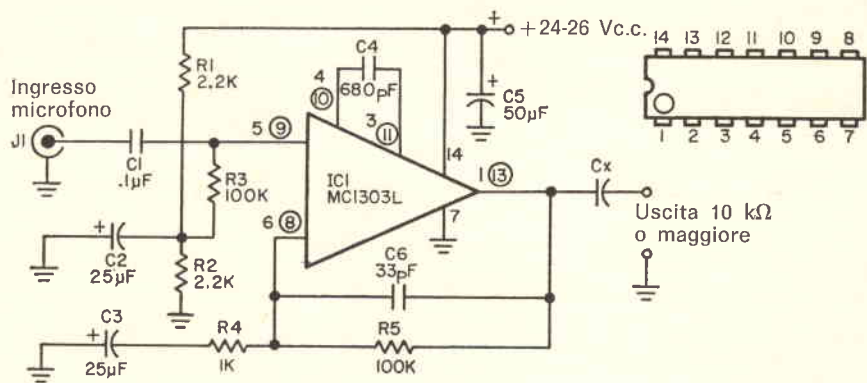


Fig. 7 - Lo schema riprodotto rappresenta uno dei canali dell'amplificatore stereo per microfono. Il circuito integrato è di produzione Motorola, ed in alto a destra ne è riprodotta la struttura, con il riferimento che consente di identificarne i terminali.

UN ALTRO PRE-AMPLIFICATORE MICROFONICO

Con una tensione di uscita di 7 V, l'amplificatore il cui schema elettrico è riprodotto alla **figura 8** funziona con un guadagno di 60 dB.

L'impedenza di ingresso è di circa 75.000 Ω , mentre l'impedenza di uscita è di circa 100 Ω .

In pratica, il valore massimo effettivo della tensione di uscita dipende dalla resistenza del carico, ed è di valore compreso tra 7 V con carico di 10.000 Ω e 4 V con carico di 1.000 Ω .

La disposizione dei componenti è tutt'altro che critica, e può essere scelta ad arbitrio del costruttore.

La corrente massima assorbita è di 8 mA, ma può raggiungere il valore di picco di 12 mA.

Si tratta di un pre-amplificatore che si presta a numerosi tipi di impieghi, soprattutto nel campo della miscelazione di diversi segnali, facenti tutti capo ad un unico ingresso dell'amplificatore principale.

In basso a destra rispetto allo schema elettrico è riprodotto il circuito integrato, in modo tale da consentire facilmente l'identificazione dei vari terminali.

I valori dei componenti sono i seguenti:

- R1 = 75.000 Ω - 0,5 W
- R2 = 270.000 Ω - 0,5 W
- R3 = 110.000 Ω - 0,5 W

- R4 = 100 Ω - 0,5 W
- C1 = 1 μ F - 3 V
- C2 = 100 μ F - 6 V
- C3 = 0,05 μ F - 75 V

- C4 e C5 = 0,1 μ F - 75 V
(in Mylar)

Il circuito integrato è del tipo Motorola MFC8040.

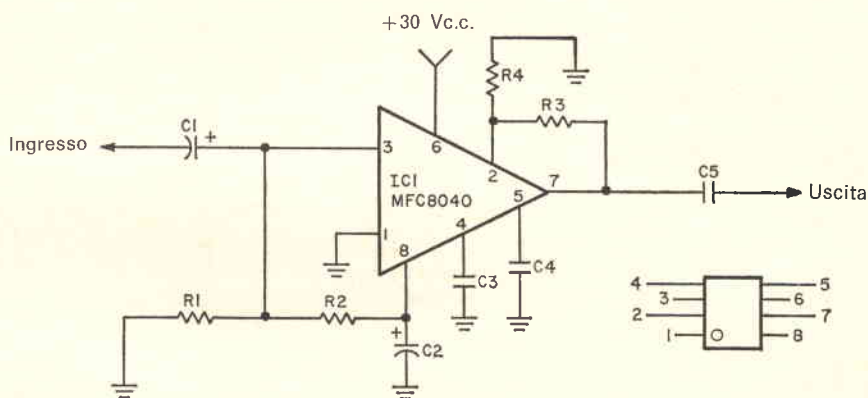


Fig. 8 - Schema del pre-amplificatore per impieghi generali, per la cui realizzazione si fa uso di un circuito integrato di produzione Motorola, tipo MFC8040.

AMPLIFICATORE MICRO-MINI

L'ultima idea che viene suggerita nell'articolo che recensiamo è quella dell'amplificatore il cui schema elettrico è illustrato alla **figura 9**.

Usando un circuito integrato del tipo MFC4000, le cui dimensioni non sono maggiori di quelle di una mosca, questo amplificatore è in grado di fornire una potenza di uscita di 250 mW per eccitare un altoparlante avente un'impedenza di 16 Ω della bobina mobile.

Per ottenere questa potenza di uscita è necessario disporre di un segnale di ingresso di almeno 50 mV, proveniente da una sorgente a bassa impedenza (1.000 Ω).

La sorgente di alimentazione può essere costituita da una normale batteria da 9 V, e la corrente in assenza di segnale non supera i 6 mA. Quando funziona invece con la massima potenza, il consumo di corrente raggiunge il valore massimo di circa 75 mA.

Questo amplificatore serve come unità utilitaria e si presta a diversi

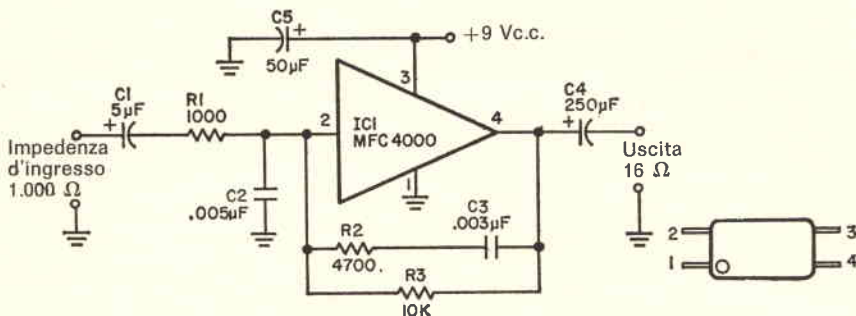


Fig. 9 - L'ultimo progetto consiste nell'amplificatore micro-mini, di cui è illustrato lo schema completo. In basso a destra è riprodotta la struttura del circuito integrato, col riferimento per l'identificazione dei terminali.

tipi di impieghi, soprattutto agli effetti del controllo del funzionamento di altri circuiti funzionanti con segnale a basso livello. Inoltre, può rivelarsi di prezioso ausilio per il controllo del funzionamento di meccaniche di trasporto del nastro, nonché per eseguire misure e collaudi di vario tipo.

In basso a destra è riprodotta la struttura del circuito integrato, per l'identificazione dei terminali.

Lo schema elettrico riporta anche i valori di tutti i componenti.



COMMESSA IDEALE

A conclusione del concorso «La commessa ideale» per la Puglia e la Lucania, indetto dal quotidiano La Gazzetta del Mezzogiorno, è risultata prima assoluta (con 368.288 voti, settantamila in più sulla seconda classificata) la Signorina Rosa Errico della GBC di Bari.

Siamo lieti di pubblicare la fotografia di questa simpatica ragazza sedicenne, tanto esperta nella vendita di apparecchi e componenti elettronici da meritare un così vasto plebiscito. Infatti, coloro che hanno dato i voti sono stati gli stessi clienti, secondo le norme del concorso. Chi altri, se non i clienti abituali, può definire «ideale» una commessa? E' evidente che in Rosa si assommano gentilezza e competenza, serietà e distinzione. Intervistata dai giornalisti, Rosa Errico ha dichiarato che per lei recarsi al lavoro tutti i giorni è un divertimento. Segno di una sorprendente maturità, in una persona giovanissima, che fa pensare e, al tempo stesso, offre un insegnamento: è tutto bello ciò che sta attorno a noi, se lo consideriamo tale. L'esempio di Rosa dimostra che la gioia di vivere non va cercata fuori, ma dentro di noi. Sembravano perduti questi valori morali, nel caos del nostro tempo capellone e disgregatore. Invece sono intatti e ben conservati nella parte più sana della nostra gioventù. Questa ragazza di Bari (per l'esattezza è nata e vive a Grumo Appula), commessa della GBC, ne è campionessa.

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



AVVISATORE ACUSTICO SENSIBILE ALLA LUCE

a cura di R. BOFFINI

I fotoresistori sono gli elementi di base di molti montaggi elettronici per antifurto. Questi componenti, a motivo delle loro proprietà, permettono di agire direttamente sulla polarizzazione di base di un transistor.

Il montaggio che descriviamo si basa su di un rivelatore di luce associato ad un avvisatore acustico. Dal momento in cui un raggio luminoso raggiunge il fotoresistore si ode un segnale sonoro.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	: resistore da	1,5 k Ω	1/2 W
R2	: resistore da	12 k Ω	1/2 W
R3	: resistore da	3,3 k Ω	1/2 W
R4	: resistore da	15 k Ω	1/2 W
R5	: resistore da	56 k Ω	1/2 W
R6	: resistore da	5,6 k Ω	1/2 W
R7	: resistore da	5,6 k Ω	1/2 W
R8	: resistore da	56 k Ω	1/2 W
R9	: resistore da	150 Ω	1/2 W
R10	: resistore da	220 Ω	1/2 W
R11	: resistore da	2,2 k Ω	1/2 W
C1	: condensatore da	39 nF	
C2	: condensatore da	39 nF	
C3	: condensatore elettrolitico da	1 μ F - 6 V	
C4	: condensatore da	0,1 μ F	
TR1	: transistor	2N2904	
TR2	: transistor	BC108	
TR3	: transistor	BC108	
TR4	: transistor	2N2904	
TR5	: transistor	BD135	
LDR	: fotoresistore	LDR07	
AP	: altoparlante da	8 Ω	

Lo schema elettrico (figura 2) si può dividere in tre parti o funzioni ben precise: il rivelatore di luce, il multivibratore e l'amplificatore di potenza.

Il transistor T_1 ha la sua polarizzazione di base stabilita in modo tale che esso non conduca in assenza di luce sul fotoresistore.

Il potenziale del collettore del transistor T_1 è sensibilmente vicino a quello della massa. Di conseguenza, il multivibratore che libera il segnale udibile non è alimentato.

In compenso, quando un raggio luminoso raggiunge la cellula, il potenziale di base di T_1 diventa negativo e, dato che si tratta di un NPN,

comincia a condurre. Ne risulta che la giunzione emettitore-collettore diventa conduttrice e di conseguenza il multivibratore è alimentato dalla linea positiva.

Il multivibratore si basa su due transistori in un montaggio detto incrociato. Ogni transistor possiede, a questo effetto, un resistore di polarizzazione di base ed un resistore di carico. Con i condensatori utilizzati C_1 e C_2 , la nota generata è molto acuta, ma non c'è nulla che impedisca di ottenere un'altra tonalità modificando il loro valore.

Il segnale è applicato allo stadio amplificatore T_4 T_5 al livello del collettore di uno dei due transistori NPN tramite una capacità C_3 .

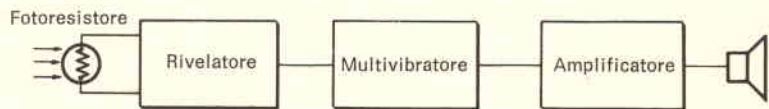


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'avvisatore acustico sensibile alla luce.

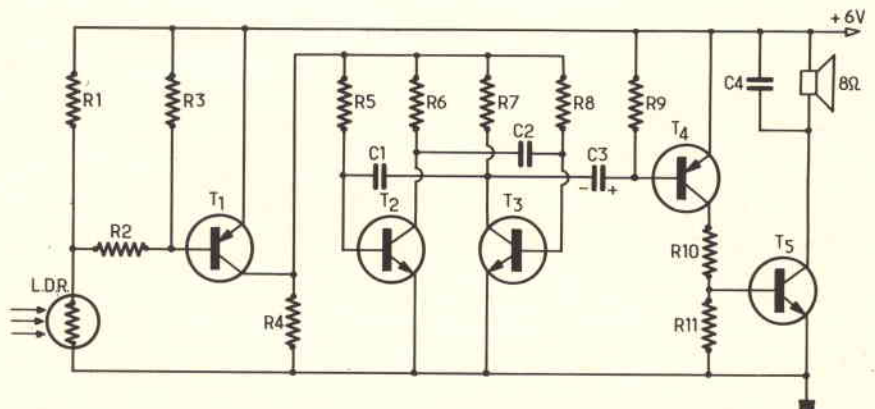


Fig. 2 - Schema elettrico dell'avvisatore acustico descritto in questo articolo.

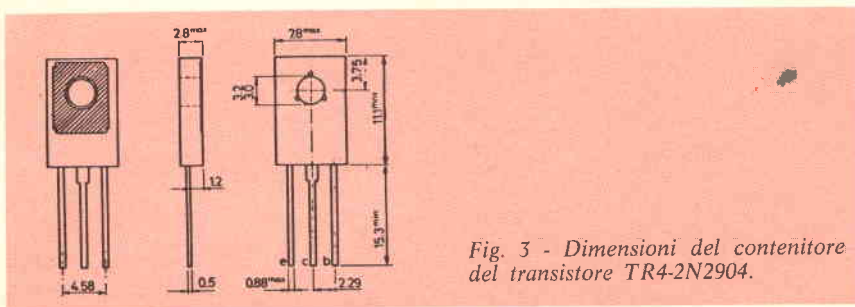


Fig. 3 - Dimensioni del contenitore del transistor TR4-2N2904.

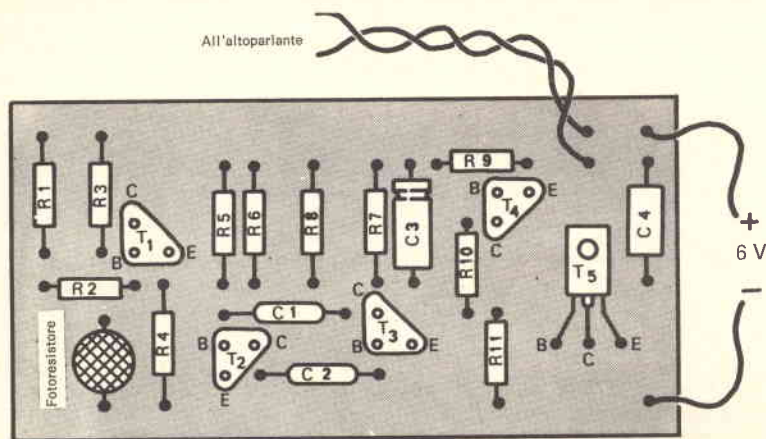


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

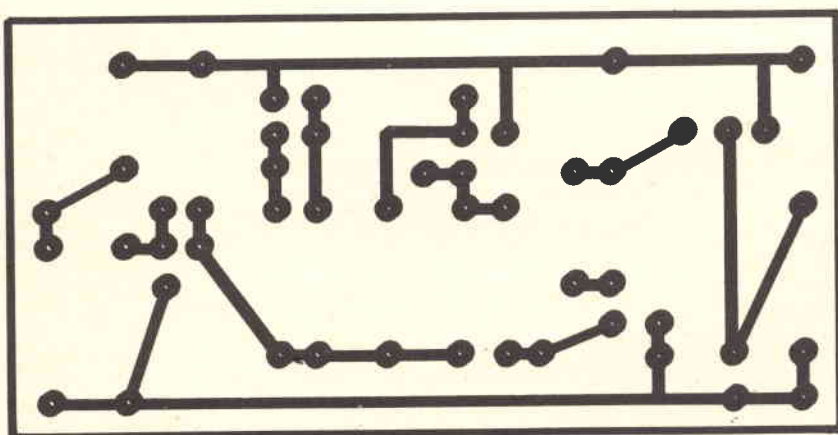


Fig. 5 - Circuito stampato, visto dal lato rame, dell'avvisatore acustico sensibile alla luce.

Il segnale praticamente rettangolare liberato dal multivibratore fa lavorare T_4 in condizioni di commutazione. Così, quando il transistor T_4 è in saturazione, la base del transistor T_5 diventa positiva e nell'altoparlante si produce un impulso che è rinviato dal condensatore C_4 collocato in parallelo.

Il transistor T_4 è un modello NPN in contenitore plastico TO-126.

L'alimentazione, infine, si effettua con una tensione di 6 V fornita da due pile da 1,5 V.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti gli elementi necessari alla costruzione del circuito, eccettuato l'altoparlante, possono prendere posto su di una piastra perforata di dimensioni limitate. La figura 4 mostra a questo proposito la possibile collocazione degli elementi.

Il fotoresistore LDR07 è saldato direttamente per mezzo delle sue uscite assiali. Il transistor di potenza BD135 non è montato sul dissipatore di calore dato che la potenza dissipata è relativamente debole.

Per quanto riguarda la figura 5, essa mostra i diversi collegamenti da effettuare sulla piastra.

L'altoparlante utilizzato è un modello con un diametro da 10 a 12 cm ed una impedenza di 8 Ω .

E' possibile d'altra parte che in funzione delle caratteristiche di dispersione degli elementi, si sia obbligati a modificare la polarizzazione fissa di base, all'occorrenza R_1 , R_2 , R_3 .

GIORGIO DALLA ZORZA



Per l'intensità non comune e l'originalità delle sue opere, Giorgio Dalla Zorza, autore della copertina di questo mese, è sicuramente tra gli artisti attuali che maggiormente e giustamente hanno meritato in questi anni la considerazione favorevole del pubblico ed il caldo e convinto elogio della critica.

Caratteristica esemplare delle opere di Giorgio Dalla Zorza, è inoltre, come si può agevolmente osservare, il senso di arcano che le pervade per cui un oggetto, un fiore, un paesaggio sono sempre esaltati dalle suggestive sensazioni dell'irreale e dell'astratto che trascendono dalla comune percezione della forma materiale e ciò in armonia e in correlazione con le nuove intuizioni, le aspirazioni ed i sogni degli affermati indirizzi attuali dell'arte.



o spinoso problema della TVI interessa, purtroppo, buona parte dei radiodilettanti, pregiudicando normalmente i rapporti di buon vicinato e gettando il radioamatore in uno stato di rabbia e di desolazione.

In genere questi stati d'animo si acquiscono quando, cercando di porvi rimedio, interponendo filtri vari, si scopre che i risultati sono negativi o quasi, assumendo il fenomeno a questo punto, aspetti misteriosi, ligi alle regole della migliore stregoneria.

Scopo di questo articolo non è tanto quello di affrontare il pro-

di I2AT G. BOSCHETTI

b) armoniche del TX che cadono dentro i canali TV.

Per discriminare i due casi esiste un metodo molto semplice: se, commutando i canali TV, l'interferenza rimane, ci si trova di fronte al caso a); se invece su qualche canale l'interferenza c'è e su altri no, rientra nel caso b).

Se l'armonica cade dentro i canali TV ci si può ritenere abbastanza fortunati perché in tal caso senza ricorrere a filtri complicati (sono sufficienti tre celle) si può essere certi che l'interferenza verrà eliminata.

Sarà necessario ricorrere a filtri più complicati (più celle) solo nel caso che le potenze in gioco siano rilevanti perché, in tal caso, le armoniche del TX assumono valori elevati richiedendo, di conseguenza, una attenuazione superiore.

Questo lo si può vedere esaminando la fig. 1, dove sono riportati gli andamenti **teorici-ideali** (supponendo perdite nulle dei componenti) di un filtro a tre celle e di uno a cinque celle, ricavati impostando i dati su calcolatore UNIVAC 1108.

Se invece, come purtroppo accade nella maggioranza dei casi, l'interferenza è dovuta alla banda della media frequenza del televisore, le cose diventano molto più problematiche perché, come si può vedere in fig. 1, l'attenuazione in corrispondenza della banda in cui sono comprese le MF (35 ÷ 45 MHz) è insignificante, nel caso del filtro a tre celle ed è accettabile, nel caso delle cinque celle, a patto che le potenze in gioco non siano eccessive.

La cosa più ovvia, a questo punto, sarebbe quella di interporre un filtro con un fianco ancora più ripido, ma le difficoltà costruttive e di messa a punto sono notevoli, rendendosi necessarie non meno di 6-7 celle.

Si deve quindi risolvere il problema con qualche artificio.

Esistono sostanzialmente due modi:

— Il primo è quello di usare un filtro più complesso (figura 5) con una risposta del tipo di fig. 1 - (3). In questo modo esiste una zona in cui l'attenuazione è dell'ordine dei 60 ÷ 80 dB; questa

note varie sui filtri TVI

Il problema delle interferenze televisive nei ricetrasmittitori per radioamatori e CB è particolarmente sentito. L'argomento è già stato oggetto di numerose discussioni dalle quali è risultato che, in certi casi, l'unico mezzo per eliminare questi disturbi è rappresentato dall'impiego di appositi filtri. Questo articolo ha lo scopo di illustrare i casi in cui l'impiego dei filtri è utile ed i risultati conseguibili con diverse soluzioni.

blema assai vasto delle cause di TVI quanto quello di chiarire, a chi appunto intende risolvere il problema interponendo dopo il TX uno dei tanti filtri passa-basso (PB) riportati sulle riviste specializzate, che sussistono validi motivi per i quali i risultati possono essere negativi o quasi. Esaminare questi motivi e dare alcuni suggerimenti che specialmente nel caso si decidesse di costruirne uno, possono rendere i risultati soddisfacenti.

Il filtro passa-basso (PB) inserito all'uscita del trasmettitore è uno dei rimedi più pratici ed immediati, attenua, infatti, notevolmente le armoniche che non solo sono inutili ma a volte, come in questo caso, veramente dannose; prima di fare questo occorre però diagnosticare a che tipo di interferenza ci si trova di fronte, perché solo con una diagnosi precisa si può sperare che la terapia abbia i suoi effetti.

I due casi più comuni sono:

- a) armoniche del TX che cadono nella banda di media frequenza (MF) dei televisori;

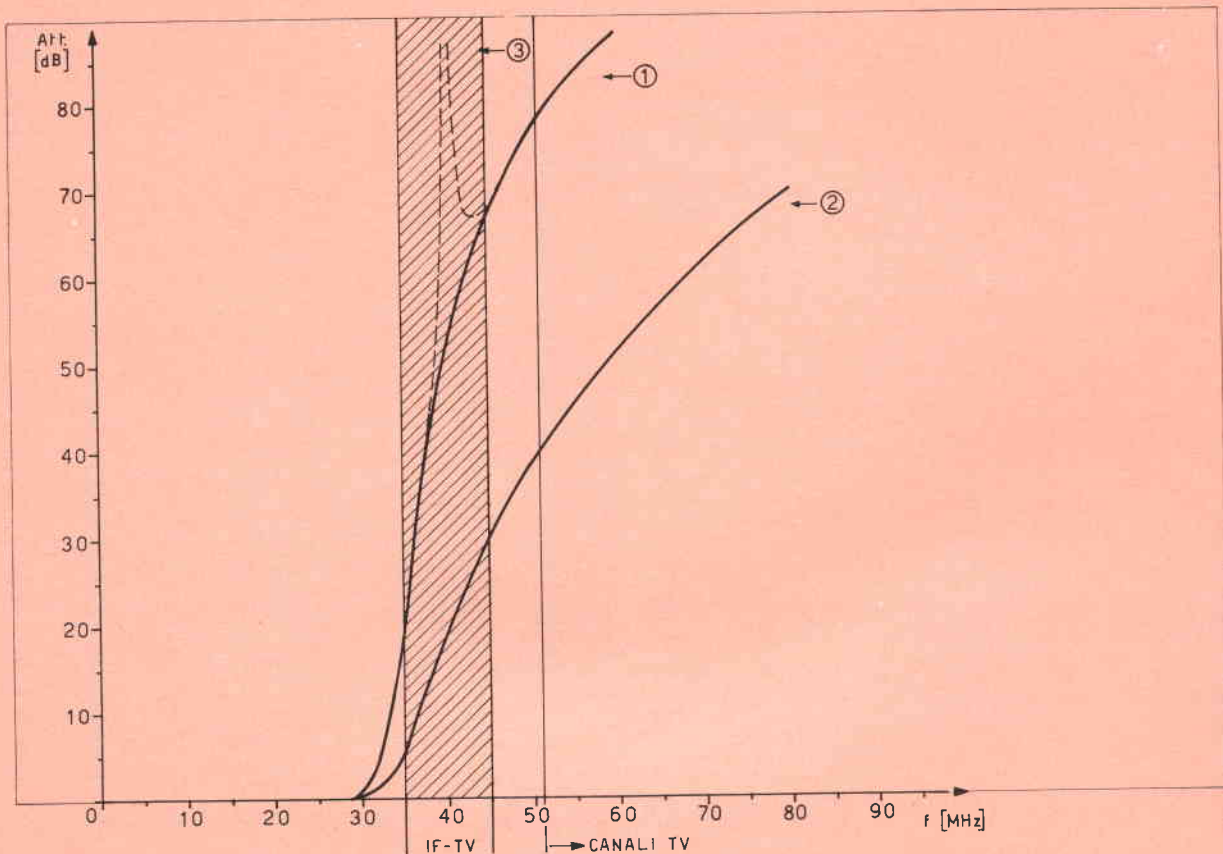


Fig. 1 - Curve teoriche attenuazione/frequenza di un filtro a 3 celle (2), a 5 celle semplici (1), a 5 celle complesse (3).

zona però non è larga come la banda in cui sono situate le MF dei televisori è perciò necessario, caso per caso, centrare il punto di massima attenuazione in corrispondenza della MF del televisore disturbato; è quindi ovvio che per una prevenzione di carattere generale questo filtro non va bene. Potrebbe andar bene solo nel caso che questa zona, pur mantenendo valori di attenuazione elevati, fosse sufficientemente larga, ma questo comporta l'impiego di filtri complessi, difficoltosi da mettere a punto ed è quindi meglio acquistarlo direttamente da qualche ditta specializzata.

— Il secondo è quello di restringere leggermente la banda passante del filtro, facendo sì che incominci a tagliare a $28 \div 29$ MHz

invece che a $32 \div 33$ MHz; sono sufficienti alcuni MHz di spostamento (specialmente nel caso del filtro a 5 celle) per far sì che l'attenuazione in corrispondenza della frequenza desiderata aumenti notevolmente.

In questo caso l'attenuazione introdotta dal filtro in corrispondenza della banda $28 \div 29$ MHz invece di essere nulla potrà assumere valori di $0,1 \div 0,2$ dB che corrispondono, nel peggiore dei casi, ad una perdita di potenza di circa il 4%, cosa peraltro trascurabile rispetto ai vantaggi che si possono ottenere nei confronti della TVI.

Il restringimento della banda si può ottenere facilmente aumentando il valore dei condensatori del filtro.

Per chiarezza vengono riportate

in fig. 2 le curve rilevate impostando i dati sul calcolatore UNIVAC 1108, relative ad un filtro a tre celle (figura 3) dove i condensatori C2 e C3 assumono il valore di 150 pF e di 200 pF. (Il caso C2 - C3 = 160 pF è riportato nella fig. 1 - (2)).

Il discorso è generale ed è quindi valido per qualsiasi filtro PB normale, indipendentemente dal numero di celle.

Tenendo ora conto che le curve riportate si riferiscono a filtri ideali (perdite nulle nei componenti, impedenze di ingresso e di uscita rigorosamente 50Ω , SWR prossimo a 1:1) è ovvio supporre che in pratica gli andamenti dei filtri saranno sicuramente peggiori (con grave pregiudizio di possibilità di vittoria sulla TVI) e saranno di-

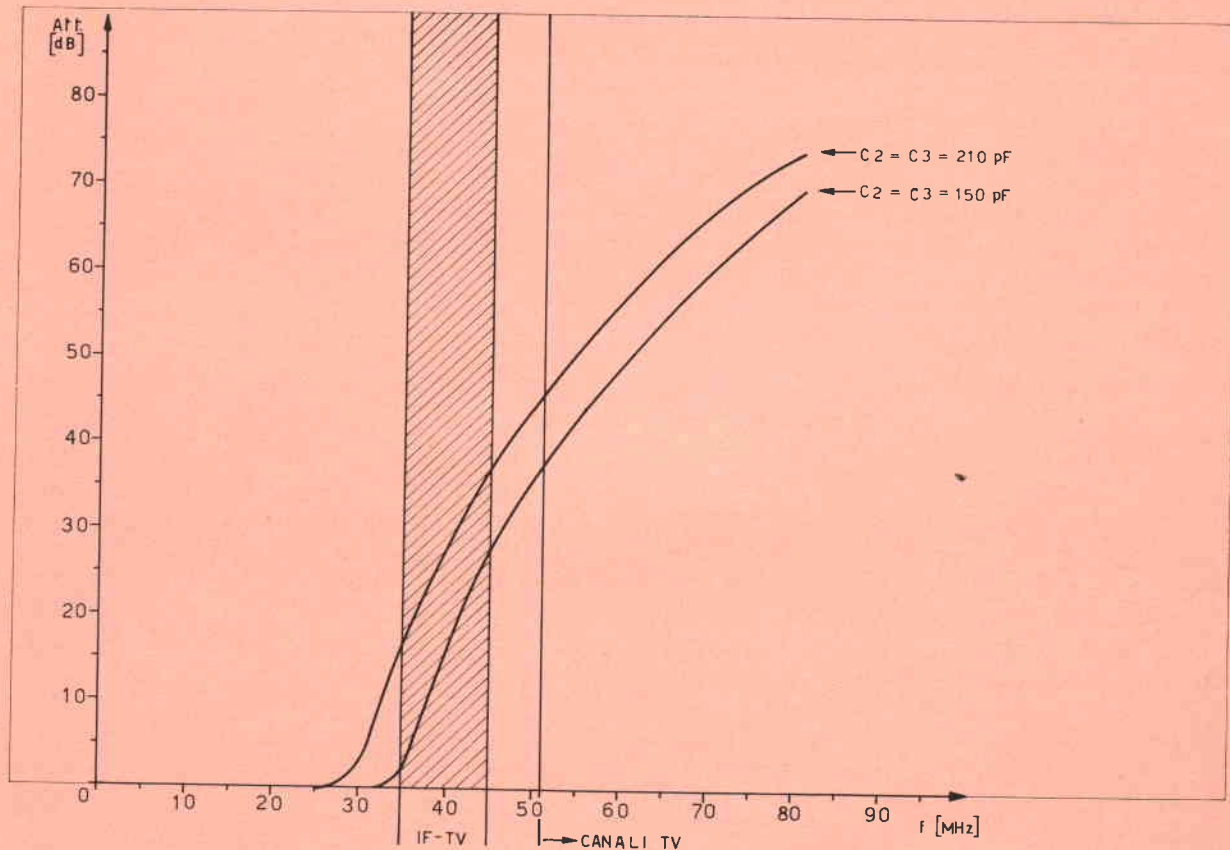


Fig. 2 - Curva teorica attenuazione/frequenza di un filtro PB a tre celle con diversi valori di capacità.

rettamente legati alla qualità dei componenti usati ed al numero di accorgimenti adottati nella costruzione e nell'impiego del filtro.

Occorre quindi, se ci si vuole avvicinare il più possibile agli andamenti teorici, rispettare alcune regole basilari:

1) Il TX, e di conseguenza il filtro PB, deve avere una massa appropriata (il termosifone e le condutture dell'acqua non sono sempre a massa, contrariamente ad una opinione alquanto diffusa).

2) Il filo delle bobine deve avere un diametro abbastanza grosso (1 ÷ 3 mm a seconda della potenza in gioco) e deve essere argentato al fine di ridurre le perdite alle frequenze alte.

3) Non è sufficiente che i condensatori abbiano $3000 \pm 5000 \text{ V}$ di isolamento, occorre che anche i reofori siano del tipo a piattina e non filiformi, perché quest'ultimi possono causare risonanze nella banda del filtro,

perdite elevate e surriscaldamento con potenze elevate (200 ÷ 300 W a RF).

4) Le varie celle devono essere perfettamente schermate tra di loro e le masse debbono essere realizzate a regola d'arte.

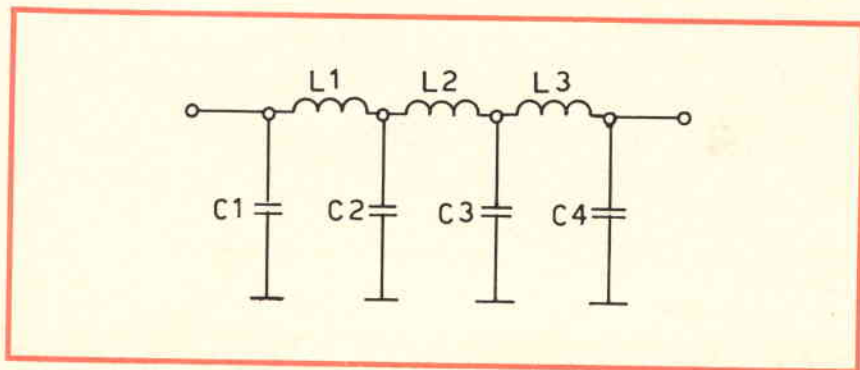


Fig. 3 - Schema elettrico di un filtro a tre celle semplici.

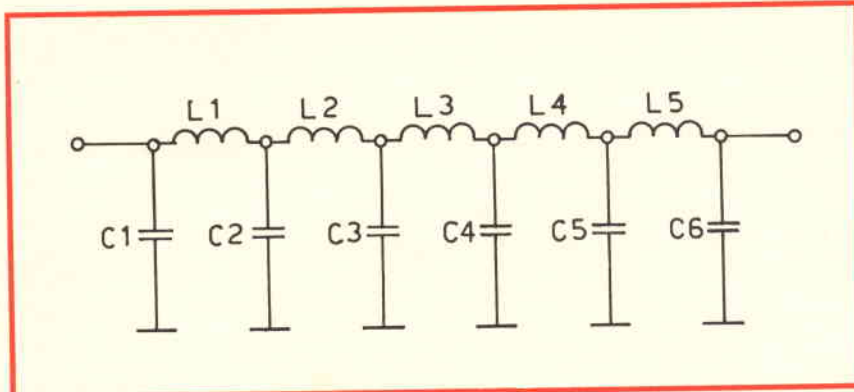


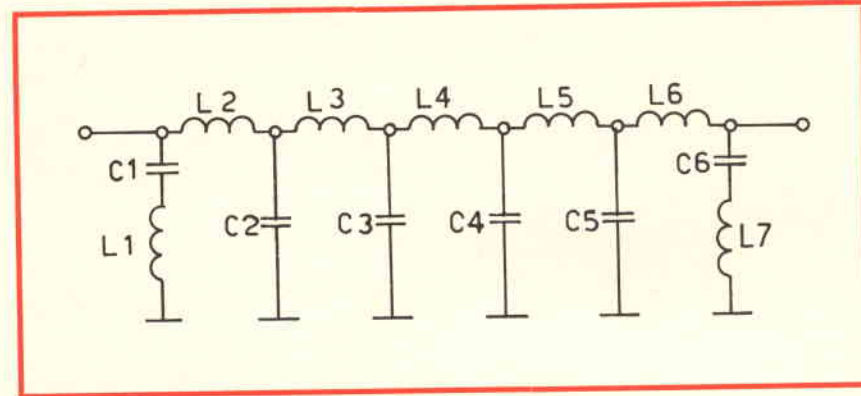
Fig. 4 - Schema elettrico di un filtro a cinque celle semplici.

VALORI DI FIG. 3

C1 = C4 = 87 pF
 C1 = C3 = 160 pF
 L1 = L2 = L3 = 0,47 μH
 (n. 7 spire filo argentato Ø 2 mm, Ø interno 15 mm, passo 3 mm)

VALORI DI FIG. 4

L1 = L2 = L3
 L4 = L5 = 0,47 μH
 C2 = C3 = C4 = C5 = 160 pF



VALORI DI FIG. 5

L1 = L7 = 0,3 μH (5,5 spire di filo Ø 2 mm avvolte in aria su Ø 15 mm, passo 3 mm)
 L2 = L3 = L4
 L5 = L6 = 0,47 μH
 C1 = C6 = 50 pF
 C2 = C3 = C4 = C5 = 170 pF

Fig. 5 - Schema elettrico di un filtro a cinque celle complesse.

- 5) I passanti tra le varie celle debbono essere in vetro, meglio ancora in teflon.
- 6) L'antenna deve presentare un ROS almeno discreto.
- 7) L'uscita deve essere sufficientemente distante dall'ingresso onde evitare accoppiamenti.
- 8) Il filtro deve essere messo direttamente all'uscita del TX fa-

cendo in modo che il cavo di interconnessione sia il più corto possibile.

Da quanto su esposto è quindi ovvio dedurre che in taluni casi, l'uso di un qualsiasi filtro passa-basso non è di per sé condizione sufficiente per eliminare la TVI.

Un fatto sicuro è che occorre avere idee ben chiare su questo fenomeno che si vuole combattere e sull'importanza che possono più

o meno assumere, di volta in volta, i vari fattori precedentemente discussi.

Quanto detto non può, per la complessità della materia, essere tassativo, ma purtroppo solo indicativo; si è cioè cercato di dare, a chi è costretto ad affrontare questo estroso problema, un certo numero di indicazioni che possono servire a individuare la giusta strada per la eliminazione della TVI.



DEMISCELATORE DIREZIONALE «FILTRO PER CB»

Tutti coloro che usano un trasmettitore funzionante nella gamma C.B., installato a bordo della propria autovettura, devono inevitabilmente affrontare il problema della seconda antenna, quando l'autovettura è munita anche di un apparecchio autoradio.

Per risolvere questa difficoltà, l'AMTRON ha messo in commercio l'UK 975. In sostanza, si tratta di un filtro direzionale che consente l'impiego di un'unica antenna.

I segnali delle trasmissioni a carattere commerciale, e quelli in partenza ed in arrivo per la gamma «C.B.» vengono convogliati separatamente verso due distinte uscite, di cui una facente capo all'autoradio di bordo, ed una al trasmettitore.



LA RTTY

IL SERVIZIO DI RADIOAMATORE PER MEZZO DI TELESCRIVENTE

a cura di I2JJK Franco SIMONINI

Negli articoli di introduzione al Radiantismo che abbiamo pubblicato nel 1972 abbiamo sottolineato la piena libertà di scelta che ha un Radioamatore nel dedicarsi ad una delle specialità che esistono nel radiantismo, ultima arrivata la SSTV, la Slow Scan Television, o televisione a scansione lenta, molto ben descritta da queste pagine dell'amico I2KH, Gloriano Rossi.

Fra gli «OM» esiste la massima libertà di espressione come pure la massima comunicatività di idee.

Una delle specialità più interessanti e meno conosciute è la RTTY, la telecomunicazione in telescriven-

te. Nel programma informatore che ci siamo proposti intendiamo darle il giusto rilievo nelle pagine che seguono.

Abbiamo ricevuto molti dati e informazioni da un ottimo radioamatore specializzato nella RTTY: I4LCF di Bologna. E' uno degli organizzatori del «Contest» (o gara internazionale) di RTTY dedicato ad Alessandro Volta. Si tratta dell'ormai famoso «Alexander Volta RTTY DX Contest», patrocinato dalla sezione ARI di Como, di cui è appunto «manager» I4LCF, il Prof. F. Fanti che ci ha gentilmente autorizzato a pubblicare materiale tratto dai suoi opuscoli.

PREMESSA TECNICO-STORICA

Cominciamo dalla sigla. Che cosa vuol dire RTTY. Sono le iniziali dei termini «Radio Tele Type» che sta per «Radio Tele Stampante» o in termine più italiano «Radiotrasmissione in Telescrivente».

Vediamo ora come si può definire una trasmissione in telescrivente. Nel 1879 iniziò la prima trasmissione in telescrivente, apparato inventato dall'Ing. Baudot. Da tempo si trasmetteva in «Morse», cioè con il codice telegrafico realizzato molto semplicemente ed efficacemente da una serie di pause e impulsi. Baudot ebbe l'idea di utilizzare un



Fig. 1 - Due apparati «Surplus» più frequentemente utilizzati dai radioamatori per la ricezione di trasmissioni in telescrivente. A sinistra il famoso ricevitore della RCA a copertura continua da 500 kHz a 32 MHz AR88, a destra l'altrettanto famosa telescrivente americana TG7.

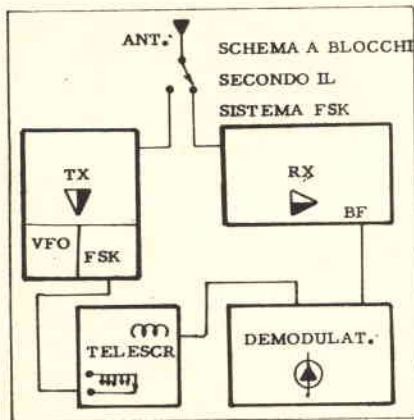


Fig. 2 - Un qualsiasi apparato ricetrasmittente può venire adattato abbastanza facilmente al servizio RTTY. Il VFO che comanda la frequenza di emissione dovrà venire dotato di un aggiuntivo (FSK) che ne provochi una predeterminata variazione di frequenza di 850 Hz dal valore base su comando del codificatore realizzato con la tastiera della telescrivente. Quest'ultima a sua volta verrà comandata in ricezione da un demodulatore o decodificatore (detto anche «decoder») che trasforma gli impulsi fonici ricevuti, in impulsi di comando.

codice più complesso del Morse, ma che permetteva di ottenere direttamente con ogni gruppo di impulsi la «battuta» della lettera o segno di interpunzione o numero corrispondente a mezzo di una speciale macchina da scrivere che fu denominata telescrivente; questa stampa le parole in righe successive ma non su foglio ovviamente, bensì su di una striscia continua proveniente da un rullo di carta che si svolge progressivamente.

I messaggi restano così impressi in successione con la stessa tecnica degli antichi rotoli di papiro. Si tratta di una tecnica interessante perché permette la documentazione dei messaggi trasmessi e ricevuti nella loro esatta successione. Anche i messaggi inviati infatti, e non solo quelli «battuti» in ricezione, vengono stampati dalla telescrivente.

La telescrivente è stata utilissima fin dagli inizi, e lo è tutt'ora, per lo sviluppo della tecnica giornalistica, consentendo la trasmissione di notizie «documentate» da un testo preciso cui è possibile riferirsi per l'elaborazione dei servizi giornalistici. Inizialmente il collegamento avvenne via linea di tipo telegrafico ed in seguito anche via radio.

Successivamente la telescrivente è passata anche al servizio privato

Fig. 3 - Quadro rappresentativo del codice CCITT n. 2 per telescrivente. I tratti neri corrispondono a impulsi di azionamento del magnete della telescrivente (cioè ai fori presenti su di un nastro perforato) mentre i tratti in bianco corrispondono al rilascio di detto magnete, cioè ad apertura del circuito relativo (tratti non perforati di un nastro).

LETTERE	SEGNI	EMISSIONI					
		I	II	III	IV	V	
A	—	○	●	●	○	○	●
B	?	○	●	○	○	●	●
C	:	○	○	●	●	○	●
D	CHI È?	○	●	○	○	○	●
E	3	○	○	○	○	○	●
F	°	○	●	○	●	○	●
G	%	○	○	○	○	●	●
H		○	○	○	○	○	●
I	8	○	○	○	○	○	●
J	CAMP.	○	●	○	○	○	●
K	(○	●	○	○	○	●
L)	○	○	○	○	○	●
M	.	○	○	○	○	○	●
N	,	○	○	○	○	○	●
O	9	○	○	○	○	○	●
P	0	○	○	○	○	○	●
Q	1	○	○	○	○	○	●
R	4	○	○	○	○	○	●
S	'	○	○	○	○	○	●
T	5	○	○	○	○	○	●
U	7	○	○	○	○	○	●
V	=	○	○	○	○	○	●
W	2	○	○	○	○	○	●
X	/	○	○	○	○	○	●
Y	6	○	○	○	○	○	●
Z	+	○	○	○	○	○	●
RIT. NO	CARR. LLO	○	○	○	○	○	●
INTERLINEA		○	○	○	○	○	●
LETTERE		○	○	○	○	○	●
CIFRE		○	○	○	○	○	●
SPAZIO		○	○	○	○	○	●

● Emissione di lavoro
○ » » riposo

specie delle grandi aziende che sono state collegate fra loro da una speciale rete di tipo simile a quella telefonica, detta rete «telex».

Un messaggio «telex» è utilissimo. Basta sottolineare che equivale all'invio di una lettera raccomandata con ricevuta di ritorno ma con inoltro immediato e con un costo equivalente a quello di un normale servizio postale per raccomandata r.r.

In figura 3 diamo una visione del codice attualmente impiegato in tutto il mondo per le telescriventi; esso è derivato con qualche innovazione e miglioria dal primo codice utilizzato dall'Ing. Baudot.

I Radioamatori impiegano questo stesso codice per le loro comunicazioni via radio tramite telescrivente.

LA RTTY

Con lo sviluppo dei sistemi radio era fatale che le trasmissioni in telescrivente venissero effettuate anche con il «supporto» dell'onda radio invece di usare la linea telefonica tesa tra le due località da interconnettere.

Si elaborò, tra gli altri, un sistema di emissione, detto «FSK», semplice e geniale che presentava il vantaggio di occupare una porzione molto ristretta di banda.

«FSK» è una sigla tratta dalle iniziali dei termini americani «Frequency Shift Keying» vale a dire «Trasmissione di caratteri telegrafici (Keying) mediante variazioni di scarto (shift) di frequenza».

La figura 4 dà un'idea sintetica di come ciò avviene. L'invio di una segnalazione impulsiva o, come si dice modernamente di un «bit», avviene facendo variare la frequenza di emissione da una frequenza base ad una frequenza inferiore di 850 Hz, che costituisce lo «shift» o scarto di frequenza di comando.

Ad esempio, come indicato in figura, si passa dai 14.100 kHz ai 14.099,150 kHz.

La fig. 2 fornisce lo schema a blocchi di una disposizione «FSK» applicata ad un normale trasmettitore e ricevitore.

Come si vede bisogna disporre:

- Di un «demodulatore» che trasforma gli impulsi fonici, rica-

vati con l'aiuto dell'oscillatore di nota, o BFO, in impulsi elettrici che azionano la telescrivente.

- Di un «codificatore FSK» che, applicato al «VFO» (od oscillatore a frequenza variabile che pilota il trasmettitore) produce i necessari scarti di frequenza di emissione.
- Il «Codificatore FSK» viene comandato dalla tastiera di comando (vedi fig. 1) della telescrivente.

Per poter operare tramite telescrivente è quindi necessario disporre:

- Di un «codificatore» detto anche «coder».
- Di un «decodificatore» detto «decoder».
- Di una telescrivente che normalmente i radioamatori reperiscono tra il «surplus» a prezzi convenienti (80-100.000 lire).

Diciamo inoltre che sia il codificatore che il decodificatore possono benissimo venire autocostruiti, non sono troppo difficili, e verranno prossimamente descritti da queste pagine da un ottimo «OM»: I2KH.

Daremo pure indicazioni per recuperare a prezzi abbordabili le telescriventi.

L'«AFSK»

Siamo sempre alle prese con le sigle.

AFSK sta per «Audio Frequency Shift Keying», cioè «trasmissione di caratteri telegrafici (Keying) a mezzo di variazione o scarto (shift) di bassa frequenza (audio frequency).

Si tratta in sostanza di non ricorrere al «Beat Frequency Oscillator» (BFO) od oscillatore di nota per ottenere le variazioni di tono acustico di 850 Hz in uscita al ricevitore.

Come si fa? Semplice! Si trasmette in modulazione di ampiezza e si modula con due distinte frequenze di bassa frequenza separate fra loro da un intervallo di 850 Hz, come nel caso della «FSK».

Solitamente si impiegano la 2.125 e la 2.975 Hz. La prima viene im-

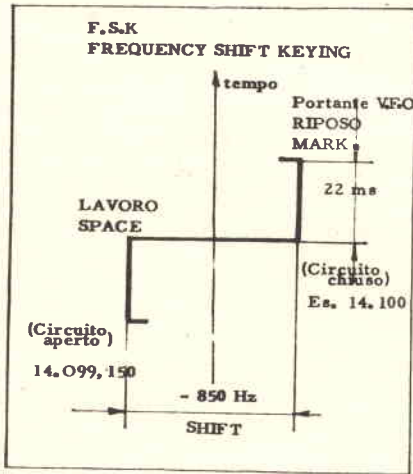


Fig. 4 - Rappresentazione schematica del sistema di comando FSK. Come si può notare la deviazione di frequenza è di 850 Hz; ad esempio come indicato da 14.100 kHz, frequenza base di riposo del VFO, a 14.099,150 frequenza di lavoro del modulatore che produce così uno «Shift» o scarto di 850 Hz. In ricezione agendo sul BFO, od oscillatore di battimento del ricevitore, si ricavano in uscita dal generatore due distinte frequenze joniche che, agendo sul demodulatore, provocano rispettivamente l'attrazione (o «Mark») del magnete della telescrivente chiudendone il circuito relativo, oppure il rilascio («Space») di detto magnete per apertura di detto circuito azionato normalmente con 60 mA in corrente continua.

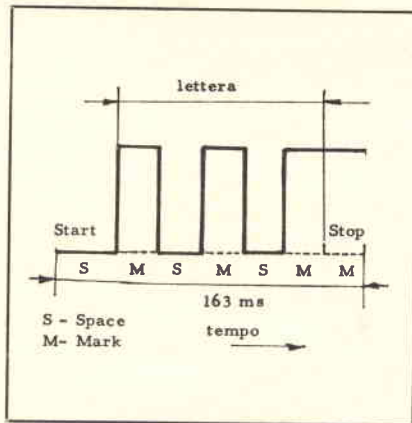


Fig. 5 - Rappresentazione del ciclo di un carattere o lettera o numero o segno di interpunzione secondo il codice di fig. 3. Sono sempre presenti: il segnale di «Start» o di inizio di codice che è sempre corrispondente all'apertura del circuito di comando o «Space»; seguono 5 impulsi di «Space» o «Mark» che, a seconda della sequenza con cui vengono inviati permettono la segnalazione del carattere trasmesso. Chiude la sequenza un impulso sempre di «Mark» che corrisponde allo «Stop» o termine della segnalazione.

piegata per il segnale di «Mark» o di riposo o di circuito chiuso (vedremo poi parlando del codice che cosa sta a significare) e la seconda, più alta, per il segnale «Space» di lavoro o di circuito aperto.

Le frequenze di 2.125 e 2.975 Hz sono state scelte perché esse sono rispettivamente la 5^a e la 7^a armonica della frequenza base di 425 Hz, che a sua volta, è la metà degli 850 Hz di «Shift».

Il vantaggio della AFSK sta nel fatto che non si deve fare un severo assegnamento nella stabilità di frequenza del VFO e dell'oscillatore locale di eterodina del radiorecettore per mantenere costanti gli 850 Hz di differenza tra le frequenze in uscita, come appunto capita nel sistema «FSK». Ma ogni rosa ha la sua spina.

L'AFSK richiede una modulazione di ampiezza con frequenze abbastanza elevate e per di più di tipo impulsivo; perciò capita che la banda occupata con la AFSK sia ben più ampia che non con la FSK che, tra l'altro, comportandosi quanto a modulazione come l'FM, permette una migliore difesa dai disturbi.

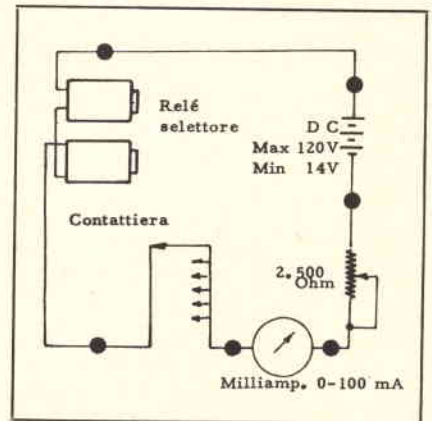


Fig. 6 - Schema semplificato di azionamento del magnete di comando di una telescrivente. La corrente viene regolata a circa 60 mA mediante un reostato da 2500 Ω e la contattiera costituita dalla tastiera o dal circuito di comando del decodificatore permette l'azionamento dei magneti del relé selettore. Questo schema come gli altri riportati sono stati ricavati da un ottimo opuscolo del Prof. F. Fanti I4LCF, ottimo radioamatore ed autore di varie pubblicazioni sulla RTTY poste in distribuzione dalla Segreteria dell'ARI.

Ciò nonostante le stazioni commerciali operano spesso in AFSK in onda corta, con potenze di KW di emissione, e molto spesso invadono la banda degli OM. Per questo la IARU (International Amateur Radio Union o Associazione Internazionale dei Radioamatori) ha istituito presso ogni Nazione degli «Intruder Manager» o radioamatori che si occupano di rilevare queste «istruzioni» abusive nelle bande degli «OM» e segnalarli tempestivamente all'organizzazione internazionale.

Agli «OM» il sistema «AFSK», data la maggior banda occupata, è consentito solo in bande ove non vi sia affollamento di stazioni e cioè in onda ultracorta (144 MHz) e sulle onde centimetriche (432 e 1290 MHz).

IL CODICE

Vediamo ora come è composto il codice utilizzato per telescrivente.

In fig. 3 abbiamo riportato la

corrispondenza tra lettere e simboli di interpunzioni e numeri e il Codice a 7 elementi o «bit» impiegato.

Con riferimento alla fig. 5 vediamo che ogni lettera è infatti formata da 7 elementi tutti caratterizzati dallo «Start» o 1° elemento iniziale che è sempre uno «Space» (o condizione di lavoro, o circuito aperto per il magnete che aziona la telescrivente) ed alla fine, da un ultimo elemento, il 7°, lo «Stop» che è sempre un «Mark» (cioè l'opposto dello Space e quindi la condizione di riposo o chiusura del circuito del magnete di azionamento della telescrivente).

Tutti gli elementi che compongono il Codice di una lettera hanno una durata fissa di 22 ms tranne lo «Stop» che dura 31 ms. Ogni lettera o numero o segno dura quindi complessivamente come trasmissione 163 ms. Si ha infatti uno «Space» iniziale di «Start» di 22 ms seguito da 5 elementi (ciascuno di 22 ms di durata) di codice

vero e proprio che definiscono il «carattere» o la «battuta» della telescrivente e infine lo «stop» finale composto da un «Mark» di 31 ms.

In pratica si trasmettono 45,45 elementi di Codice o «bit» al secondo. Si dice che si ha una velocità di 45,45 Baud (che è l'unità di misura, così chiamata in onore di Baudot, che modernamente viene definita anche come corrispondente ad un «bit» al secondo).

In media si trasmettono 61,3 parole al minuto corrispondenti a 348 «caratteri» o lettere al minuto. Ciò vuol dire, ad esempio, che se per un minuto si tiene sempre abbassato un tasto della telescrivente si trasmettono 348 lettere tutte eguali corrispondenti al tasto abbassato.

Ogni tasto può trasmettere una lettera od un numero od altro segno. Ovviamente per passare da un'indicazione all'altra è necessario premere l'apposito tasto di distinzione pressappoco come si fa nelle normali tastiere per dattilografia.

Diciamo pressappoco, perché non esiste alcuna corrispondenza fra i due tipi di tastiere.

Chi decide di operare in telescrivente deve quindi impararsi un'altra tastiera; ma ciò non risulta difficile e dopo poco tempo «ci si fa la mano» spinti dalla passione di realizzare i collegamenti in «RTTY».

La tastiera per telescrivente è teoricamente universale. Diciamo anche in questo caso teoricamente perché in realtà esiste qualche piccola differenza, ma per segnalazioni di modesta importanza, cioè per qualche segno di interpunzione, tra la tastiera delle telescriventi americane e quella delle telescriventi europee.

Le telescriventi possono anche operare mediante nastro perforato che riporta cinque ordini di «fori» o di «pieni» con in mezzo una foratura continua per il trascinamento della striscia di carta detta anche «zona perforata».

I 5 «vuoti» o «pieni» cioè fori o continuità di carta che si vedono in successione lungo un nastro perforato per telescrivente corrispondono ai 5 «bit» che contraddistinguono ogni «carattere» o lettera del Codice internazionale per tele-

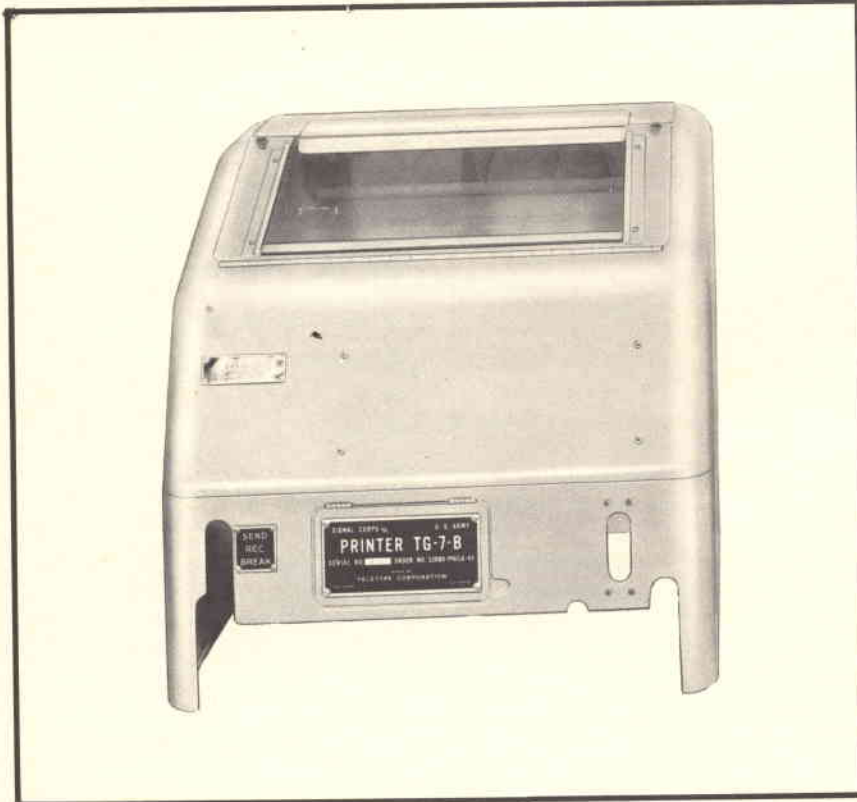


Fig. 7 - Coperchio antifonico che ricopre normalmente una telescrivente TG 7. Esso è dotato di uno sportello di materiale traslucido che permette di leggere il messaggio e, una volta aperto, di controllare il movimento del rullo di carta e se il caso di asportare il foglio con i messaggi battuti dalla telescrivente.

scriventi detto appunto anche a 5 «bit».

Invece che «battere» sui tasti un messaggio è quindi possibile, ed anche più semplice, infilare un nastro cui è stato affidato il messaggio mediante foratura realizzata con adatta macchina perforatrice.

Alcuni radioamatori che operano sistematicamente in RTTY invece di «battere» di continuo la chiamata generale con il proprio nominativo sulla tastiera, utilizzano un nastro perforato in circuito chiuso che continua cioè a ripetere il messaggio per un certo tempo.

Va da sé che ad ogni foro del nastro corrisponde una condizione di lavoro (il nero del Codice), cioè uno «Space» e l'inverso, cioè il «Mark» ad ogni assenza di foratura (il bianco del Codice).

Come si vede non sono poi concetti troppo complessi. Naturalmente il Codice prevede un segnale per il ritorno del carrello, per lo spazio tra le parole ecc.

COME OPERA UNA TELESCRIVENTE

Facciamo riferimento alla fig. 6 che illustra uno schema fittizio di comodo del circuito elettrico di una telescrivente.

L'elemento base è un magnete di azionamento che a riposo è sempre attratto con circa 60 mA di corrente di lavoro.

Sia che in trasmissione operi la tastiera (che agisce da codificatore o «coder») sia che la telescrivente venga azionata a sua volta dal decodificatore, durante la ricezione, il magnete cade ed attiva nel ritmo dei «Mark» e «Space» relativi ad ogni carattere e mette in moto il complesso e meraviglioso dispositivo meccanico della macchina che fa «battere» la leva corrispondente al «carattere» da trasmettere o ricevere.

In ogni caso quindi, come già detto, la telescrivente sia che si trasmetta, sia che si riceva, «batte» il testo. In alcuni casi il testo trasmesso (telescriventi moderne tipo Olivetti) viene stampato in colore rosso e quello ricevuto in colore nero.

Naturalmente deve esistere nelle telescriventi un motore che azio-

ni i meccanismi dato che i tasti di battuta o gli impulsi ricevuti chiudono solo dei circuiti elettrici.

Non solo, ma questo motore deve ruotare a velocità costante in modo da generare impulsi di esatta durata secondo quanto prescrive il Codice. Esiste quindi un dispositivo per la regolazione della velocità ed un controllo generalmente stroboscopico.

Nelle telescriventi più moderne si impiegano motori di tipo sincrono agganciati cioè alla stabilità della frequenza di rete. Per tutto questo complesso funzionamento è necessario un insieme di comandi che sono organicamente assemblati come qui riportiamo.

In pratica una telescrivente si compone di:

— Una base dotata del motore di azionamento, del dispositivo di regolazione e di un disco stroboscopico che permette il controllo di velocità con un diapason oppure uno stroboscopio elettronico.

— Una tastiera che, come si è visto, può venir considerata a tutti gli effetti il codificatore per l'invio degli impulsi.

— Un carrello di battuta a stampa con nastro inchiostro a movimento continuo, come in una normale macchina da scrivere.

Nella maggior parte dei casi (TG7, Kleindschmith ecc.) però, non è il rullo che si muove ma il carrello che si sposta longitudinalmente mentre nelle vecchie Olivetti è invece il carrello che si sposta. Il testo viene battuto, riga per riga, su di un nastro ricavato da un rullo di carta.

— Da una copertura che ha il compito di coprire, proteggere e nello stesso tempo insonorizzare il funzionamento che, dato il numero di elementi meccanici in movimento, può dare luogo ad un rumore di notevole intensità e risultare fastidioso.

Si vedano al riguardo le fotografie che corredano il testo.

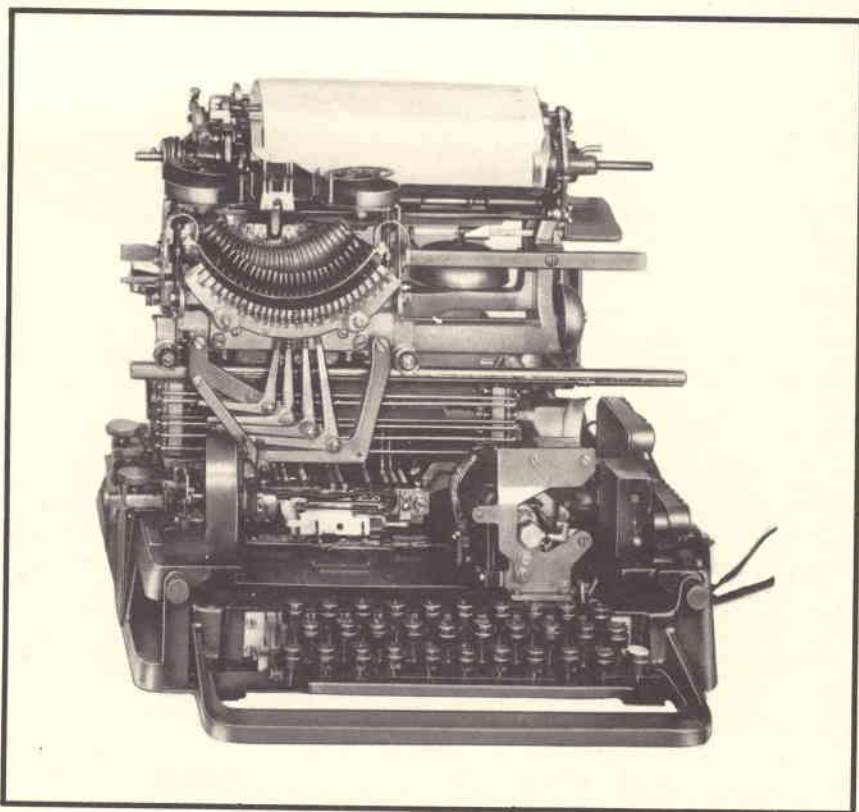


Fig. 8 - Vista dell'insieme della telescrivente TG7 senza il relativo coperchio antifonico. Come si può notare a differenza di quanto avviene nelle normali macchine per dattilografia, è il carrello che si sposta da sinistra a destra anziché il rullo con moto inverso.

L'AR88 E LA TG7 D

Nella foto di presentazione abbiamo allineato l'uno accanto all'altro i due componenti di «Surplus» militare più impiegati dagli «OM» e cioè il famoso ricevitore AR88 e la non meno famosa telescrivente TG7 D.

Sono apparati giustamente preferiti in quanto possiedono una stabilità e robustezza tali da garantire una lunga durata e soprattutto una notevole efficienza di funzionamento.

Esaminiamo per primo da vicino l'AR88 in breve.

Sue caratteristiche fondamentali sono:

— Doppio stadio di alta frequenza prima della conversione, quindi notevole difesa della «frequenza immagine».

— Selettività variabile in 5 scatti successivi di modo che è possibile ricevere egualmente bene la modulazione di ampiezza che le emissioni telegrafiche ed anche, facendo un poco la mano nell'eseguire le sintonie, quelle in SSB o Banda Laterale Unica.

— Altissima stabilità di ricezione grazie alle caratteristiche costruttive sia meccaniche che elettriche. Basti pensare che l'AR88 pesa 50 Kg. circa ed era ancora utilizzata fino a poco tempo fa dall'Armato Inglese.

Ricordiamo anche che è stata progettata e realizzata dalla RCA americana senza badare a spese pur di realizzare una costruzione professionale.

Questa notevole stabilità di ricezione è un requisito indispensabile per la buona ricezione della RTTY come abbiamo già sottolineato.

— Copertura di banda continua dai 500 kHz ai 33 MHz.

Una copertura di banda continua è sempre interessante e permette di capire molte cose della propagazione e della trasmissione dei segnali e programmi specie in onda corta.

Lo consigliamo a tutti i principianti come un utilissimo esercizio, formativo del carattere.

L'ascolto delle onde radio fa infatti capire che non ci si può comportare in modo individualistico e che la «propria libertà comincia da quella degli altri» secondo un accordo reciproco. Ogni frequenza ha una sua utilizzazione ben studiata in campo internazionale secondo accordi internazionali sulla applicazione dei quali vegliano in ogni nazione dei «Centri di ascolto» (presso Milano ad esempio opera il Centro RAI sistemato lontano dai disturbi nel parco di Monza).

Nel nostro caso la copertura continua di banda permette di ricevere

non solo i segnali di radioamatore nelle porzioni di banda assegnate ma anche stazioni commerciali o meteorologiche, bollettini giornalistici ecc.

Lo «Standard» di RTTY impiegato dai radioamatori è largamente adattato per molti servizi di telecomunicazioni e può venire anche facilmente adattato ad esempio ad emissioni realizzate con un numero maggiore di Baud (60 Baud contro i 45, 45 degli OM).

Due parole ancora sulla TG7. E' la più conosciuta, probabilmente anche la più apprezzata e la più diffusa delle telescriventi reperibili del «surplus» militare.

E' praticamente indistruttibile tanto è robusta e ben costruita con materiale di ottima qualità e ben dimensionato.

Tra l'altro è una delle macchine meno rumorose ed un modello per il quale, data la sua diffusione, è più facile trovare parti di ricambio.

Di grande aiuto è pure il fatto che è facile reperire presso la Segreteria dell'ARI (Associazione Radiotecnica Italiana, Via Scarlatti 31, Milano, tel. 203192) una descrizione completa in italiano della TG7 con ogni dettaglio utile, a cura di I4LCF.

Le figure da 7 a 11 e le relative didascalie del testo danno un'idea della praticità della disposizione costruttiva di questa telescrivente che può venire facilmente scomposta nelle parti fondamentali cui abbiamo già accennato più avanti.

Unica seccatura, il fatto che, l'alimentazione è prevista a 110 V come capita per molto materiale «Surplus» americano.

In compenso la manutenzione si può dire che praticamente non esiste. Qualche goccia di olio lubrificante, un poco di grasso negli ingranaggi... ogni qualche anno! Naturalmente una stazione di radioamatore non lavora di continuo quindi un rullo di carta dura molto a lungo e... permette di conservare una documentazione che può risultare utile ed in ogni caso molto gradita, come si può facilmente capire, al radioamatore, specie in occasione di collegamenti di stazioni rare o con cari amici con i quali finalmente ci si collega a grande distanza anche in RTTY. In ogni

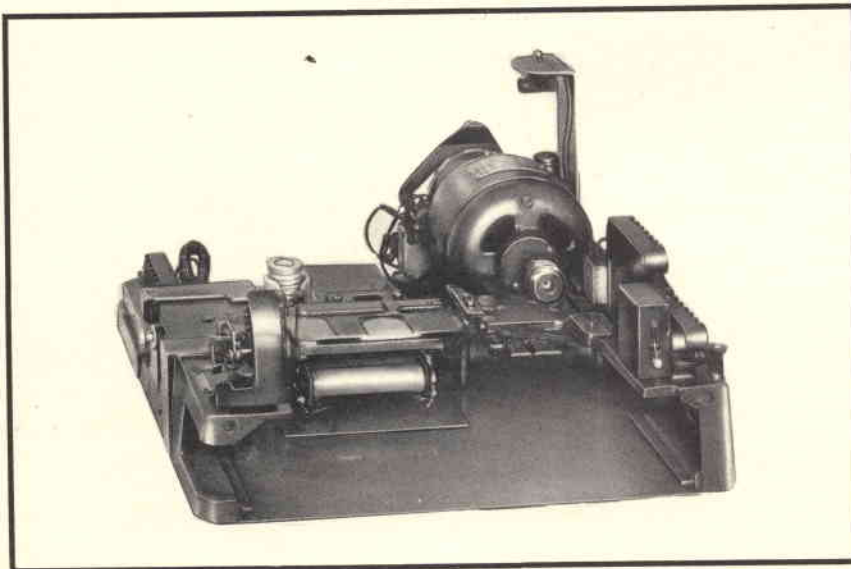


Fig. 9 - Vista della base della telescrivente TG7 con il motore di azionamento e le morsettiere relative ai comandi elettrici della tastiera.

caso resta una documentazione che può risultare di grande importanza per i casi di emergenza, nei quali (vedi il caso recente del Nicaragua) i radioamatori prestano un'opera preziosa.

Gli apparati qui citati (AR88 e TG7) sono naturalmente solo un esempio, il più valido e più consigliabile, di quello che offre il mercato.

Di ricevitori, e torneremo su questo argomento, si può parlare per delle settimane intere (si veda il Collins 51 J) e quanto alle telescriventi ve ne sono di ottime della Olivetti vecchio tipo (come il Modello T2 che è più moderno come linea estetica, più rumoroso della TG7 ma egualmente efficiente); sono reperibili come la TG7 a buon prezzo; come pure tipi Olivetti di tipo più moderno con azionamento a motore sincrono con la rete, ovviamente di costo maggiore e meno facili a reperirsi.

Esiste tutta una gamma di modelli compresi quelli operanti anche con nastro perforato.

Naturalmente se si esce fuori dal campo del «surplus» i prezzi salgono e si va a finire sui costi che vanno da 1,5 a 3 milioni di lire!

Ovviamente si hanno in tal caso prestazioni più moderne come motore sincrono, testina di stampa rotante ecc.

Vanno ricordate anche delle stampanti interessanti di tipo particolare le Siemens-Hell che però stampano solo su nastro continuo e non su pagina di modo che occorre poi tagliare i vari pezzi di nastro ed incollarli su foglio per comporre delle righe. Operano comunque molto bene e permettono una buona difesa dai disturbi.

GLI «OM» E LA RTTY

Ai radioamatori in tutto il mondo sono assegnati particolari sotto-bande di lavoro per la RTTY e cioè:

- da 3.618 a 3.625 kHz
in banda 80 metri
- da 7.035 a 7.040 kHz
in banda 40 metri
- da 14.080 a 14.100 kHz
in banda 20 metri
- da 21.080 a 21.100 kHz
in banda 15 metri

— da 28.080 a 28.100 kHz
in banda 10 metri

In varie porzioni delle bande superiori come frequenza ai 30 MHz generalmente con disposizione canalizzata.

Come si vede sono pochi kHz a disposizione per ogni banda eppure i radioamatori li fanno fruttare molto bene.

Addirittura si svolgono ogni anno delle gare internazionali o «contest» in cui, siamo proprio lieti di renderlo noto, sono i radioamatori italiani a risultare i vincitori.

Nel '71 ad esempio è risultato in testa a tutta la classifica mondiale 15KG di Altopascio.

La classifica viene determinata in base al punteggio conseguito in tutti i contest dell'anno. Così la proclamazione del vincitore del '71 è avvenuta nel '72 visti i risultati dell'anno precedente e quest'anno verrà riconosciuto il vincitore del '72 e così via.

Il «contest» in RTTY è una cosa personalissima e richiede una notevole dose di personalità e di capacità operativa. Forse è per questo che noi italiani riusciamo così bene in questa specialità.

In ogni caso un «contest» in RTTY richiede un notevole sforzo fisico e mentale.

L'esercizio di battuta del testo è infatti faticoso e si deve tenere

d'occhio di continuo sia la tastiera che il foglio con il messaggio, sia il ricevitore che il trasmettitore ed in più il «monitor» (generalmente di tipo oscilloscopico come vi spiegherà KH) che permette la centatura esatta della emissione come «shift» di 850 Hz e che dipende nella «FSK» dalla stabilità, come si è visto, del ricevitore e dell'oscillatore di battimento (BFO).

Si è verificato il caso di un radioamatore, I8CAQ campione di RTTY, che è dovuto restare per qualche giorno in riposo con gli occhi bendati dopo un faticoso «contest».

Ciò si verifica perché il radioamatore deve fare tutto da sé. Non è ammesso lavoro di «equipe» come in altri casi.

Si opera in isoonda. Cioè si riceve una chiamata e si risponde sulla stessa precisa frequenza. Occorre naturalmente operare con stazioni che siano in pratica delle vere e proprie apparecchiature di precisione di tipo professionale.

Infine ci vuole un certo spazio a disposizione per poter dislocare con praticità ed in modo intelligente tutto quello che occorre, per separare nettamente il QTH lavorativo (ove si realizzano gli apparati autocostituiti) da quello operativo (ove si radunano le stazioni di trasmissione e ricezione). Se poi si

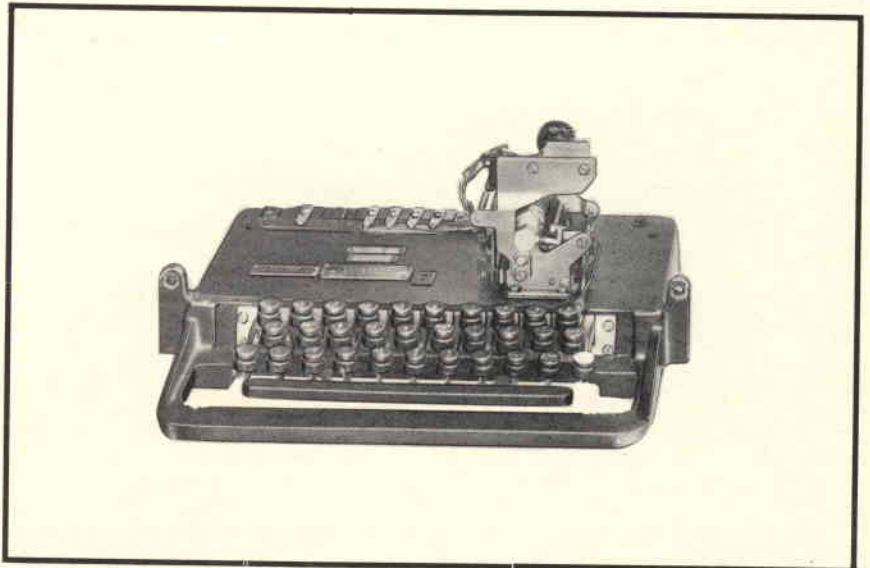


Fig. 10 - Uno dei tre elementi di base scomponibile della telescrivente TG7: la tastiera di comando per la trasmissione dei caratteri. La disposizione dei tasti è del tutto diversa da quella di una normale macchina per dattilografia.

I CONTEST IN RTTY

Attualmente i Contest RTTY sono 6 i cui risultati (i migliori 4 su 6) servono per la compilazione della graduatoria finale.

Di questi sei Contest, 4 fanno parte del Comitato organizzatore e 2 hanno solo concesso la utilizzazione delle loro graduatorie.

Fra i 4 suddetti avviene una rotazione per cui questo anno il compito di proclamare il Campione del Mondo è affidato alla SARTG.

I Contest sono i seguenti:

B.A.R.T.G. Sping RTTY Contest

Patrocinato dalla British Amateur Teletype Group ed ha come contest manager Ted Double G8CDW

RTTY WAE DX Contest

Patrocinato dalla Deutscher Amateur Radio Club e dalla Deutsche Amateur Fernschreib Gruppe

S.A.R.T.G. WORLD WIDE RTTY Contest

Patrocinato dalla Scandinavian Amateur Radio Teletype Group
Contest Manager Bo Ohlsson SM6CMG

C.A.R.T.G.

Patrocinato dalla Canadian Amateur Radio Teletype Group Segretario del Club Gwen Burnett VE3AYL

Alexander Volta RTTY DX Contest

Patrocinato dalla Sezione ARI di Como manager I4LCF

GIANT RTTY Flash Contest

Patrocinato dalla rivista cq elettronica manager I4LCF

Fanno parte del comitato organizzatore BARTG, SARTG, VOLTA, GIANT.

Nelle prime edizioni sono risultati Campioni del mondo

ON4BX 15KG 18CAQ

Per la edizione in corso mancano ancora le classifiche dei due ultimi contest (Volta e Giant).

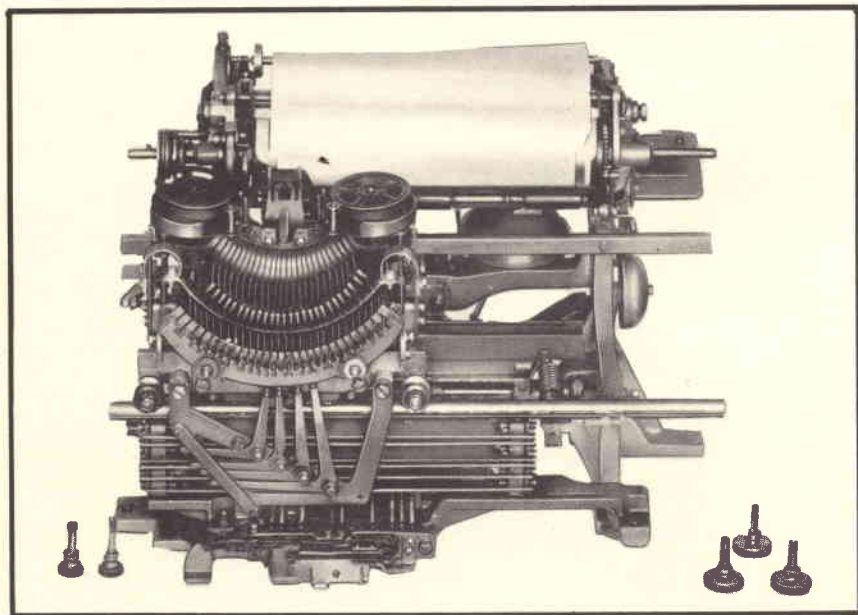


Fig. 11 - Complesso del carrello e rullo di stampa con nastro inchiostro e carta della telescrivente TG7. Sono visibili a lato le viti di blocco con cui è semplicissimo scomporre la macchina per una facile manutenzione nei suoi componenti fondamentali.

vorrà utilizzare la RTTY per ricevere i bollettini meteo e compilare in seguito le carte (come ad esempio l'amico I2AYX Scioli Piero di Saronno, appassionato di meteorologia), lo spazio a disposizione dovrà fatalmente aumentare per motivi facilmente intuibili. Ma le soddisfazioni cresceranno perché si domineranno così anche gli eventi atmosferici.

I TESTI A DISPOSIZIONE

Abbiamo fatto il possibile per dare un quadro introduttivo a questa bella tecnica operativa a disposizione dei radioamatori.

A questo punto vorremmo ringraziare I4LCF, il professore F. Fanti di Bologna, che ha avuto la pazienza e la capacità di tradurre, raccogliere e commentare la RTTY su di una serie di pubblicazioni in vendita a prezzo modesto (vuole solo coprire le spese) presso la ARI in Via Scarlatti 31, Milano. Sono tutti in lingua italiana.

Si tratta di un primo opuscolo intitolato «ABC RTTY» in cui si illustrano i rudimenti della materia (cui abbiamo tratto con l'autorizzazione di LCF alcuni schemi del testo); esiste anche un secondo opuscolo intitolato «Telescrivente TG7 Handbook» ed uno schematico di circuiti per RTTY veramente utile per tutte le informazioni che mette a disposizione di tutti.

Anche il manuale del radioamatore in lingua inglese il «The Radio Amateurs' Handbook» edito dalla American Radio Relay League (ARRL) fornisce interessanti informazioni e dati sulla RTTY nonché su tutta l'attività radiantistica in genere.

PER I PRINCIPIANTI

Se qualcuno attratto da queste note volesse cimentarsi nella RTTY (cosa senza dubbio lodevole) è bene, a nostro parere che si consulti pure con un esperto, lo vada a trovare, visiti la sua stazione, veda funzionare le apparecchiature e si renda conto di persona di cosa si tratta.

Solo dopo di ciò è bene faccia le sue scelte in modo meditato, date le difficoltà, anche se non eccessive, che presenta questa specialità.

ALLA FINE DEL '73 AVREMO L'OROLOGIO ELETTRONICO

a cura di S. BANDONI

L'orologio elettronico, sarà entro un anno una realtà concreta. Una società svizzera, DEVELEC SA, ha messo a punto un principio che potremmo definire rivoluzionario, soprattutto per il prezzo che batterà ogni record in relazione alle qualità tecniche del prodotto.

Il circuito elettronico non si limita a semplici operazioni come le divisioni di frequenza. Un dispositivo di memoria fa segnare con precisione assoluta, i secondi, qualunque sia la deriva dell'oscillatore di riferimento. Ma, non è tutto. Il passo che la DEVELEC ha compiuto è importante per l'avvenire dell'industria degli orologi, poiché offre al pubblico un orologio economico, preciso e sicuro. Per l'industria elettronica, il mercato che si apre è considerevole.

L'orologio elettronico non è riuscito ad affermarsi; fra i beni di consumo durevole, neppure nel 1972, perché troppo costoso. Troppo pochi sono coloro che lo portano. I fabbricanti non possono diminuire il prezzo, di conseguenza le vendite restano inattive. Questo è il circolo vizioso in cui si trova rinserrato. Ma rompere questo cerchio, cioè produrre un orologio migliore, non è cosa facile. Ciò suppone infatti un compromesso particolarmente difficile.

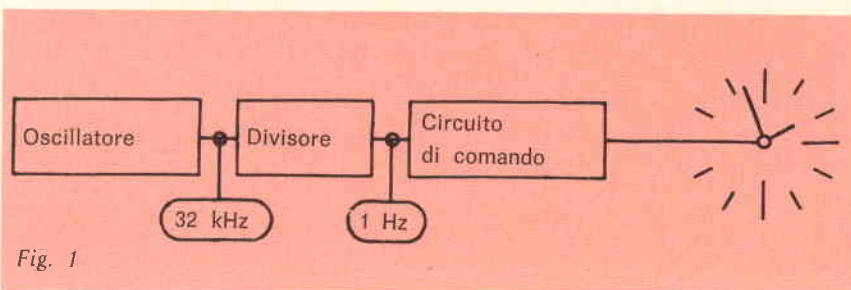
TRE ORGANI VITALI

L'orologio elettronico ha innanzitutto, tre organi vitali. Un oscillatore (quarzo o diapason) che fornisce un segnale preciso e stabile, a una data frequenza. Un circuito elettronico che, a partire da questo segnale, e secondo il tipo di orologio considerato, alimenta passo per passo il micromotore che trascina le lancette, o meglio sincronizza il sistema meccanico a spirale movente le stesse lancette. Aggiungiamo una pila e chiudiamo il tutto in una scatola: ecco l'orologio elettronico.

... MA DIFFICILMENTE COMPATIBILI

In pratica, ciascuno di questi tre elementi vitali ha i suoi problemi, cominciando dall'oscillatore. Che cosa si esige infatti da quest'ultimo? Prima di tutto una frequenza preci-

sa, stabile e regolabile, ma anche un prezzo minimo. Il quarzo risponde a tutte queste condizioni quando oscilla ad una frequenza dell'ordine di 4 a 16 MHz. A queste frequenze, purtroppo, il secondo anello della catena, il circuito elettronico, consuma molta energia; 100 volte maggiori, all'incirca, per una pila dalle dimensioni ragionevoli. Gli orologiai sono stati indotti a scegliere una frequenza di funzionamento molto più bassa, 32 kHz nella maggior parte dei casi. Ma, se la frequenza di funzionamento può essere relativamente precisa, la stabilità non è più quella che si potrebbe sperare, le dimensioni degli elementi e i prezzi salgono e la regolazione della frequenza esige un condensatore regolabile di dimensioni notevoli. Per il terzo anello della catena, cioè gli elementi di visualizzazione, gli orologiai ricorrono ad una soluzione elettromeccanica che è incontestabilmente più sicura della soluzione solamen-



te meccanica, ma costosa e certamente meno sicura di una soluzione elettro-ottica, sempre che questa possa essere messa in opera.

L'AIUTO DELL'ELETTRONICA

Tutte queste considerazioni inducono a ripensare all'orologio elettronico. Tuttavia, i vantaggi di un quarzo che funziona tra i 4 e 6 MHz sono così netti, che balza evidente l'opportunità di studiare più a fondo questa soluzione. Ma come realizzare un circuito che possa consumare poco? Come ovviare alla mancanza di precisione facendo a meno di un elemento di messa a punto?

In teoria, la risposta è semplice. Contando sulla tecnica dei semiconduttori per ridurre il consumo dei circuiti, affidando al circuito elettronico il compito di estrarre dal segnale stabile di referenza fornito dal quarzo il periodo di un secondo, e cioè con tutta la precisione desiderata.

PERCHE' UN OROLOGIO ELETTRONICO?

L'orologio classico presenta due handicaps: anticipa o ritarda richiede la manutenzione periodica. Spesso bisogna anche ricaricarlo. E' per questo che gli orologiai si orientano oggi verso la soluzione elettronica. Non solo la stabilità di un oscillatore elettronico è migliore di quella d'un dispositivo meccanico, ma inoltre l'elettronica consente di semplificare, oppure di eliminare totalmente, il sistema mecca-

nico. Le probabilità di fermarsi diventano praticamente nulle.

TECNICA D'AVANGUARDIA PER UN BASSO CONSUMO

Per quanto riguarda la riduzione del consumo, una sola tecnica risponde attualmente al problema. Si tratta della tecnica detta MOS complementare SOS (silicon on saphir). Questa tecnica di fabbricazione di semiconduttori esige una messa in opera molto delicata e, se le prime realizzazioni sperimentali hanno dato subito dei buoni risultati (specialmente Bell e RCA), solo da qualche mese i primi circuiti commerciali (Inselek) hanno fatto la loro apparizione. Gli specialisti di questa tecnica rimangono tuttavia ottimisti. RCA, una delle ditte intervistate dalla DEVELEC, si appresta a lanciare le prime serie tra meno di un anno ad un essere tanto in rapporto ai circuiti usciti dalle altre tecniche, ma questa è accettabile in confronto al prezzo globale di 200 F che si è assicurata la ditta svizzera. Ciò essendo, resta da superare l'ostacolo «mancanza di precisione» del quarzo.

UN ORDINATORE IN UN OROLOGIO

In un orologio elettronico «classico», dove l'oscillatore funziona per esempio alla frequenza di 32 kHz, il circuito elettronico divide questa frequenza per 32.000 al fine di ottenere il secondo di referenza.

Questo secondo è tanto più preciso quanto è la frequenza di 32.000 Hz. Agendo qui come sem-

plice operatore, l'elettronica non influisce per niente sulla precisione dell'orologio. Il principio adottato dalla DEVELEC è differente poiché il nuovo orologio associa ad un quarzo, che oscilla tra 4 e 16 MHz, un contatore e una memoria. Si procederà allora ad una taratura iniziale del sistema applicando al contatore due segnali, separati dall'intervallo di tempo di un secondo. Il primo segnale dà l'avvio al contatore; il secondo lo ferma. Il numero di oscillazioni allora registrate vengono memorizzate. Fatto questo, si lascia funzionare l'oscillatore. Ogni volta che il contatore raggiunge la cifra che era stata inizialmente memorizzata un segnale di comando viene diretto verso il dispositivo di visualizzazione, mentre il contatore è rimesso a zero. Il segnale fornito dal quarzo essendo stabile, scorre esattamente un secondo tra ogni operazione.

Come si può constatare, la frequenza di oscillazione del quarzo ha poca importanza; solo la precisione della cifra memorizzata ne ha, ed è dell'ordine di un periodo su 8 milioni (quando la frequenza dell'oscillatore è di 8 MHz) ossia una deriva di solo quattro secondi per anno. Ma c'è altro vantaggio. Si sa che la regolazione fine della frequenza di oscillazione si effettua negli orologi abituali, grazie ad un condensatore regolabile relativamente voluminoso. Con l'orologio DEVELEC, questa regolazione diventa inutile poiché la precisione della frequenza di oscillazione è senza importanza. Inoltre, nessuna inesattezza dovuta all'elemento regolabile è più da temere.

UN OROLOGIO SEMPRE ESATTO

Il principio del nuovo orologio si presta molto bene anche a una rimessa automatica dell'ora. Se questo orologio sbaglia di poco, a priori — normalmente circa 30 secondi all'anno tenuto conto delle variazioni dovute alla temperatura e all'invecchiamento del quarzo — può succedere che, in condizioni estreme nei paesi caldi per esempio, o per

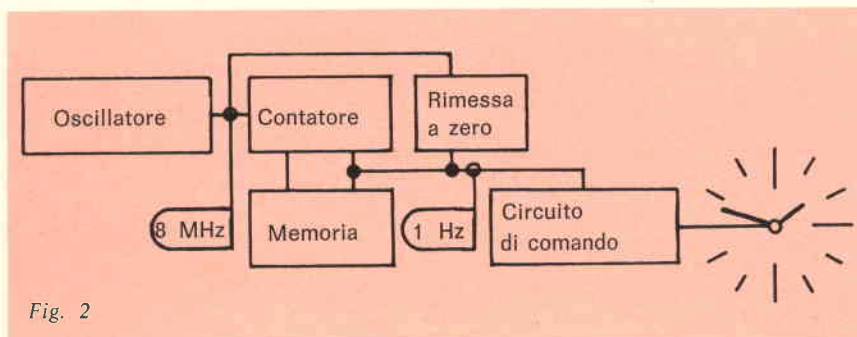


Fig. 2

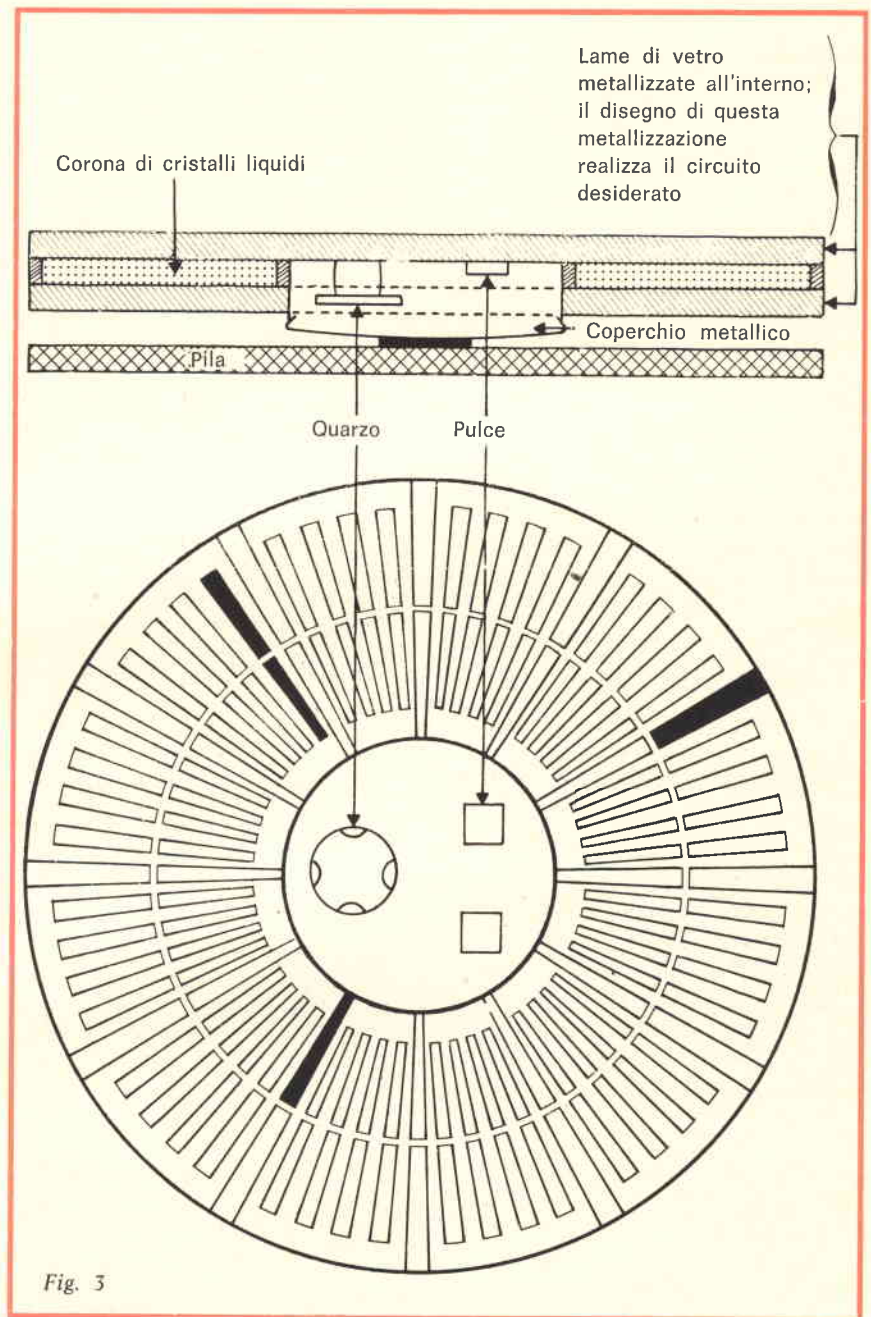
utenti particolarmente esigenti, una regolazione dell'ora sia necessaria. Si può effettuare in diversi modi.

In un orologio elettronico «classico» un generatore fornisce un segnale stabile e preciso di una frequenza di 32 kHz. Un circuito elettronico divide allora questa frequenza per 32.000 per ottenere il riferimento di tempo di un secondo per pilotare degli elementi meccanici di visualizzazione.

Nell'orologio elettronico futuro, un generatore stabile ma non preciso fornirà un segnale di frequenza dell'ordine di 8 MHz. Al momento della regolazione il contatore funzionerà esattamente per un secondo. La cifra allora registrata dal contatore (dell'ordine di 8 milioni) sarà messa nella memoria, che gli è accoppiata. In seguito, il segnale di comando delle lancette sarà inviato ogni volta che la cifra registrata dal contatore coinciderà con quella memorizzata, cioè tutti i secondi.

In un primo tempo un semplice principio renderà accessibile l'ingresso partenza e arresto del contatore. In queste condizioni, l'orologio potrà, grazie ad un semplice punto di contatto, iniettare i due segnali partenza e arresto del secondo di riferimento al circuito elettronico. Così, non solo la cifra memorizzata potrà essere modificata se la frequenza del quarzo è leggermente slittata, ma ancora, dei segnali codificati di sincronizzazione, inviati tra i due segnali di base, rimetteranno automaticamente l'orologio all'ora esatta. Ulteriormente la regolazione dell'ora potrà essere realizzata per mezzo di un emettitore di luce (che sarà in possesso di ogni orologiaio) e di una cellula fotosensibile incorporata in ogni orologio. Infine si può perfino immaginare — e ciò, per altro, è già previsto — che ogni orologio racchiuderà un piccolo avvolgimento capace di captare un'onda B.F. con dei segnali di sincronizzazione.

Quest'onda sarebbe emessa in un raggio di qualche decina di metri intorno a ogni orologeria. La regolazione dell'ora degli orologi potrebbe allora effettuarsi all'insaputa di ognuno, ogni volta che si pas-



sarebbe davanti ad una orologeria qualsiasi.

I CRISTALLI LIQUIDI PER LA VISUALIZZAZIONE

Veniamo al problema degli elementi di visualizzazione. Si sa che questi devono comprendere il minimo di elementi meccanici, consumare poco e costare il meno possibile. Se si scarta ogni soluzione meccanica per questioni di affidabilità e di costo, siamo indotti a

considerare una soluzione elettroottica. In ragione del loro importante consumo, gli emettitori di luce a semiconduttori sono da scartare. Non resta allora che pensare ai cristalli liquidi, elementi i cui risultati sono tali che si possono contare ormai su una durata di vita di almeno cinque anni e su un funzionamento corretto nelle gamme di temperatura, estendendosi da 0°C a più di 80°C. Alla fine del '73 non ci sarà più alcun dubbio che tali indicatori luminosi potranno

no essere fabbricati in serie e ad un prezzo basso.

Adottando per queste ragioni i cristalli liquidi, DEVELEC, ha pensato ad un indicatore dello stesso tipo di quello incontrato nei classici orologi a lancette. In questo sistema, ciascuna delle 60 divisioni del classico quadrante orario è costituita da una piccolissima cellula a cristalli liquidi divisa in due parti, una inferiore e l'altra superiore.

L'ora si individua grazie al passaggio dallo stato di riflessione di una delle sezioni radiali inferiori. Il minuto è materializzato dal passaggio delle due sezioni (formando così un raggio) della divisione considerata allo stato di riflessione. Il secondo, infine si segna ugualmente per un cambiamento di stato, ma dalla parte superiore di ogni divisione. Le interconnessioni saranno

realizzate grazie a dei depositi metallici molto fini disposti sulla parte interna della piastrina di vetro superiore. Un montaggio di sistema «multiplex» riduce il numero delle uscite a solo 24 che saranno collegate al circuito integrato di comando degli indicatori luminosi.

Si noterà che il sistema a cristalli liquidi non consuma che un microampère sotto 1,5 V allorquando i migliori sistemi meccanici esigono una corrente di quattro microampère (il circuito MOS/SOS, dal suo lato necessita di due o tre microampère). Si noterà ugualmente che, contrariamente ai sistemi meccanici, i cristalli liquidi funzionano senza salti bruschi di corrente, ciò che permette di intravedere l'utilizzazione di pile al litio ad alta energia, pile attualmente costruite dai grandi fabbricanti. L'autonomia di

un orologio potrebbe allora superare cinque anni.

CHI, QUANDO, QUANTO

Tutti i brevetti riguardanti questi diversi principi sono stati depositati nel corso di questi ultimi mesi. Trattative molto serie sono attualmente in corso per sapere chi tra gli orologiai o gli elettrotecnici intraprenderà le prime fabbricazioni in serie. Secondo DEVELEC, tuttavia, i primi pendoli elettronici usciranno nel mese di novembre del '73. La stessa data è già anticipata anche per gli orologi da polso, sempre che i fabbricanti di semiconduttori mantengano le loro promesse. E' possibile infatti, che per dei circuiti di una tecnica così avanzata, appaiano difficoltà nelle prime fabbricazioni in serie.

Regalate la

“cuffia dinamica stereo HD 414”

Al prezzo di L. 18.000, avrete prestazioni professionali superiori a cuffie di prezzo più elevato

VALORI TECNICI

Risposta alla frequenza: 20÷20.000 Hz
Impedenza standard: 2000 ohm (adattabile anche a bassa impedenza)
Carico normale: 1 mW per auricolare corrispondente a 1,41 V su 2000 ohm, per 102 dB (25 µbar) a 1000 Hz
Coeff. di distorsione: ≤ 1% per 240 mW, corrispondenti a 22 V per auricolare ed una pressione di 122 dB (250 µbar)

UNA RIVOLUZIONE TECNICA NEL CAMPO DELLE CUFFIE HI-FI

Riviste specializzate le hanno così giudicate:
High Fidelity - Febbraio 1970
excellent = ottima
Test - Febbraio 1970
sehr gut = ottima

RIVENDITORI

BOLOGNA - Minnella - Via Mazzini, 146
BOLOGNA - Vecchietti - Via L. Battistelli, 6/c
BOLZANO - Electronia - Via dei Portici, 1
BRESCIA - Comparini - Via S. Faustino, 56
LA SPEZIA - Resta - C.so Nazionale, 116
MILANO - G.B.C. Italiana
MILANO - Jelli - Via P. da Cannobbio, 11
MILANO - Messaggerie Musicali - Galleria del Corso

MODENA - Cappi - C.so Canalchiaro, 110
ROMA - Cherubini - Via Tiburtina, 360
ROMA - Hi-Fi D'Agostini - Via Prenestina, 220
TRIESTE - Tecnoradio - Via Muratti, 4

SENNHEISER
electronic



Rappresentante per l'Italia: EXHIBO ITALIANA s.r.l.

UFFICI: MILANO - Via Resli, 10 - MONZA - Via Sant'Andrea, 6



UK 152



scatole
di
montaggio

MISURATORE DIFFERENZIALE DI USCITA STEREO

Questo semplice ma utilissimo apparecchio costituisce un valido aiuto nella messa a punto degli impianti stereofonici. Permette il controllo dell'esattezza del bilanciamento dei due canali per una maggiore resa acustica, il controllo della linearità del bilanciamento e dell'amplificazione dei due canali ed il controllo della stabilità dell'amplificazione di ciascun canale, facendo notare eventuali derive dovute a cambiamenti di temperatura dei componenti oppure ad altre cause.

Un apposito commutatore a quattro posizioni permette di scegliere la funzione da controllare. La lettura viene effettuata su uno strumento tarato in dB relativi ed in tensione percentuale.

Un potenziometro a cursore permette una regolazione continua della sensibilità dello strumento e di fissare lo zero relativo per la misura delle differenze della potenza di uscita.

Il tutto è contenuto in una scatola di minime dimensioni facilmente trasportabile. Non sono richieste sorgenti di alimentazione né batterie.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campi di misura:

canale destro, sinistro, somma e differenza dei segnali, selezionabile con apposito commutatore sul pannello

Misure d'ingombro:

68 x 78 x 108 mm

Strumento indicatore:

a bobina mobile

Semiconduttori impiegati:

3 diodi BA 148

Molti appassionati spendono una notevole parte del loro denaro e del loro tempo per installare nella loro casa impianti stereofonici sempre più perfezionati dal punto di vista della sempre più larga banda di risposta in frequenza, della distorsione minima, dell'ottima separazione dei canali. Talvolta però si sottovaluta l'im-

portanza di un ottimo bilanciamento del livello di amplificazione dei canali.

L'UK 152 soddisfa a questa esigenza, eseguendo inoltre alcune altre misure molto interessanti nel campo specifico.

Lo strumento non contiene componenti attivi e perciò non necessita di batterie per l'alimentazione.

Per mezzo di un'adatta disposizione circuitale, si effettua immediatamente la misura della somma e della differenza dei segnali in uscita dal canale destro e da quello sinistro. L'azzeramento della differenza dei segnali, ci darà che il bilanciamento dell'amplificazione nei due canali è perfetto. Potremo inoltre analizzare separatamente, commutando lo strumento nel relativo campo di misura, ciascun canale da solo, nell'intento di verificare la costanza nel tempo dell'amplificazione.

Naturalmente lo strumento, come è concepito, non può effettuare misure di potenza assoluta, in quanto la potenza deve essere misurata in decibel, usando come riferimento il livello di 1 mW di potenza su un carico di 600 Ω. Ma, regolando lo strumento, per mezzo del potenziometro alla posizione di 0 dB, potremo leggere qualsiasi variazione della resa sulla scala VU tarata in dB relativi.

va alla posizione scelta come zero. Il tutto si può verificare per diverse posizioni del controllo di volume dell'amplificatore.

Lo strumento reca anche una scala tarata in tensione percentuale. La tensione corrispondente a 0 dB ossia quella di riferimento, corrisponde in questa scala al 100% di tensione, misurata sul carico offerto dallo strumento. Un trasformatore elevatore di tensione incorporato aumenta la sensibilità dello strumento indicatore trasformando il segnale in corrente, fornito dall'amplificatore (che lavora su basso carico ohmmico), in un segnale di alta tensione e di corrente sufficiente per il movimento dell'indice.

La sensibilità può essere regolata con continuità mediante un potenziometro montato sul pannello anteriore.

L'utilità della misura della somma delle due uscite stereo si ravvisa nella possibilità di poter verificare la linearità della regolazione del bilanciamento e dell'amplificazione dei due canali. Infatti, se tutto funziona nel dovuto modo, regolando il potenziometro di bilanciamento, l'indicazione della somma non deve variare.

L'uso più utile dello strumento è però quello della misura della differenza del-

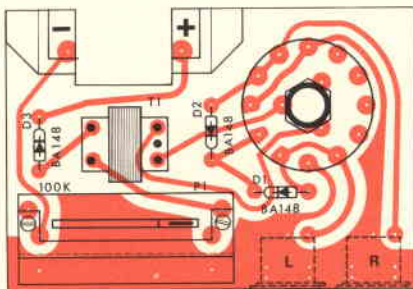


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

le tensioni in uscita. E' ovvio che per un perfetto bilanciamento dei canali, la differenza suddetta deve essere nulla. La regolazione, naturalmente, si può fare anche ad orecchio, ma la cosa riesce poco precisa perché l'orecchio umano, per la ben nota legge esponenziale della sensibilità, apprezza molto male le piccole differenze di intensità sonora.

Così concepito, questo misuratore costituisce uno strumento molto utile da affiancare agli altri usati per verificare tutte le prestazioni che deve avere un buon amplificatore stereofonico per fornire una piena soddisfazione nell'ascolto, che giustamente è ricercata come ultimo scopo di tante fatiche.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Come mostrato in fig. 1, il circuito elettrico è molto semplice.

I due canali stereo sono fatti entrare nelle due prese L (Left = sinistro) ed R (Right = destro) e portati ai due diodi D1 e D2. Avremo così a disposizione quattro punti tra i quali effettuare le nostre misurazioni.

E precisamente il punto L, il punto R il centro dei diodi, e la massa comune ai due canali L+R. Il commutatore SW1 a due vie, quattro posizioni servirà a selezionare il tipo di misura desiderato.

Le posizioni sono le seguenti:

L: Misura l'uscita del canale sinistro; lo strumento è inserito tra la massa comune e l'entrata «calda» del canale sinistro.

R: Misura l'uscita del canale destro; lo strumento è inserito tra la massa comune e l'entrata «calda» del canale destro.

L-R = Misura la differenza tra i segnali d'entrata; lo strumento è inserito tra le due entrate «calde» dei canali destro e sinistro, senza ritorno a massa. Se i canali forniscono segnali identici, il circuito si comporta come una bilancia in equilibrio, e lo strumento indicatore segna zero.

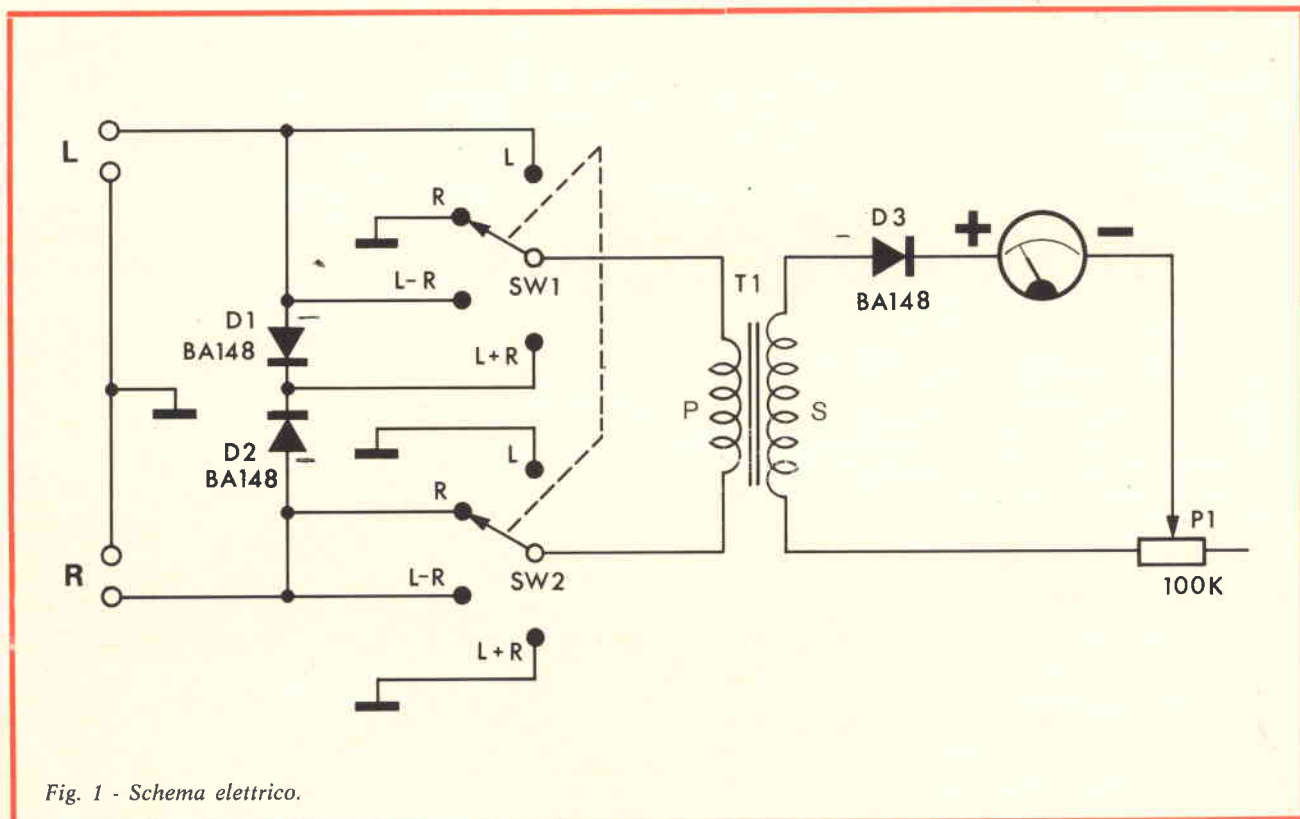


Fig. 1 - Schema elettrico.

Se i due segnali sono differenti, l'indicazione dello strumento sarà proporzionale alla loro differenza.

$L+R$ = Misura la somma dei segnali d'entrata; lo strumento è inserito tra la presa centrale dei diodi e la massa comune. Tra questi due punti sono presenti le semionde positive dei due segnali destro e sinistro che, essendo di ugual segno, si sommano.

Tra i punti di misura uscenti dal commutatore e lo strumento indicatore che funziona come voltmetro con la resistenza variabile P1 in serie, si è sistemato un trasformatore elevatore T1 per adattare la bassa impedenza che bisogna presentare all'uscita dell'amplificatore a quella elevata di cui necessita lo strumento. Siccome lo strumento è del tipo a bobina mobile per corrente continua, è stato previsto un diodo rettificatore D3 tra lo strumento ed il trasformatore nel quale, come è noto, passano solo le correnti alternate.

Il microamperometro porta due scale: una in VU (VOLUME UNITS) in dB ed una in tensione percentuale.

MECCANICA DELL'APPARECCHIO

Tutti gli elementi costituenti il circuito sono montati sul circuito stampato, quindi non saranno necessari collegamenti a filo.

Il circuito stampato completo è fissato al contenitore formato da due elementi che uniti insieme formano una scatola di dimensioni molto contenute. Sulla parte frontale della scatola sono presenti le forature necessarie per il passaggio del frontale dello strumento indicatore, del perno del commutatore, e della levetta del potenziometro a cursore. Sul fianco corrispondente alla parte inferiore del pannello sono praticati due fori ai quali affacceranno le due prese di entrata da collegare alle uscite dell'amplificatore stereo con i due cavi che normalmente servono a collegare gli altoparlanti.

Il circuito stampato completo di tutti i componenti è fissato alla scatola per mezzo della bussola filettata del commutatore.

La scatola è chiusa con quattro viti autofilettanti.

Per un corretto montaggio si consiglia di attenersi alle istruzioni riportate nell'opuscolo che la AMTRON fornisce in ogni suo kit.

Risolto a

TORINO

il problema del



POSTEGGIO
GRATUITO
IN AUTORIMESSA
CUSTODITA
PER I CLIENTI
DEL PUNTO DI VENDITA



di Via CHIVASSO, 10 Tel. 280.434

AMPIO SELF-SERVICE COMPONENTI
SALE ESPOSIZIONE E DIMOSTRAZIONE
GAMMA COMPLETA PRODOTTI



SONY



REPARTO SPECIALIZZATO PER OM-CB



UK 965



CONVERTITORE 26 ÷ 28 MHz / 1,6 MHz PER BANDA CITTADINA

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	interna od esterna a 9 o 12 V
Assorbimento dall'alimentazione:	da 14 ÷ 18 mA
Gamma di frequenza ricevibile:	da 26 ÷ 28 MHz
Frequenza intermedia all'uscita:	1600 kHz
Impedenza di ingresso:	50 Ω
Impedenza d'uscita:	200 Ω
Rapporto segnale-disturbo:	1 μV/12 dB
Guadagno:	43 dB
Reiezione della frequenza intermedia:	> 80 dB
Semiconduttori impiegati:	2 FET 2N5248, 1 MOSFET a due Gate MEM 564C, 1 transistor BF160, 2 diodi BA136, 1 zener 1N4734 oppure 1ZS 5,6 A
Misure dell'apparecchio:	115 x 97 x 55 escluso il perno del variabile
Peso dell'apparecchio:	580 g

Si tratta di un gruppo di amplificazione conversione (front end) progettato secondo le tecniche più moderne ed efficienti.

L'impiego di semiconduttori FET e MOSFET garantisce prestazioni ottime sia in rapporto alla separazione delle bande adiacenti che in rapporto alla figura di rumore. Il solido montaggio e la accurata schermatura garantiscono contro ogni interazione con l'esterno che non sia quella riguardante il segnale da ricevere.

L'oscillatore locale deve la sua perfetta stabilità sia allo schema scelto che all'accurata stabilizzazione della sua tensione di alimentazione.

Il segnale di uscita ha un livello sufficiente a pilotare un normale ricevitore ad onde medie ad una frequenza di 1600 kHz. L'alimentazione può avvenire sia mediante batteria interna che esterna. Può essere effettuata sia a 9 che a 12 V dalla batteria dell'automobile. Può essere usato come ricevitore ausiliario per la comunicazione in «duplex» ossia senza premere il tasto di commutazione trasmissione-ricezione, naturalmente operando su due canali diversi.

Ogni trasmettitore per la banda cittadina o per qualsiasi altro campo di frequenze è dotato anche di un ricevitore, ed il tutto costituisce il rice-trasmettitore: la soluzione più ovvia in quanto il ricevitore ed il trasmettitore sono nati insieme, l'uno per l'altro. Ma bisogna tener conto che, a qualcuno può far piacere soltanto ascoltare quello che dicono gli altri. Siccome le bande di frequenza che uno può desiderare ascoltare sono molte, sarebbe necessario un considerevole capitale per munirsi di un apparato o di più apparati per esplorare il campo delle onde elettromagnetiche per ascoltare frequenze che di solito non vengono incluse nei normali ricevitori per radiodiffusione. La banda dei 27 MHz è una della più interessanti. Esistono in commercio apparecchiature di conversione mediante le quali è possibile trasformare qualsiasi frequenza in un'altra ricevibile da un apparecchio commerciale.

Ce ne sono anche per la banda cittadina. Perché allora un Kit?

A molte persone appassionate di elettronica piace costruire da sé le proprie apparecchiature, perché così, oltre che poter sfruttare la prestazione fornita dall'apparecchio, si può capire come funziona in generale, lo scopo di ciascun componente, che per una persona veramente abile non deve costituire, insieme agli altri un groviglio di fili.

Da questo punto di vista, non c'è elemento di un radiorecettore che possa insegnare più cose del cosiddetto «front end» ossia della sua parte d'ingresso, dove i segnali elettromagnetici subiscono la prima amplificazione, la trasformazione della loro frequenza in una frequenza fissa, che successivamente verrà via via amplificata e trasformata fino a diventare suono e parole mediante un trasduttore elettromeccanico (altoparlante). Anche per la particolare tecnica usata nel Kit UK 965, potremo imparare una quantità di notizie interessanti, raccolte in una unica trattazione anziché su una intera biblioteca, dato anche il fatto che la maggior parte degli autori sono stranamente reticenti su questa parte dello apparecchio radio, che viene solitamente liquidata con poche ed insignificanti parole.

Infatti l'UK 965 è un vero e proprio «front - end» di caratteristiche molto professionali, che in teoria potrebbe essere seguito da tutti gli altri stadi necessari e costituire un ricevitore completo di elevatissime prestazioni.

Il problema che ci siamo posti ha i seguenti dati:

Costruire un apparato che riceva da un'antenna dei segnali entro una banda tra i 26 ed i 28 MHz nella quale sono compresi i 23 canali della «cittizen-band» o banda cittadina che è usata praticamente in tutto il mondo. Siccome la potenza dei trasmettitori operanti in questa banda, ed in genere delle apparecchiature portatili è piuttosto modesta bisogna portare al limite la sensibilità dei ricevitori. Dato che il convertitore è progettato per essere accoppiato a ricevitori che non possiedono filtri a quarzo

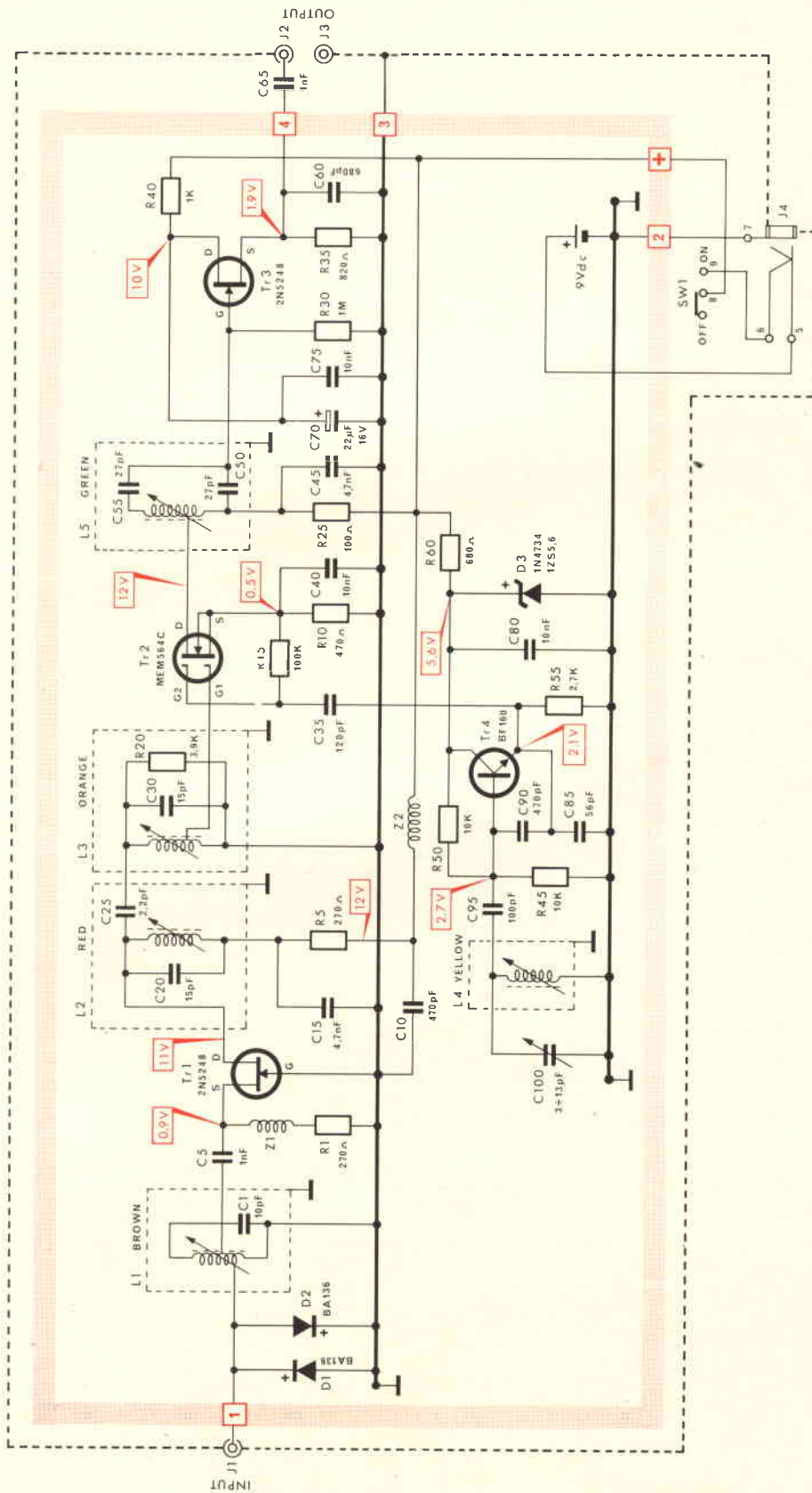


Fig. 1 - Schema elettrico.

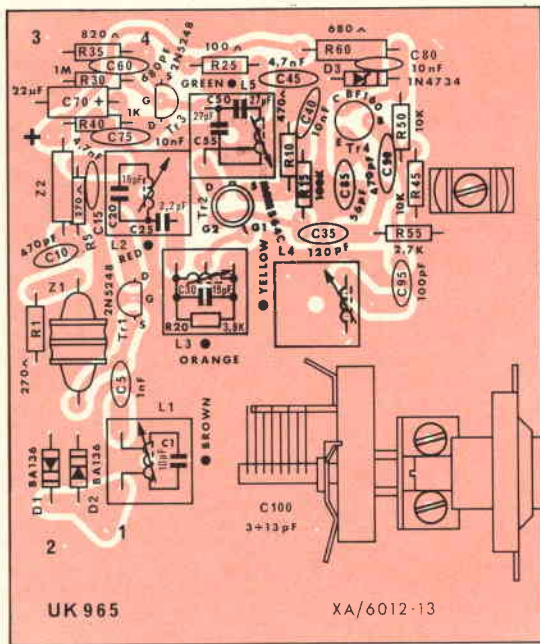


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

in media frequenza, la selettività deve essere ottenuta subito all'ingresso, con difficoltà molto grandi ma brillantemente superate. La conversione della frequenza, deve essere ottenuta col massimo rendimento e riducendo al massimo gli inconvenienti che questo stadio comporta, soprattutto nel campo del rumore.

Bisogna infine che la nostra frequenza intermedia abbia un livello sufficiente per pilotare apparecchi anche di scarsa sensibilità. La sintonia del nostro convertitore è variabile, per quanto si sarebbe potuta ottenere fissa stabilizzando lo oscillatore con una serie di quarzi. Ma la soluzione è costosa, l'apparecchio dispone di un oscillatore estremamente stabile in frequenza, che non presenta slittamenti. La ricerca è facilitata dalla forte demoltiplica del condensatore variabile di sintonia.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il convertitore è costruito nel modo classico. Consiste infatti in uno stadio di alta frequenza, seguito da uno stadio mescolatore - convertitore, dove la tensione dell'oscillatore locale proviene da

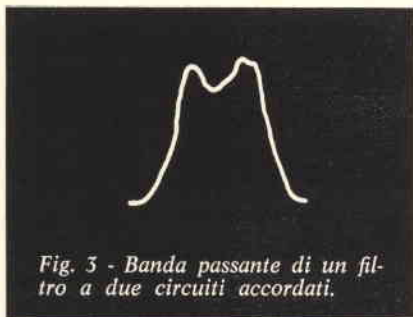


Fig. 3 - Banda passante di un filtro a due circuiti accordati.

un apposito oscillatore, ad alta stabilità di frequenza, del tipo Colpitts. Non sono invece molto comuni gli elementi impiegati per realizzare questo circuito. Impieghiamo infatti dei FET ed un MOS-FET.

I componenti sono tutti compensati termicamente; per la descrizione del circuito seguiremo il seguente programma.

Per prima cosa tratteremo l'argomento dal punto di vista elettrico. In seguito spiegheremo le funzioni dei vari componenti e le ragioni della loro scelta. Infine daremo alcune nozioni generali sul modo di funzionamento di tali elementi e dei fenomeni ad essi collegati.

Il segnale proveniente dall'antenna entra in un circuito oscillatore formato da L1 e C1 ad alto fattore di merito e quindi a banda molto stretta.

Il segnale d'ingresso è limitato nella sua ampiezza dalla coppia di diodi D1 e D2, il che permette di non sovraccaricare il primo amplificatore.

Il primo amplificatore TR1, montato a gate comune, è un FET 2N5248. Alla uscita di questo amplificatore è applicato un filtro passabanda a fianchi molto ripidi formato da L2, L3, C20, C25, C30, R20. L'uscita di questo filtro è collegata al primo gate del MOSFET TR2, tipo MEM 564C. Al secondo gate è applicato il segnale dell'oscillatore locale TR4, tipo BF160. All'uscita di TR2 è collegato il circuito risonante a 1,6 MHz formato da L5, C50, C55, che mediante il FET TR3, tipo 2N5248 che funziona come adattatore di impedenza manda il segnale ai morsetti di uscita J2 e J3. Cominciamo a vedere cosa succede all'ingresso.

Teoricamente non ci dovrebbero essere limiti alla sensibilità di un ricevitore, ma questa è praticamente limitata al rapporto S/N (Segnale/Rumore) il quale deve essere il più alto possibile. Siccome

il segnale è quello che è ci rimane da ridurre il più possibile il «RUMORE». Esiste però un genere di rumore la cui causa è intrinseca nella materia, ed è il cosiddetto rumore termico, che è riducibile soltanto diminuendo la temperatura dei corpi e si annulla soltanto quando le molecole sono nello stato di quiete assoluta ossia allo zero assoluto (273°C sotto zero). Siccome le sorgenti più fastidiose di rumore sono i resistori, bisogna ridurre al massimo gli elementi resistivi di qualsiasi tipo all'ingresso di un ricevitore.

Questo è ottenuto aumentando la resistenza totale d'ingresso. Ciò si ottiene aumentando il fattore di merito del primo circuito accordato. Dopo il circuito oscillante di entrata e prima del FET troviamo un circuitino formato da C5, Z1 ed R1. Tale circuito, oltre che costituire l'accoppiamento e l'impedenza sulla quale si sviluppa la tensione da applicare al fet come sulle valvole di buona memoria, serve anche come filtro passa alto per mandare a terra ogni residuo di frequenza intermedia che possa essere tornato indietro per effetti di retroazione di natura varia e non irradiato sull'antenna. Il FET è montato in gate comune che sarebbe come dire una valvola con griglia a massa. Questo montaggio serve ad adattare l'impedenza tra entrata ed uscita aumentandola, è molto adatto per le alte frequenze in quanto non necessita di neutralizzazione, ossia di un circuito destinato ad eliminare lo effetto retroattivo della capacità tra gli elettrodi.

All'uscita di TR1 troviamo un filtro passabanda a due elementi, accordati a frequenze diverse troveremo all'uscita che le due caratteristiche curve a campana della banda passante, si sovrappongono formando una figura come quella che mostriamo in figura 3.

A seconda della profondità dell'avvolgimento (o ripple) ammesso, la banda si potrà allargare entro certi limiti. Volendo allargare di più bisogna smontare gli elementi del filtro. Così facendo si diminuisce il coefficiente di merito e di surtensione del circuito oscillante, e quindi il guadagno dello stadio a vantaggio della larghezza di banda.

I due elementi del filtro sono schermati tra di loro in quanto l'unico elemento di accoppiamento deve essere C25 che tiene luogo della mutua induzione che si ha nel caso che l'accoppiamento venga fatto magneticamente come talvolta si usa. Il resistore R20 è stato introdotto per rendere simmetrico il filtro, in quanto, data la enorme resistenza d'ingresso del mosfet, questo non introduce praticamente smorzamento, mentre all'uscita di Tr1 tale smorzamento esiste.

Per mezzo di calcoli abbastanza complicati e di prove, si regola la banda passante di questo filtro in modo che possa eliminare l'interferenza tra due canali adiacenti. R5 costituisce il resistore di carico in corrente continua per TR1 ed è bypassato per le tensioni alternate dal condensatore C15.

Il transistor Tr4 col relativo circuito costituiscono l'oscillatore locale. Tale oscillatore è un normale Colpitts il cui circuito di sintonia è formato da L4 e dal divisore capacitivo C85-C90-C95 per l'effetto di reazione destinato ad intrattenere l'oscillazione. La frequenza di questo oscillatore è resa variabile dal condensatore di sintonia C100.

Siccome la tensione di alimentazione ha una forte influenza sul valore della frequenza di oscillazione, si è prevista una stabilizzazione effettuata a mezzo del generatore di tensione di riferimento D3-R60. Dato il basso consumo dell'oscillatore, non è necessario l'amplificatore usato in altri tipi di stabilizzatori che avrete già visto. C80 chiude a massa il collettore del transistor per la corrente alternata. La tensione generata dall'oscillatore viene prelevata dall'emettitore su R55 e portata ad uno dei gates di TR2, per mezzo del condensatore C35 che effettua la separazione in corrente continua. Sull'altro gate viene applicato il segnale ricevuto dall'antenna ed amplificato da Tr1. Ci riserviamo di spiegare in seguito come funzionano i FET ed i MOSFET.

Per ora basti sapere che il segnale dell'oscillatore modula il segnale di entrata e viceversa, grazie alla caratteristica non lineare d'ingresso del MOSFET (esattamente come si modula con la voce la portante di un trasmettitore) ossia si effettua la miscelazione. All'uscita del mescolatore, se facessimo una prova con un filtro a banda stretta di frequenza centrale variabile, troveremo ben dieci frequenze diverse.

Esse sono:

- La frequenza dell'oscillatore locale.
- La frequenza ricevuta dall'antenna.
- La sua banda di modulazione inferiore.
- La sua banda di modulazione superiore.
- La frequenza-somma della frequenza di antenna e di quella dell'oscillatore locale.
- Le sue due bande di modulazione superiore ed inferiore.
- La frequenza-differenza tra la frequenza dell'oscillatore a quella dell'antenna.
- Le sue due bande di modulazione superiore ed inferiore.

Ora, per avere la nostra informazione completa in frequenza intermedia dovremo scegliere un tripetto di frequenze formato dalla somma o dalla differenza delle frequenze di oscillatore e di antenna e dalle relative bande laterali di modulazione. Una volta fatta la scelta, bisogna respingere inesorabilmente tutte le altre frequenze in quanto costituiscono disturbi di interferenza e di frequenza immagine.

Tale compito viene svolto dal circuito oscillatorio formato da L5, C50 e C55, a banda stretta.

Attraverso una presa di adattamento d'impedenza tra C50 e C55 il segnale passa a TR3 costituito da un FET in source-followers che si può paragonare al classico inseguitore catodico a valvola. Infatti il drain viene direttamente

connesso a massa per la corrente alternata dalla coppia di condensatori in parallelo C70 e C75. Sono necessari due condensatori in quanto il condensatore elettrolitico, avendo una notevole induttanza, tenderebbe ad opporre resistenza alle frequenze più alte.

L'amplificatore source-follower provvede ad adattare l'impedenza di uscita di Tr2 molto alta alla bassa impedenza della linea, con un guadagno di tensione inferiore leggermente all'unità, ma con un ottimo guadagno in corrente. Il segnale di uscita è prelevato ai capi di R35 in parallelo con C60 che provvede anche ad eliminare gli ultimi residui di alta frequenza.

In corrente continua il carico di drain è costituito da R40. R30 di elevato valore porta la tensione di polarizzazione sul gate secondo lo schema classico una volta usato per le valvole, mentre R35 stabilisce la posizione del punto di lavoro. L'accoppiamento all'uscita avviene attraverso C65 che evita spiacevoli guai nel caso dovessimo avere tensioni continue al punto di connessione con l'apparecchio a valle e contemporaneamente è calcolato per portare l'impe-

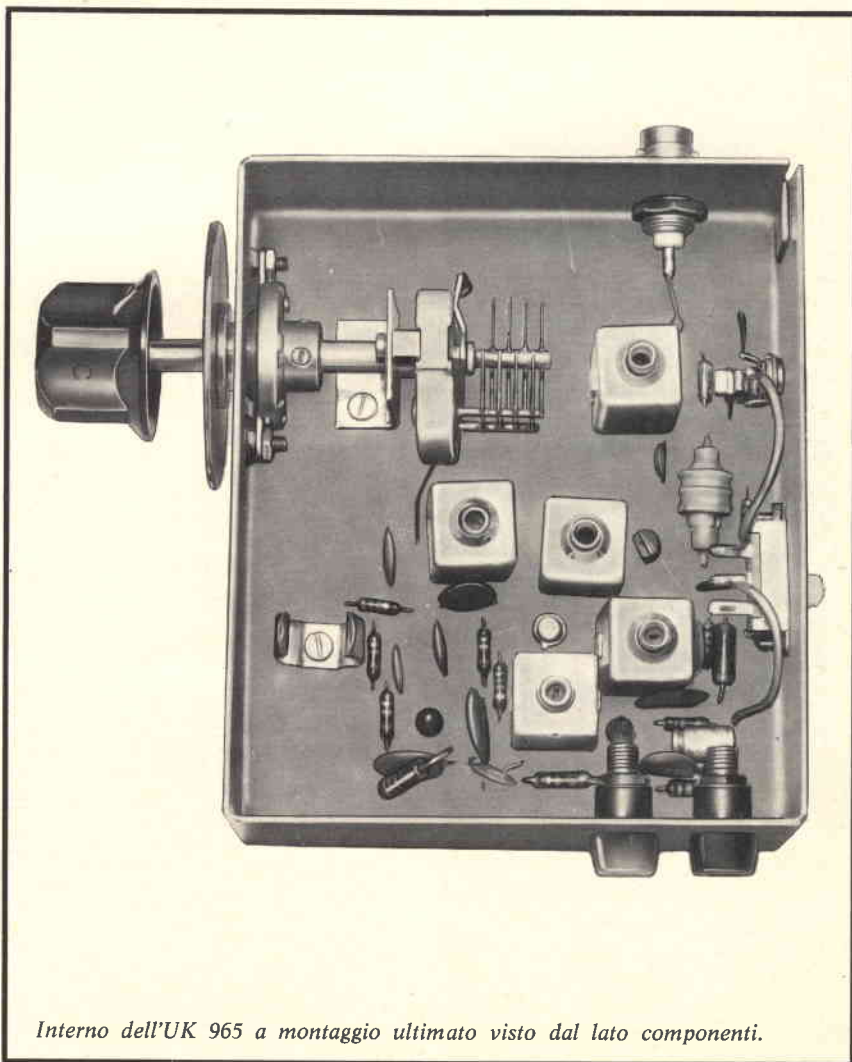
denza di uscita a 200 Ω . Il filtro d'uscita a bassa frequenza basterà che lasci passare la frequenza di 1600 kHz e le relative bande laterali di modulazione.

Il ricevitore a cui accoppierete il convertitore dovrà essere sintonizzato sulla frequenza di uscita del convertitore. Mediante leggeri ritocchi alla sintonia del ricevitore si otterranno le migliori condizioni di ascolto.

La sintonia del convertitore è data esclusivamente dall'oscillatore.

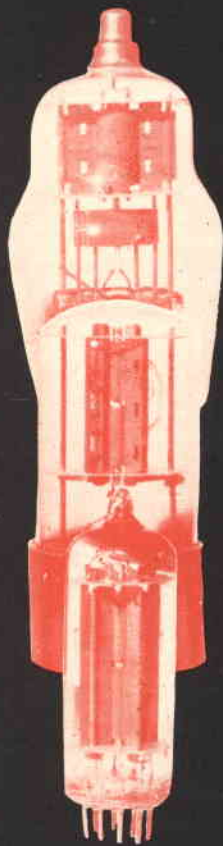
Siccome il protagonista di questo montaggio è il transistor ad effetto di campo, sarà bene dire due parole su questo elemento che, col transistor normale ha in comune piuttosto poco. Prima di discutere in modo tecnico facciamo un paragone che vada bene anche per coloro che ignorano tutto su questo argomento. Pensiamo ad un FET come ad un tubo entro cui scorra dell'acqua. Se noi pinziamo il tubo con le dita, vedremo che la portata dell'acqua varia fino ad annullarsi.

Muovendo le dita in un certo modo si può modulare la portata dell'acqua senza che le dita abbiano alcun contatto fisico con l'acqua. Se ora il tubo



Interno dell'UK 965 a montaggio ultimato visto dal lato componenti.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

diventa una barretta di silicio, il dito che pinza il tubo provoca una differenza di potenziale, l'acqua un flusso di cariche positive o negative, potremo pilotare il flusso di queste cariche, ossia una corrente elettrica, con una semplice differenza di potenziale. In linea teorica un tale dispositivo ha una resistenza di entrata infinita, in quanto non occorre corrente ma solo differenza di potenziale per il pilotaggio, quindi per la legge di Ohm, se la corrente è zero, la resistenza è infinita. Naturalmente, in pratica, le cose non avvengono in modo teorico ma ci si avvicinano più o meno a seconda del metodo scelto per realizzare l'esperimento.

In pratica il canale che serve a portare le cariche ossia a far passare la corrente deve essere elettricamente isolato dall'elettrodo di controllo. Questo si ottiene in due modi: usando una giunzione tipo diodo polarizzata inversamente, ed in questo caso abbiamo i comuni FET a giunzione. Le loro caratteristiche, intendiamoci, sono ottime, in quanto la resistenza inversa di una giunzione al silicio è elevatissima, ma non abbiamo raggiunto ancora l'ottimo, passa ancora una sia pure piccola corrente. Approfitando del fatto che l'ossido di silicio è uno dei migliori isolanti che si conoscono, perchè non interporre tra l'elettrodo di comando e la barretta di passaggio un sottile strato di quest'ossido?

Raggiungeremo due scopi importantissimi: l'effetto isolante non sarà influenzato dalla polarità della tensione di polarizzazione ed aumenteremo in maniera vertiginosa la resistenza d'ingresso.

Tale ordigno si chiama MOSFET (Metal-oxide-semiconductor-field effect transistor) ed ottiene lo scopo di unire con dei miglioramenti sostanziali, i vantaggi dei tubi a vuoto e quelli dei transistori normali. I tre fili che corrispondono ai tre elettrodi uscenti da un normale FET si chiamano:

Gate o griglia, che ha la stessa funzione della griglia dei tubi «Source» o sorgente, che corrisponde al catodo.

Drain o derivatore che corrisponde alla placca dei tubi.

Come per tutti i dispositivi a tre elettrodi esistono tre modi di collegare il FET, a seconda dell'elettrodo che di volta in volta consideriamo come comune.

Il più usato per scopi generali è il montaggio a «source» comune, che corrisponde al montaggio classico delle valvole a catodo comune. La polarizzazione di griglia è ottenuta, come per le valvole, con una piccola resistenza di caduta disposta tra catodo e massa. Tale tensione di caduta è riportata in griglia tramite una resistenza di valore molto elevato. Il montaggio permette guadagno sia di corrente che di tensione.

Esiste un secondo montaggio a griglia comune che viene usato per la sua bassa controreazione reattiva in amplificatori ad alta frequenza che non necessitano di neutralizzazione, anche per il fatto che il guadagno in tensione è relativamente basso. Serve a trasfor-

mare una impedenza di ingresso bassa in un'alta impedenza di uscita.

Il terzo montaggio, a drain comune o source-follower è analogo all'inseguitore catodico a valvola, e serve agli stessi scopi, ossia adattare l'alta impedenza d'ingresso alla bassa impedenza di una linea di trasmissione. Il guadagno di tensione è sempre inferiore all'unità.

MECCANICA

L'intero convertitore è contenuto in una scatola stagnata che serve a schermare l'intero apparecchio in modo che non possa irradiare frequenze di disturbo, e che non possa essere soggetto a disturbi ambientali di natura elettromagnetica. Il circuito completo è disposto su un apposito circuito stampato. Le induttanze sono contenute in adatte schermature, che impediscono qualsiasi interazione tra i vari circuiti oscillatori. Le piste in rame del circuito stampato sono studiate per consentire il massimo effetto schermante tra i circuiti e per ridurre al minimo le capacità ed induttanze parassite. Ogni bobina di induttanza è provvista di nucleo ferromagnetico per la regolazione fine delle induttanze.

La manovra di sintonia avviene mediante una manopola con demoltiplicata a sfera uscente dal fianco del contenitore.

L'entrata del segnale in alta frequenza si ha attraverso una presa coassiale per linea da 50 Ω.

L'alimentazione viene fornita attraverso una presa jack ed un interruttore fissato sulla scatola, oppure a mezzo di batteria interna.

L'uscita è prelevata attraverso due boccole di cui una collegata a massa. Il collegamento con l'apparecchio radio ad onde medie cui il convertitore va collegato deve avvenire a mezzo di cavo schermato del tipo normalmente usato per bassa frequenza.

MONTAGGIO

Cominceremo con il montaggio dei componenti sul circuito stampato. Per facilitare il compito dell'esecutore, pubblichiamo la fig. 2 dove appare la serigrafia del circuito stampato sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

Diamo per prima cosa alcuni consigli generali utili a chiunque si accinga ad effettuare un montaggio su circuito stampato.

Il circuito stampato presenta una faccia sulla quale appaiono le piste di rame ed una faccia sulla quale vanno disposti i componenti.

I componenti vanno montati aderenti alla superficie del circuito stampato paralleli a questa, fatta eccezione per alcuni che sono predisposti per il montaggio verticale.

Altri consigli per il montaggio sono riportati nell'opuscolo allegato al kit.

PREZZI DI LISTINO DELLE SCATOLE DI MONTAGGIO

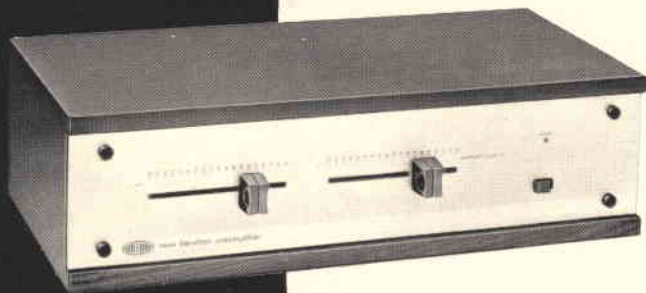


N. UK	Descrizione	Prezzo di listino	N. UK	Descrizione	Prezzo di listino
UK31	Amplificatore 3 W	5.500	UK300	Trasm. per radiocom. a 4 canali	7.500
UK32/C	Amplificatore 3 W	7.500	UK302	Trasm. per radiocom. a 4 canali	10.800
UK45/A	Lampeggiatore	4.200	UK305	Trasmittitore FM	2.500
UK60	Oscillatore di nota	3.700	UK310	Ricevitore per radiocomando	2.600
UK65	Prova transistori	2.500	UK325	Gruppo canali «GCX2» 1000 e 2000 Hz	10.500
UK80	Calibratore per oscilloscopio	2.500	UK330	Gruppo canali «GCX2» 1500 e 2500 Hz	10.500
UK92	Amplificatore telefonico	8.300	UK345	Ricev. supereterodina per radiocom.	7.700
UK105/C	Microtrasmettitore FM	4.950	UK355/C	Trasmittitore FM 60 ÷ 140 MHz	9.500
UK107	Tremolo	16.000	UK365	Ricev. supereterodina CB - 27 MHz	31.000
UK110/A	Amplificatore stereo 5 + 5 W	10.900	UK367*	Ricev. supereterodina CB - 27 MHz	39.500
UK112	Preamplificatore-riverberatore	26.500	UK370	Amplificatore lineare - R.F.	54.000
UK115	Amplificatore HI-FI 8 W	4.500	UK375	Osc. per la taratura dei ricev. CB	12.000
UK120	Amplificatore HI-FI 12 W	5.800	UK385	Wattmetro - R.F.	22.000
UK125	Gruppo comandi stereo	7.500	UK390	Vox	17.500
UK127	Riduttore del rumore di fondo	8.500	UK402	Grid-dip-meter	—
UK130	Gruppo comandi mono	4.500	UK405/C	Signal-tracer	13.500
UK135	Preamplificatore ad alta impedenza	2.500	UK407	Squadratore	6.200
UK140	Preamplificatore a bassa impedenza	2.900	UK415/C	Box di resistori	9.500
UK142	Correttore di tonalità	7.200	UK425/C	Box di condensatori	5.900
UK145	Amplificatore 1,5 W	4.700	UK430/A	Millivoltmetro a larga banda	3.900
UK152	Misuratore differenz. d'uscita stereo	12.500	UK432	Tester universale	12.800
UK155/C	Amplificatore 2,5 W	10.500	UK435/C	Alim. stabilizzato 0 ÷ 20 Vc.c. 1 A	33.500
UK157	Trasm. per l'ascolto ind. dell'audio TV	4.900	UK437	Generatore di bassa frequenza	28.700
UK160	Amplificatore a circuito integrato 8 W	12.500	UK440/C	Capacmetro a ponte	10.500
UK162	Ricev. per l'ascolto ind. dell'audio TV	13.500	UK445/C	Wattmetro per B.F.	14.000
UK165	Preampl. stereo equalizzato R.I.A.A.	6.300	UK455/C	Generatore di segnali AM	13.800
UK167	Preampl. stereo R.I.A.A. o C.C.I.R.	7.500	UK460/C	Generatore di segnali FM	11.500
UK170	Preampl. HI-FI regol. di toni mono	23.500	UK465	Prova quarzi	9.800
UK172	Preamplificatore universale	15.500	UK470/C	Gen. Marker con calibrat. a cristallo	20.500
UK175	Preampl. HI-FI regol. di toni stereo	32.500	UK475/C	Voltmetro elettronico	18.500
UK180	Quadrik - Disp. per effetto quadrif.	31.000	UK480/C	Carica batterie 6 - 12 - 24 Vc.c.	13.900
UK185	Amplificatore stereo HI-FI 20 + 20 W	69.000	UK482	Carica batterie automatico	16.500
UK187	Ampl. stereo HI-FI 20+20 W quadrik	105.000	UK485/C	Alim. stabilizz. 0 ÷ 12 Vc.c. - 300 mA	11.200
UK190	Amplificatore HI-FI 50 W	32.500	UK490/C	Variatore di tensione alternata	23.000
UK192	Amplificatore stereo HI-FI 50 + 50 W	49.000	UK495/C	Generatore di barre	12.000
UK195	Amplificatore miniatura 2 W	3.900	UK500	Radoricev. supereter. OL - OM - FM	29.500
UK200/A	Convertitore standard francese	7.700	UK515	Radoricevitore OM	5.800
UK220	Iniettore di segnali	3.200	UK520	Sintonizzatore AM	4.900
UK225	Ampl. d'antenna per autoradio	7.900	UK520W*	Sintonizzatore AM	5.500
UK230	Amplificatore d'antenna AM-FM	3.600	UK525/C	Sintonizzatore VHF 120 ÷ 160 MHz	13.500
UK235	Segnalatore per automobilisti distratti	9.000	UK530	Radoricevitore AM - FM	29.800
UK240	Accendi luci di posiz. per autovetture	7.300	UK535/C	Amplificatore stereo HI-FI 7 + 7 W	29.500
UK252	Decodificatore stereo multiplex	19.800	UK540/C	Sintonizzatore OL-OM-FM	31.500
UK255	Indicatore di livello	7.200	UK546	Ricevitore AM-FM 25 ÷ 200 MHz	8.900
UK260	Bongo elettronico	23.500	UK550/C	Frequenzimetro B.F.	20.500
UK270	Amplificatore a circuito integrato 6 W	10.500	UK555	Misuratore di campo per radiocomando	11.500
UK275	Preamplificatore microfonic	6.900	UK560/C	Analizzatore per transistori	25.000
UK285	Amplificatore d'antenna VHF-UHF	7.700	UK565	Sonde per voltmetro elet. UK 475/C	3.600

N. UK	Descrizione	Prezzo di listino	N. UK	Descrizione	Prezzo di listino
UK570/C	Generatore B.F. 10 Hz ÷ 1 MHz	14.000	UK785	Interruttore crepuscolare	9.500
UK575/C	Gen. di onde quadre 20 Hz ÷ 20 kHz	13.500	UK790	Allarme capacitivo	9.200
UK585	Commutatore elettronico	33.500	UK795	Cercafili elettronico	5.200
UK590	R.O.S. - Metro	14.800	UK800	Filtro cross-over 3 vie 12 db/ottava	7.000
UK592W*	R.O.S. - Metro	17.500	UK805	Filtro cross-over 3 vie 6 dB/ottava	5.100
UK595	Fusibile elettronico	5.700	UK810	Compressore della dinamica	8.500
UK600	Alim. stabilizz. 14,5 Vc.c. - 250 mA	5.600	UK815	Allarme antifurto radar ad ultrasuoni	38.900
UK602	Riduttore di tensione 24 - 14 Vc.c.	7.600	UK820	Orologio digitale	68.500
UK605	Alimentatore 18 Vc.c. - 1 A	6.000	UK830	Puls. di scambio amp.-diff. stereo	34.500
UK607	Alim. stabilizz. 9 Vc.c. - 100 mA	8.500	UK832	Contagiri fotoelettronico	19.500
UK610	Alimentatore 24 Vc.c. - 0,5 A	6.300	UK835	Preamplificatore per chitarra	5.500
UK615	Alimentatore 24 Vc.c. - 1 A	5.300	UK837	Dimostratore logico	8.500
UK617	Alim. stab. c.i. 3,6-5-7,5 Vc.c. 0,5 A	—	UK840	Allarme per auto ad azione ritardata	7.500
UK620	Carica batterie Ni-Cd 1,2 ÷ 12 Vc.c.	7.700	UK842	Binary demonstrator	12.000
UK625	Alimentatore 6 Vc.c. - 150 mA	3.900	UK845/C	Amplificatore di modulazione	4.900
UK627	Ridutt. di tens. 12-9-7,5-6 Vc.c. - 0,5 A	6.900	UK846	Ampl. di modulazione Solid State	13.500
UK630/C	Alimentatore stabilizzato 6 - 7,5 - 9 - 12 Vc.c. - 250 - 200 - 170 - 100 mA	7.500	UK850	Tasto elettronico	23.500
UK635	Alim. stabilizz. 15 Vc.c. - 40 mA	7.300	UK855	Distorsore per chitarra elettrica	6.100
UK640	Regolatore di luce da 200 W	7.900	UK857	Distorsore per chitarra elettrica a c.i.	9.500
UK645	Alimentatore stabilizzato 6 - 7,5 - 9 - 12 Vc.c. - 250 - 200 - 170 - 100 mA	9.500	UK860/C	Foto-timer	16.900
UK650/C	Alim. stabilizz. 0 ÷ 12 Vc.c. - 1 A	28.500	UK865	Dispositivo aut. per luci d'emergenza	7.400
UK652	Alim. stabilizz. 12 Vc.c. - 1,5 A	16.500	UK871/C	Comando autom. proiettori diapos.	11.000
UK655/C	Alim. stabilizz. 24 Vc.c. - 800 mA	10.500	UK875	Accens. elettronica a scarica capac.	15.900
UK660	Alim. temporizz. 12 Vc.c. - 300 mA	7.300	UK880	Elettronarcosi	7.500
UK665	Alimentatore 55 Vc.c. x 2 - 2A x 2	21.500	UK885	Allarme capacitivo o per contatto	8.800
UK670	Carica batterie in tampone	7.700	UK887	Allarme antifurto ed antincendio	12.500
UK672	Alim. stabilizz. per UK 285 12 Vc.c. - 15 mA	6.200	UK890	Miscelatore audio a 2 canali	5.400
UK675	Alim. stabilizz. 12,6 Vc.c. - 7 ÷ 10 A	64.000	UK895	Allarme antifurto a raggi infrarossi	29.500
UK682	Alim. stabilizz. 4 ÷ 35 Vc.c. - 2,5 A	49.500	UK900	Oscillatore A.F. 20 ÷ 60 MHz	4.400
UK690	Stabilizz. di velocità per motorini c.c.	3.900	UK905	Oscillatore A.F. 3 ÷ 20 MHz	4.400
UK692	Alim. stabilizz. 5,5 ÷ 16 Vc.c. - 2 A	23.800	UK910	Miscelatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	4.400
UK695	Alim. stabilizz. 25 Vc.c. - 35 mA	8.000	UK915	Amplificatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	4.400
UK700/C	Fringuello elettronico	8.500	UK920	Miscelatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	4.400
UK702	Ozonizzatore	11.900	UK925	Amplificatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	4.400
UK705	Temporizz. per tergicristallo 3 ÷ 20 s	7.700	UK930	Ampl. di pot. a R.F. 3 ÷ 30 MHz	4.400
UK707	Temporizz. univer. per tergicristallo	6.500	UK935	Ampl. a larga banda 20 Hz ÷ 150 MHz	4.400
UK710/C	Miscelatore a 4 canali	12.900	UK940	Ricev. per radiocom. ad onde lunghiss.	9.500
UK715	Interruttore a fotocellula	9.700	UK945	Trasm. per radiocom. ad onde lunghiss.	5.500
UK740/C	Luci psichedeliche casuali - 800 W	12.900	UK950	Adattatore d'impedenza per C.B.	7.900
UK745/C	Luci psichedeliche toni alti - 800 W	11.800	UK955	Tast. sinton. con alim. stab. VHF-UHF	13.200
UK750/C	Luci psichedeliche toni medi - 800 W	12.900	UK960	Convert. gamma 144 ÷ 146/26 ÷ 28 MHz	23.200
UK755/C	Luci psichedeliche toni bassi - 800 W	11.800	UK965	Convert. per C.B. 27 MHz/1,6 MHz	20.500
UK760/C	Interruttore acustico	9.900	UK975	Demiscelatore direz. «Filtro per C.B.»	3.900
UK765	Connettore multiplo stereo	3.900	UK987	Televisore portatile da 12"	—
UK767	Connettore multiplo stereo	4.000	UK990	Filtro TVI per C.B.	4.600
UK780	Circuito elettronico per cercametalli	10.900	UK995	Generatore di barre e punti per la convergenza dei TVC	22.500

N.B. - Tutte le scatole di montaggio sono complete di accessori (strumenti, trasformatori, contenitori ecc.)

* Gli apparecchi contrassegnati da un asterisco vengono forniti montati.



UK 112



PREAMPLIFICATORE RIVERBERATORE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:
dalla rete con due tensioni commutabili: 117/125 oppure 220/240 V

Frequenza di alimentazione: 50 Hz

Ingresso audio:
Da trasduttore magnetico o piezoelettrico
1 mV per ingresso magnetico
200 mV eff. per ingresso piezo

Uscita a vuoto: 65 mV

Banda passante a 6 dB:
per ingresso piezo da 70 Hz ÷ 18 kHz per ingresso magnetico da 150 Hz ÷ 18 kHz

Tempo di ritardo della linea: 25 ms.

Tempo di riverberazione: 1,8 s.

Talvolta si rende necessario nell'effettuare registrazioni ad alta fedeltà ottenere particolari effetti quali si avrebbero lavorando in ambienti dotati di particolari caratteristiche acustiche. Non sempre questo è possibile, e perciò per ottenere l'effetto desiderato bisogna ricorrere a mezzi artificiali.

Allo scopo la Amtron ha studiato e messo a punto un efficace apparecchio che ottiene l'effetto d'eco con grande naturalezza.

Esiste la possibilità di regolare le intensità del suono diretto e di quello riverberato.

Il sistema usato per ottenere l'effetto di riverbero è quello che impiega una linea di ritardo a corda vibrante che è sede di oscillazioni stazionarie.

Particolari accorgimenti sono stati usati per rendere il segnale di uscita indipendente dal trasduttore di ingresso (magnetico o piezoelettrico).

Il riverberatore è stato realizzato in un contenitore di legno scuro, con frontale lineare in alluminio diamantato e anodizzato.

Crediamo che il fenomeno dell'eco sia noto a tutti. Quando si emette un grido davanti ad una parete rocciosa, si sente prima il grido stesso trasmesso direttamente e quindi l'eco riflesso dalla parete, dovuto alle onde sonore che hanno viaggiato nell'aria, hanno raggiunto la parete, vi si sono riflesse, e sono ritornate, piuttosto attenuate al nostro orecchio.

Il fenomeno è dovuto al fatto che le onde sonore non si propagano nell'aria a velocità infinita, ma ad una velocità finita che è di circa 300 m al secondo. In teoria, considerando lo spessore d'aria che ci separa dalla parete come omogeneo, misurando il tempo che intercorre tra il segnale e l'eco, si potrebbe determinare con precisione la distanza della parete rocciosa. Con tale sistema si determina la distanza, per esempio, del fondo marino, mediante l'ecoscandaglio, che emette onde sonore e ne misura il tempo impiegato per ritornare alla nave. Il fenomeno avviene, sia pure a velocità immensamente superiori anche con le onde elettromagnetiche, ed il fenomeno è utilizzato, come si sa, nel radar.

meno è utilizzato, come si sa, nel radar.

Ora torniamo all'eco. Se invece di una parete, abbiamo varie pareti variamente disposte, ed ad una distanza minore di quanto prima ammesso, avremo il fenomeno che si riscontra nei grandi ambienti chiusi, comunemente chiamato riverbero, che non è altro che un'eco multipla che si ode dopo un tempo molto breve dal suono primario. Sia nel caso dell'eco, che nel caso del riverbero, che nel caso del radar, il mezzo in cui si propaga la vibrazione a velocità finita, costituisce una linea di ritardo.

Il problema da risolvere per concentrare in poco spazio quanto avviene in un grande spazio basandosi sulla trasmissione diretta, consiste solamente nel trovare un mezzo di trasmissione del suono, entro il quale esso si propaghi molto più lentamente che nell'aria.

Per risolvere il problema penso non saranno inutili alcune conoscenze di acustica applicata.

La velocità del suono in un mezzo dipende da alcune caratteristiche del mezzo stesso. Anche l'attenuazione che il suono subisce dipende dalle caratteristiche del mezzo. Facendo un paragone elettrico, una corrente alternata, anche essa di natura ondulatoria, subisce lungo una linea un'attenuazione dovuta alla resistenza elettrica del materiale, ed un ritardo di fase dovuto alle caratteristiche reattive.

Tale ritardo è dovuto alla cosiddetta velocità di fase. Il fenomeno è noto a chiunque si occupi di linee elettriche.

La velocità di fase della corrente elettrica nei conduttori e nei componenti reattivi concentrati è troppo elevata per lo scopo che ci interessa; noi vogliamo ottenere ritardi di frazioni di secondo.

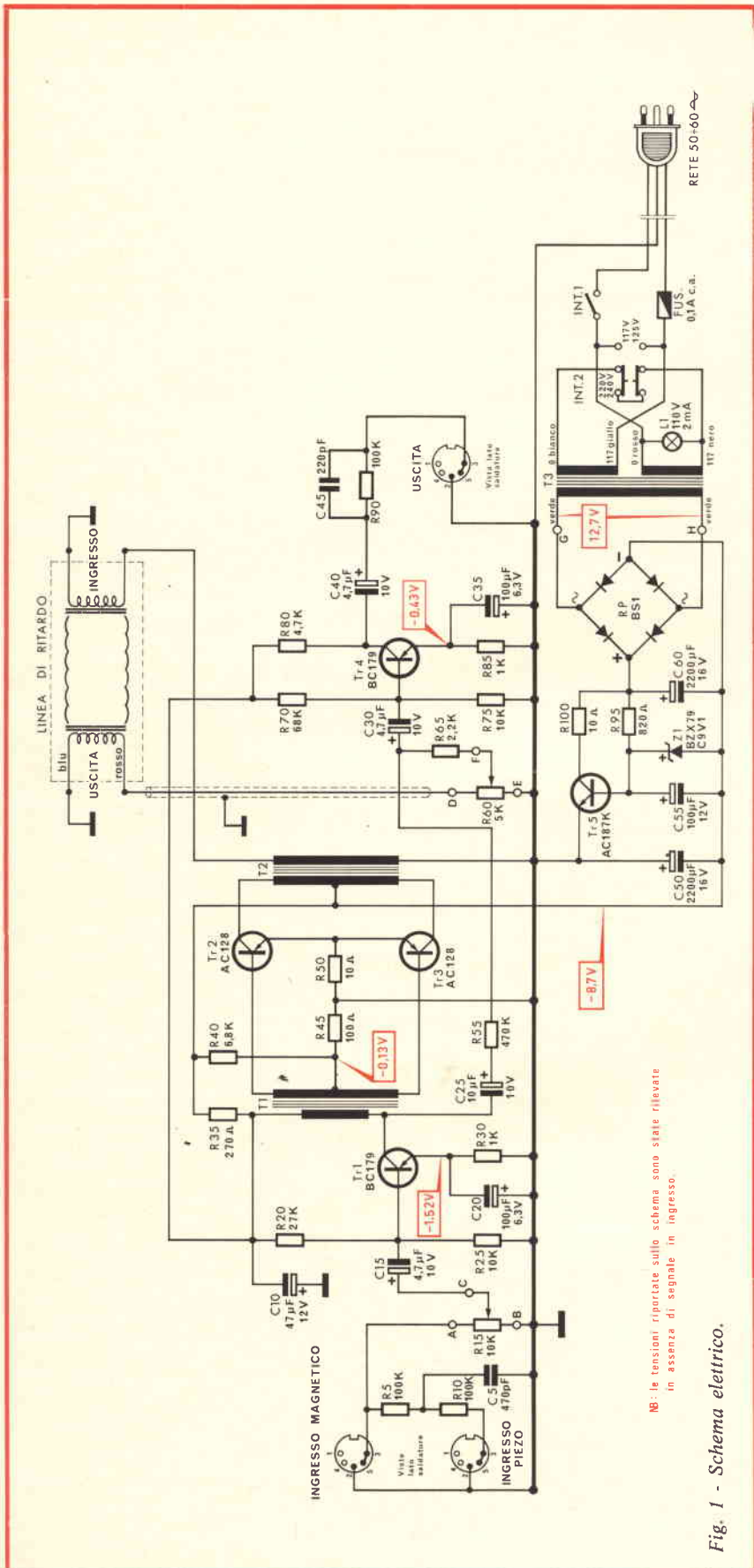


Fig. 1 - Schema elettrico.

Ricorreremo perciò alle onde sonore che, già per la loro natura, si spostano con velocità molto minore. Tale velocità però è ancora molto forte e non tale da permetterci di ottenere il risultato voluto nel poco spazio di cui disponiamo.

Bisognerà quindi usare alcuni accorgimenti particolari per ottenere una linea capace di provocare un forte ritardo su una lunghezza molto breve.

Nell'apparecchio che vi presentiamo, troverete una molla d'acciaio molto flessibile. Le considerazioni che svolgeremo in seguito, tralasciando le conoscenze generali della propagazione sonora che ognuno può facilmente procurarsi leggendo un qualsiasi testo di acustica, saranno riferite a questa molla.

La propagazione del suono avviene principalmente per mezzo di due tipi di onde: le onde di pressione, che si formano nell'aria e ci permettono di udire la nostra voce, e le onde trasversali che si propagano per esempio lungo una fune scossa ad un estremo.

Le onde trasversali si propagano molto più lentamente di quelle di pressione, e non dipendono tanto dalle caratteristiche del materiale quanto dalla costituzione geometrica del mezzo lineare che le propaga (per esempio, la corda, o la nostra molla).

Mentre per la propagazione delle onde di pressione sono importanti la densità e l'elasticità, del mezzo dalle quali tale velocità (detta «velocità di fase «U») esclusivamente dipende, la velocità di fase delle vibrazioni trasversali della corda tesa sarà data dalla seguente formula

$$U = \sqrt{\frac{\tau}{m_1}}$$

dove τ è la tensione della corda ed m_1 è una particolare grandezza detta «massa lineica della corda», che dipende da vari fattori di natura in gran parte sperimentale, e dal peso della corda per unità di lunghezza.

In sostanza la nostra molla si comporta come la corda di una chitarra, e come la stessa diventa sede di oscillazioni stazionarie ma di frequenza estremamente bassa. La frequenza delle onde stazionarie e la velocità di propagazione sono intimamente collegate. Come sia bassa la frequenza delle onde stazionarie nella linea di ritardo, si può verificare pizzicando la molla ed osservandone le oscillazioni.

Ripetiamo che la caratteristica di questo tipo di vibrazione dipende solo in minima parte dal materiale con cui la corda è fatta (si sa benissimo che una corda per chitarre della medesima nota può essere sia di acciaio che di materiale organico). La molla, comportandosi come la corda di una chitarra, continuerà a vibrare ad ogni eccitazione rimandando avanti e indietro gli echi successivamente attenuati da un'estremità all'altra, provocando quindi nel trasduttore di uscita lo stesso effetto di un rumore o suono emesso in un locale di ampie dimensioni, nel quale l'aria sostituirà la nostra linea di ritardo.

Il tempo di durata di questa ripetizione di echi fintanto che la loro intensità non è più avvertibile, si chiama tempo di riverbero, ed è ovviamente superiore al tempo di ritardo proprio della linea.

Come si vede dalla formula che prima abbiamo dato, la frequenza di vibrazione propria della corda, che a noi servirà da ritardo, crescerà con la tensione della molla, e diminuirà con la densità lineare della stessa, ossia col suo peso al cm. Per diminuire il ritardo dobbiamo quindi allungare la molla per aumentare la frequenza di vibrazione. In questo modo avremo raggiunto contemporaneamente i due scopi di aumentare la tensione e di diminuire la densità per unità di lunghezza in quanto abbiamo aumentato la distanza tra le spire.

Nell'apparecchio che presentiamo, la lunghezza della molla è fissa, quindi il tempo di ritardo è pure fisso, e calcolato in modo che possa produrre un effetto gradevole senza sdoppiamenti di note dovute ad echi distinti.

Un altro effetto interessante del comportamento della corda vibrante, è che questa trasmette molto bene anche la forma dell'onda che è impiegata per eccitarla all'estremità.

Tornando alla corda tesa tra le mani di due persone, questa trasmetterà anche vibrazioni di frequenza differente dalla frequenza propria della corda, ed anche di forme complesse, cioè ricche di armoniche. Al limite, usando le ben note scatole di conserva del telefono a spago dei bambini, la corda trasmetterà anche le modulazioni, della voce del bambino trasmittente, che giungeranno ritardate ma fedeli al bambino ricevente. La ragione per cui non si può diminuire troppo la tensione della corda è che questa deve lavorare comunque in regime elastico, in quanto non è vero che la voce arriva per trasmissione acustica nello spago come si legge in alcuni testi approssimativi.

Abbiamo parlato finora in modo alquanto succinto del principio acustico che permette di ottenere il nostro scopo. Ma risulta intuitivo che ci sono altri problemi da risolvere. Prima di tutto come faremo a far vibrare questa nostra molla-corda di chitarra, senza far uso delle dita?

E' evidente, piazeremo ai suoi estremi l'equivalente elettrico delle scatole di conserva sopra nominate. Ossia un trasduttore per ogni estremità. Il compito del trasduttore è quello di trasformare un segnale elettrico di forma qualsiasi in un movimento meccanico di forma simile il più possibile a quello elettrico, e viceversa.

La capacità del trasduttore di trasformare grandezze meccaniche in elettriche e viceversa, modificandone il meno possibile la variazione nel tempo, si chiama fedeltà, e questo costituisce il più grosso problema dei costruttori di tali aggeggi. Bisogna curare al massimo che le frequenze proprie di risonanza di ciascun elemento mobile meccanico e di ciascun elemento elettrico, si trovino ben

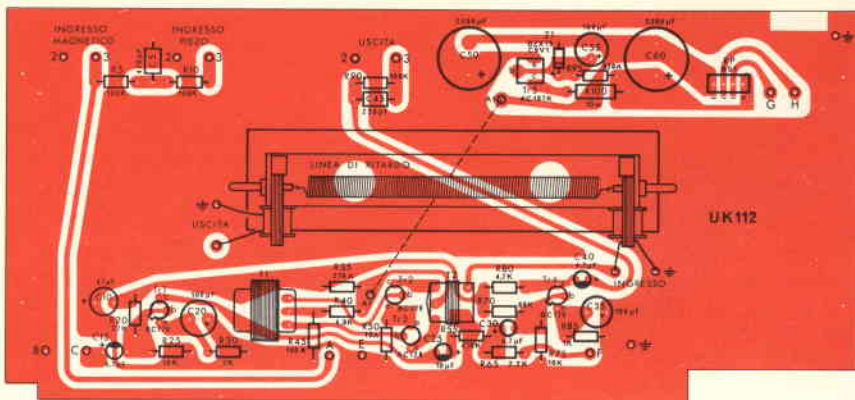


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

lontane dalla banda di frequenze che il trasduttore deve trasformare.

I trasduttori presenti alle estremità della nostra molla rispondono bene a queste caratteristiche, e ne spiegheremo in breve la costituzione.

TRASDUTTORE DI INGRESSO O TRASMITTENTE

Un nucleo laminato aperto di forma particolare è eccitato da un avvolgimento che lo magnetizza in maniera proporzionale al segnale elettrico di ingresso. Tale campo magnetico variabile provoca il movimento di un'ancoretta in materiale ferromagnetico collegata rigidamente alla molla, ed invece in maniera molto labile al telaio.

Per la parte ricevente il processo è inverso, ma il trasduttore è uguale.

CIRCUITO ELETTRICO (Fig. 1)

Il segnale proveniente dal microfono o dal pick-up o da qualsiasi altro rilevatore acustico, viene applicato all'ingresso di un preamplificatore formato dal transistor TR1, che svolge due compiti: Pilota uno stadio di potenza in controfase che servirà a comandare il trasduttore d'ingresso della linea di ritardo, e contemporaneamente manda una parte del segnale amplificato verso lo stadio mescolatore amplificatore di uscita formato dal transistor TR4. La alimentazione è stabilizzata.

Passiamo ora a descrivere il circuito nei suoi particolari.

L'ingresso avviene attraverso le due prese per ingresso magnetico e piezoelettrico, a due diverse impedenze. Infatti, l'ingresso magnetico avviene direttamente sulla base del transistor ossia a bassa impedenza, mentre il trasduttore, piezoelettrico che, come è noto, presenta una elevata impedenza, entra attraverso le elevate resistenze R5 ed R10 che, insieme a C5 costituiscono un filtro passa-basso che attenua le frequenze troppo alte.

Il segnale d'ingresso, parzializzato da R15 che funziona da regolatore di vo-

lume, attraverso il condensatore di accoppiamento C15 entra nella base di TR1 montato in emettitore comune in classe A. R20, R25, R30 costituiscono la rete di polarizzazione e di stabilizzazione termica in corrente continua. Il resistore di emettitore è bypassato da una forte capacità per presentare una bassa impedenza in corrente alternata.

Il carico di collettore è costituito, per la corrente alternata dall'avvolgimento primario di T1, e alimentato attraverso una cellula di filtro costituito da R35 e da C10. Una parte del segnale di uscita viene prelevato al collettore ed inviato, attraverso C25 ed R55 al punto in cui avverrà la miscelazione con il segnale riverberato.

Il trasformatore T1, oltre ad abbassare l'impedenza per adattarla agli ingressi di TR2 e TR3, è fornito di una presa centrale. Tra questa presa e le estremità dell'avvolgimento troviamo due segnali analoghi ma in opposizione di fase, adatti a pilotare il gruppo in controfase formato da TR2 e TR3, R40, R45, R50 costituiscono la rete di polarizzazione e di stabilizzazione. La presenza d'una polarizzazione non sarebbe necessaria in uno stadio in classe B.

Ma l'amplificatore in classe B presenta pure una forma di distorsione detta di «crossover», dovuta all'applicazione di parte del segnale d'ingresso in una zona non lineare della caratteristica d'ingresso. Tale inconveniente si elimina applicando una piccola polarizzazione ai transistori montati in controfase.

Tale polarizzazione vale anche per la corrente alternata, infatti R50 è priva di condensatore di bypass. Tale accorgimento sposta il punto di funzionamento su una parte più lineare delle caratteristiche d'ingresso. All'uscita dell'amplificatore controfase si trova un altro trasformatore (T2) che costituisce il carico di utilizzazione.

La bassa polarizzazione di base permette che solo la resistenza ohmica dell'avvolgimento possa costituire il carico in corrente continua. L'avvolgimento secondario di T2 che costituisce anche adattamento d'impedenza, è direttamente accoppiato all'eccitatore del trasduttore d'entrata della linea di ritardo.

All'uscita della linea di ritardo, mediante un cavo schermato, si fa arrivare il segnale ritardato ad un potenziometro parzializzatore, R60. Il cursore di questo potenziometro manda il segnale riverberato al punto di miscelazione col segnale diretto, ossia al polo positivo del condensatore C30. Riepilogando si possono regolare mediante i due potenziometri R15 ed R60 accessibili dal quadro comandi, sia l'ampiezza del segnale diretto che quella del segnale ritardato.

I due segnali miscelati vengono mandati alla base del transistor TR4 che funziona in emettitore comune a bassa impedenza di entrata per le tensioni alternate. La rete di polarizzazione e di stabilizzazione termica in corrente continua è del tipo classico, formata dai resistori R70 R75, R85. La resistenza di emettitore è bypassata dal condensatore C35 e quindi non c'è praticamente controreazione. L'uscita viene prelevata sul resistore R80 di collettore, e passa all'uscita attraverso il condensatore di accoppiamento C40 ed al filtro correttore formato da C45 e da R90 che taglia leggermente i toni bassi, con effetto antirombo.

L'alimentazione dell'intero sistema è stabilizzata elettronicamente.

Attraverso la spina di rete con conduttore di massa, si passa al trasformatore principale T3 di alimentazione, interponendo il fusibile di protezione da 0,1 A e l'interruttore principale INT 1. Il primario del trasformatore è a due avvolgimenti e può funzionare alle tensioni da 117 a 125 V collegando gli avvolgimenti (uguali) in parallelo. Collegando gli avvolgimenti in serie, si ottiene il funzionamento a 220-240 V. Il compito di variare il collegamento è svolto dal deviatore doppio INT. 2.

La tensione di uscita del trasformatore, a 12,7 V corrente alternata, viene raddrizzata dal ponte di Graetz monofase RP. L'uscita raddrizzata subisce un primo livellamento mediante C60, e viene quindi applicata attraverso il resistore R100 di limitazione al collettore di TR5 che funziona da stabilizzatore di potenza.

Il gruppo formato dal diodo Zener Z1 e dal resistore R95 forma la tensione di riferimento che comanda la base di TR5. Il condensatore C55 livella la tensione di riferimento, e di conseguenza la tensione stabilizzata con effetto moltiplicato. All'uscita della tensione stabilizzata troviamo un altro condensatore di livellamento ad alta capacità C50. La

tensione stabilizzata, priva di ronzio, è di 8,7 V. Siccome i transistori impiegati per l'amplificatore sono del tipo PNP, avremo il positivo dell'alimentazione a massa.

Il guadagno complessivo del preamplificatore sarà di circa 36 dB di tensione per entrata da trasduttore magnetico, mentre per l'ingresso piezoelettrico avremo un'attenuazione di tensione di circa 2,7 dB.

Tale termine attenuazione non deve trarre in inganno, in quanto si riferisce soltanto alla tensione mentre, come si sa in un amplificatore a transistori avremo un guadagno in corrente, per cui la potenza all'uscita sarà comunque superiore a quella presente all'entrata.

Vale la pena di dire qualche parola sul modo di calcolare i guadagni in decibels. Il nome deriva dal noto fisico A.G. Bell che era in definitiva uno studioso di acustica. Quindi, siccome l'andamento della sensibilità dell'orecchio è di tipo logaritmico, noi percepiremo un aumento lineare dell'intensità sonora, mentre il valore assoluto di questa aumenterà con curva logaritmica (questa è per esempio la ragione per cui i potenziometri di regolazione del volume sono a legge logaritmica).

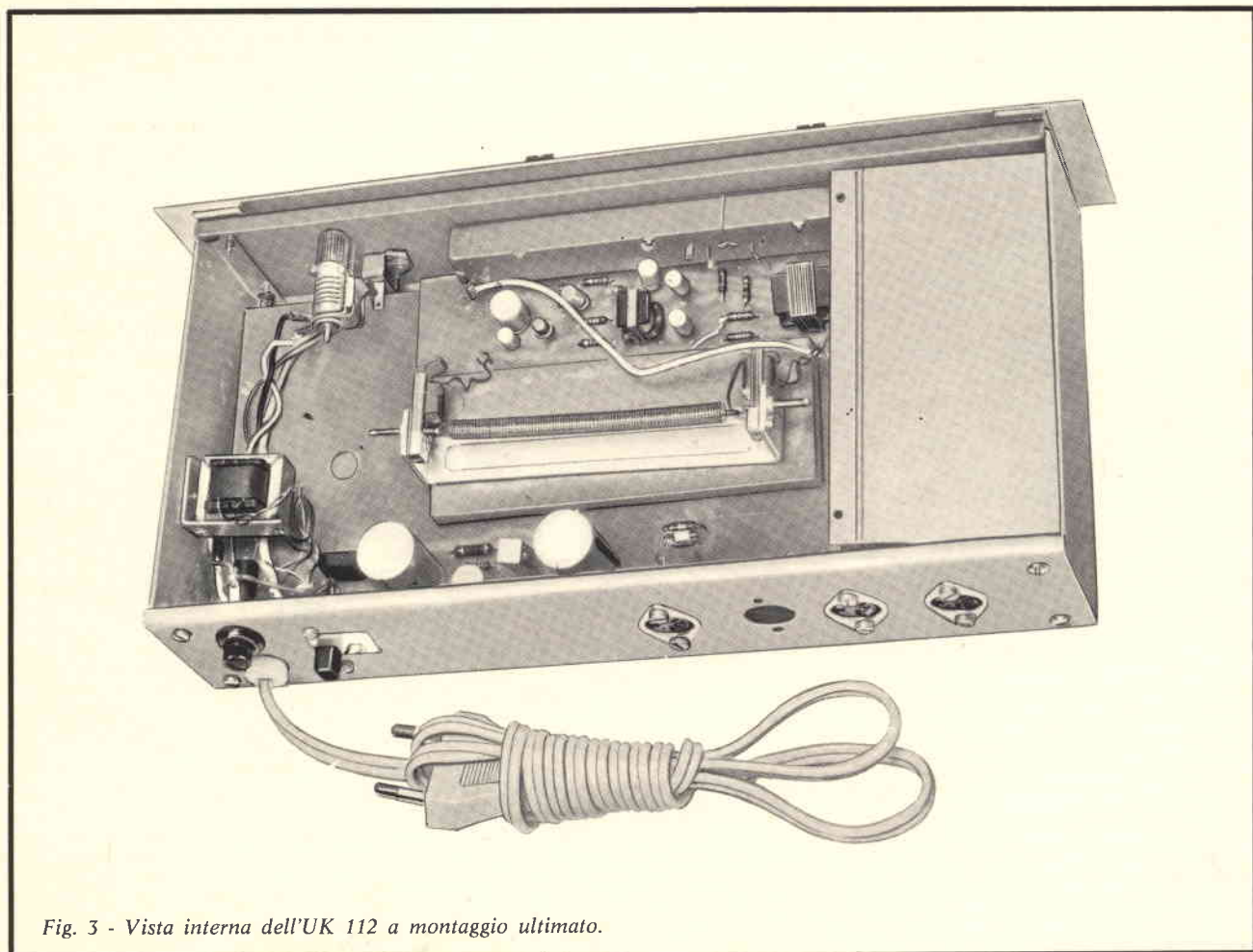


Fig. 3 - Vista interna dell'UK 112 a montaggio ultimato.

Tornando ai nostri rapporti tra entrata ed uscita di un amplificatore, il nostro, se alimentato con trasduttore magnetico, riceverà all'entrata una tensione di 1 mV, mentre all'uscita troveremo una tensione di 64 mV quindi l'amplificazione di tensione sarà di:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{64}{1} = 64$$

La formula per trasformare questo rapporto di tensioni in dB è la seguente:

$$\begin{aligned} \frac{V_u}{V_i} \text{ dB} &= 20 \log \frac{V_u}{V_i} = \\ &= 20 \log 64 = 36,258 \end{aligned}$$

Nel caso di entrata piezo il rapporto delle tensioni sarà di 0,325 quindi rifacendo il medesimo calcolo avremo un guadagno di -9,762 ossia un'attenuazione.

Il nostro riverberatore funziona quindi anche da adattatore d'impedenza in quanto fornisce all'uscita caratteristiche indipendenti dal livello di entrata.

MECCANICA

L'aspetto estetico generale dell'apparecchio che vogliamo costruire, è in linea con i criteri modernamente utilizzati per la presentazione delle apparecchiature di alta fedeltà. Il mobile in legno di forte spessore, il quadro lineare, i comandi razionali con potenziometri a cursore, fanno in modo che l'UK 112 possa trovare la sua giusta sistemazione accanto alle apparecchiature già da voi possedute. All'interno del mobile in legno e da questo completamente sfilabile, c'è un robusto telaio in acciaio zincato che sostiene tutti i componenti ed il circuito stampato. La parte di ingresso del segnale, molto sensibile ai disturbi induttivi, è adeguatamente schermata. Gli attacchi per i segnali sono di tipo normalizzato anche nei collegamenti, quindi la sua inserzione nella catena di alta fedeltà non presenta problemi di connessione.

La maggior parte dei componenti è sistemata sul circuito stampato, ma il collegamento dei componenti che su questo non sono montati, non presenta difficoltà, in quanto la lunghezza dei collegamenti in cavo è ridotta al minimo, e comunque chiaramente mostrata in una apposita tavola allegata alle istruzioni di montaggio.

L'elegante pannello anteriore in alluminio anodizzato porta serigrafate tutte le indicazioni per i comandi del riverberatore, e la spia indicatrice dell'avvenuta accensione dell'apparecchio. La alimentazione avviene dalla rete elettrica a mezzo di cordone con presa di terra.

MONTAGGIO

Il montaggio di questo apparecchio è semplificato dalle istruzioni riportate nell'opuscolo allegato al kit.

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.

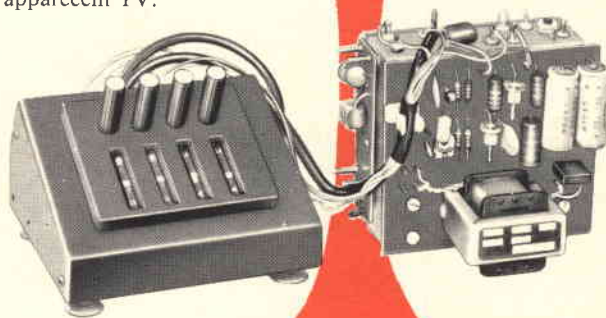
MODERNIZZATE IL VOSTRO TELEVISORE

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.

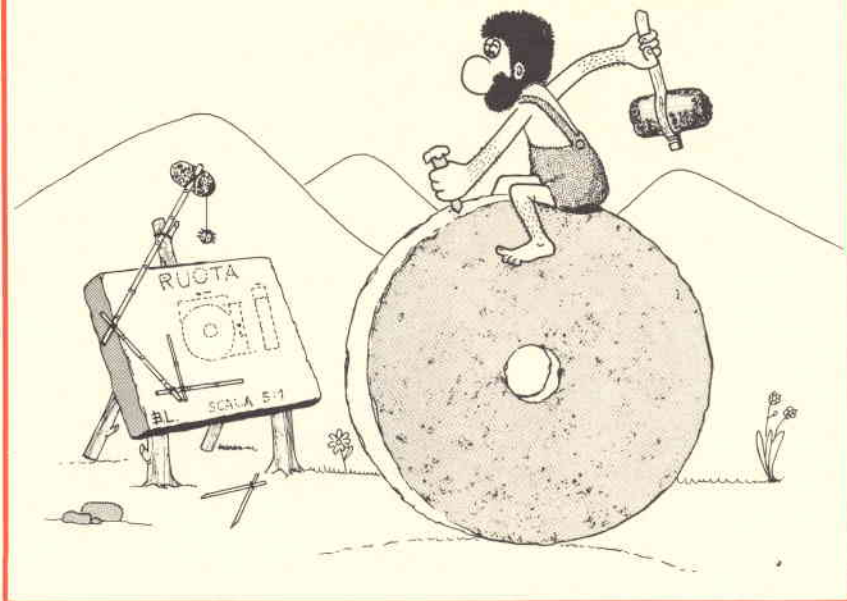


UK 955



brevetti

Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.



n. 865013

Analizzatore di dati dotato di mezzi tali da consentire di ottimizzare le condizioni di conteggio, migliorando in tal modo la validità statistica del conteggio, allo scopo di consentire un calcolo accurato dei livelli di attività di un campione.
PACKARD INSTRUMENT CO. INC.
A DOWNERS GROVE ILL. USA

n. 865026

Procedimento e composizione per produrre coke formato.
INSTITUTUL DE CERCETARI
METALURGIE A BUCAREST

n. 865028

Nucleo magnetico laminare per trasformatori.
THE ENGLISH CO. LTD. A LONDRA

n. 865034

Pannello porta circuiti.
HOWARD ELECTRIC IND. LTD.
A MANOR NAY BOREHAMWOOD GB

n. 86503

Interruttore bipolare infilabile stagno.
SOC. DITE CROUZET A PARIGI

n. 865042

Cassone contenitore in cemento armato precompresso per reattore nucleare di potenza.
ENEL ENTE NAZIONALE PER L'ENERGIA ELETTRICA DIREZ. STUDI E RICERCHE A ROMA

n. 865043

Sistema per la circolazione di vapore d'acqua in un reattore nucleare.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 865044

Metodo di funzionamento di un reattore refrigerato con vapore.
C. S.

n. 865045

Elemento combustibile per reattore nucleare.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.
A PITTS. PENNS. USA

n. 865047

Chiusura a tenuta idrostatica per cavità destinate a contenere reattori nucleari.
WESTINGHOUSE C. S.

n. 865049

Sistema per il riciclo di un refrigerante in un reattore nucleare.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 865052

Reattore refrigerante con vapore.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 865053

Sistema e apparecchio per la misurazione ed il controllo del tenore di tritio dell'acqua.
LANDIE E GYR A.G.
A ZUG SVIZZ.

n. 865055

Procedimento per separare plutonio da prodotti di fissione nucleare.
UNITED STATES ATOMIC

n. 865060

Meccanismo di bloccaggio per l'albero di comando d'una sbarra di regolazione di reattori nucleari.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.
A PITTS. PENNS. USA

n. 865061

Processo atto a rimuovere sostanze contaminanti da superfici di zirconio.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 865062

Materiale composito formato da leghe a base di vanadio utile come materiale per costruzione e per tubi di inviluppo in reattori nucleari.
METALLOGESSELL AKT.
A FRANCOF. S. MENO GERM.

n. 865063

Reattore nucleare con controllo della distribuzione della reattività e della potenza.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 865084

Integratore elettrochimico corrente tempo.
P.R. MALLORY AND. CO. INC.
A INDIANAPOLIS INDIANA USA

radionautica
radiodiffusione
radioamatori

di P. SOATI

Q T C

NAUTICA - RADIOFARI (parte II)

Radiofari direzionali fissi (RD) - Questo tipo di radiofaro è utilizzato per il riconoscimento della rotta, e negli atterraggi degli aerei per definire un allineamento di guida. Esso ha il vantaggio di non richiedere la presenza a bordo di un radiogoniometro essendo sufficiente un normale radoricevitore.

Il radiofaro direzionale è costituito essenzialmente da due emissioni che trasmettono sulla stessa frequenza, ed ovviamente con uguale potenza, due segnali Morse differenti fra loro ma complementari (ad esempio i gruppi **A-N, D-U, L-F, E-T**, e così via), in modo che i segnali del primo segnale corrispondano al silenzio dell'altro. Quando la nave si trova a sinistra o a dritta della rotta prefissata l'operatore di bordo ode distintamente uno dei segni (ad esempio la lettera A oppure la lettera N). Via via che la nave si avvicina alla rotta i due segnali tendono a confondersi fino a quando si fondono in una linea di **equisegnale**, cioè una linea continua (essendo per l'appunto i due segnali complementari fra loro) quando la nave si trova sulla rotta esatta o comunque in un settore ristretto che la comprende e la cui ampiezza in genere non supera i 3°.

Pertanto nei radiofari tipo RD la rotta fissata è determinata da una linea di equisegnale, che parte dal radiofaro con orientamento, cioè azimut, determinato.

Nei radiofari per l'aeronautica i **range legs** cioè le linee di equisegnale che si diramano da un radiofaro sono quattro. Essi dividono cioè l'orizzonte in quattro settori in cui si ricevono uno dei due segnali complementari. Nelle pubblicazioni ufficiali, comprese quelle relative ai radioservizi di bordo, questa suddivisione dell'orizzonte si indica dando di seguito i 4 azimut delle 4 linee di equisegnale ed intercalando le lettere che si ricevono nel settore fra due di essi consecutivi. Ad esempio la suddivisione dell'orizzonte riportata in nomenclature nel seguente modo:

15° - D - 105° - U - 195° - D - 285° - U

precisa che le linee di equisegnale hanno gli azimut di 15°, 105°, 195°, 285° e che nel settore compreso fra 15° e 105° si riceve la lettera D, nel settore fra 105° e 195° la lettera U, nel settore fra 195° e 285° la lettera D ed infine nel settore fra 285° e 15° si riceve nuovamente la lettera U.

Esistono altresì dei radiofari direzionali che unitamente al segnale radio emettono una nota acustica e

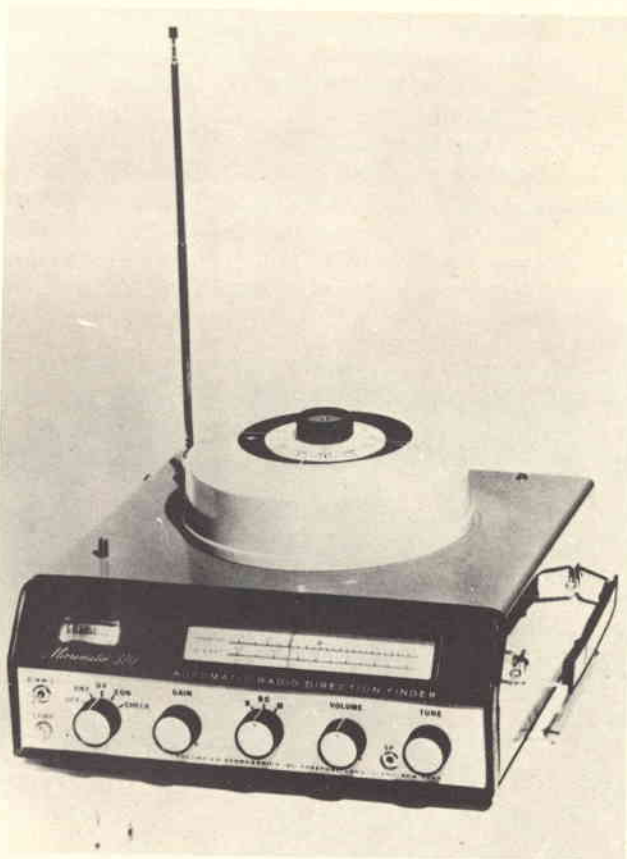


Fig. 1 - Un piccolo ed efficiente radiogoniometro portatile per imbarcazioni da diporto che permette il rilevamento dei radiofari ed altre emittenti di posizione nota. (FINDER).



Fig. 2 - Immagine di identificazione irradiata dalla stazione televisiva di Gibilterra GBC - Gibraltar Television Comm.

che sono detti a sirena oscillante che comunque non è il caso di prendere in considerazione in questa rubrica. (segue)

SIMBOLI RELATIVI ALLA CLASSE DELLE STAZIONI RADIO IN QUATTRO LINGUE (parte III)

- OD** = stazione di trasmissione dei dati oceanografici.
 station de transmission de données océanographiques.
 oceanographic data station.
 estacion de datos oceanograficos.
- OE** = stazione atta ad interrogare le stazioni di trasmissione di dati oceanografici.
 station qui interroge des stations de transmission de données océanographiques.

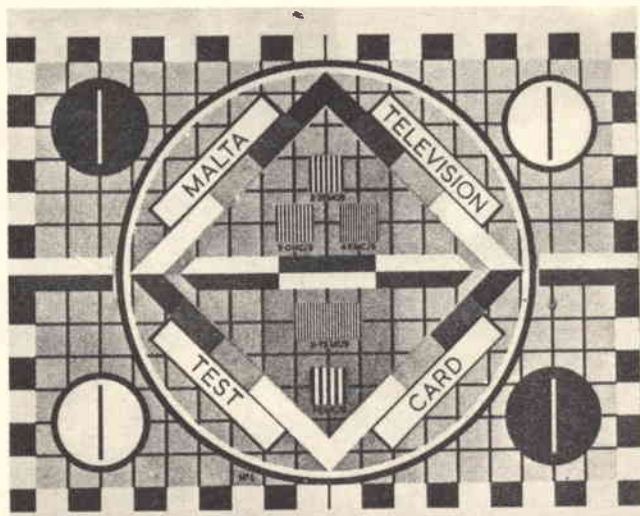


Fig. 3 - Monoscopio irradiato dalla stazione televisiva di Malta della The Malta Television Service Ltd.

oceanographic data interrogating station.
 estacion que interroga a estaciones de datos oceanograficos.

- RA** = stazione di radioastronomia.
 station de radioastronomie.
 radio astronomy station.
 estacion de radioastronomia.
- RC** = radiofaro non direzionale (circolare).
 radiophare non directionnel.
 non-directional radiobeacon.
 radiofaro no direccional.
- RD** = radiofaro direzionale.
 radiophare directionnel.
 directional radiobeacon.
 radiofaro direccional.
- RG** = stazione radiogoniometrica.
 station radiogoniométrique.
 radio direction-finding station.
 estacion radiogoniometrica.
- RM** = stazione mobile di radionavigazione marittima.
 station mobile de radionavigation maritime.
 maritime radionavigation mobile station.
 estacion movil de radionavegacion maritima.
- RT** = radiofaro girevole.
 radiophare tournant.
 revolving radiobeacon.
 radiofaro giratorio.
- SM** = stazione dei servizi ausiliari della meteorologia.
 station du service des auxiliaires de la météorologie.
 meteorological aids station.
 estacion del servicio de ayudas a la meteorologia.
- SS** = stazione che trasmette delle frequenze campione.
 station émettant des fréquences étalon.
 standard frequency station.
 estacion transmisora de frecuencias patròn.
- TC** = stazione terrena di telecomunicazione con satelliti.
 station terrienne de télécommunication par satellites.
 communication - satellite earth station.
 estacion terrena de telecomunicacion por satellite.
- TD** = stazione terrena per il telecomando spaziale.
 station terrienne de télécommande spatiale.
 space telecommand earth station.
 estacion terrena de telecomando spacial.
- TH** = stazione terrena per la ricerca spaziale.
 station terrienne de recherche spatiale.
 space research earth station.
 estacion terrena para la investigacion del espacio.
- TK** = stazione terrena per seguire il moto delle astronavi (per l'inseguimento spaziale).
 station terrienne de poursuite spatiale.
 space tracking earth station.
 estacion terrena de seguimiento spacial.

- TM** = stazione terrena di meteorologia tramite satelliti.
station terrienne de météorologie par satellites.
meteorological-satellite earth station.
estacion terrena de meteorologia por satelites.
- TN** = stazione terrena di radionavigazione tramite satellite.
station terrienne de radionavigation par satellites.
radionavigation-satellite earth station.
estacion terrena de radionavegacion por satelites.
- TR** = stazione terrena di telemisura spaziale.
station terrienne de télémessure spatiale.
space telemetering earth station.
estacion terrena de telemedida espacial.
- TS** = canale audio (televisione)
voie son (télévision).
television, sound channel.
canal de sonido (television).
- TV** = canale video (televisione).
voie image (télévision).
television, vision channel.
canal de imagen (television).



Fig. 4 - Immagine di identificazione delle stazioni televisive di Cipro della Cyprus Broadcasting Corporation.

RADIODIFFUSIONE (PER SWL) - parte III

Continua l'elenco delle stazioni di radiodiffusione nella gamma delle onde medie. Fra parentesi è indicata la potenza ufficiale in chilowatt della stazione, che raramente corrisponde a quella effettiva. L'elenco è aggiornato al 15 marzo 1973.

809 kHz, 371 m - Sevilla EAJ5 (5) E, Crowborough (400), Burghead (100), Redmoss (5), Dumfries (2), Westerglen (100) G, Skopje (1.000) YUG, Kouibychev URS (25), Jesenje Gornje (0,02) YUG. **818 kHz, 367 m** - Batra (450) EGY, Sud-radio (900) AND, Rabat (25) MRC, Trieste I. **827 kHz, 363 m** - Gorkii (50), URS, Baden-Baden (1,50), Freiburg (40), Kaiserlautern (3) Trier (3), Kiel (0,5), Koblenz (0,5) D, Barcelona EAJ1 E (20), Sofia-Vakarel (100) BUL, Oujda 2 (100) MRC, Castelo Branco (1) POR. **836 kHz, 359 m** - Granada ECS5 (2), Huelva (5), Las Palmas EAK35 (10), Palencia (2), Valencia EFE 17 (2) E, Nancy 1 (100) F, Ylivieska (10) FNL, Ponta Delgada - San Miguel (1) AZR, Berrouth (100) LBN, Vinnitza (50), Kharkov (20) URS-UKR, Vrbovec (0,05), Krusevac (10) YUG. **845 kHz, 355 m** - Roma I, Ksar Essouk (25) MRC, Elitsa (100) URS, Safed (1) ISR, **854 kHz, 351 m** - Blackburn (0,5) G, Bucuresti-Tincabesti (150) HNG, Adana (0,02) TUR, Berlin-Britz (100) D-RD, Murcia (1,25) E, Amman (15) JOR, **863 kHz, 348 m** - Erevan (150) URS, Blagoevgrad (30) BUL, Paris 1 (300) F, Sissask (1), Vukovar (1) YUG, Damas (10) SYR. **872 kHz, 344 m** - Frankfurt-Weisskirchen (150) D-RF, Zaragoza EAJ 101 (20), S. Cruz de Tenerife EFJ 57 (20), Cairo 5 (50) EGY, Pecs (15), Budapest-Lakihey (20) HNG, Leningrad (150) URS. **881 kHz,**

341 m - Berlin-Koenigswusterhausen (200) D-RD, Stavropol (25) URS, Titograd (100), Slavonski Brod (0,05), Daruvar (0,05), Knin (0,05), Krizevci (0,05) YUG, Penmon (10), Tywyn (5), Wrexham (2) G. **890 kHz, 337 m** - Ouchgorod (150) URS-UKR, Alger 2 (200) ALG, Rohrdorf B. Messkirch (0,9) D-RF, ZYYI (10) CYP, Linz (20) AUT, Bergen (10), Kristiansand (10), Trondelag (10) NOR, **899 kHz, 334 m** - Milano I, Ioshknarola (150) URS. **TCH 908 kHz - 330 m** - London-Brookmans Park (150) G, Burg, D-RD, Cluj 1 (50) ROU, Thourah (200) IRQ. **917 kHz, 327 m** - Ljubljana (135) YUG, Makhatch-Kala (50) URS, Reichenbach (5) D-RD, Coral Bay Paphos (2) CYP, Madrid EAJ 2 (20) E, Tetuan 2 (5) MRC. **926 kHz - 324 m** - Metkovic (0,05), Nis (20) Virovitica (1), Gospic (0,05) YUG, Wavre-Overijse (150) BEL, Zakyn Thos (50) GRC, Izmir (100) TUR, Ivanovo (10) URS. **935 kHz, 321 m** - Agardir (100) MRC, Berlin (10) D-RF, Lvov (350) URS-UKR, Cairo 4 (25) EGY. **944 kHz, 318 m** - Orahovica (0,05), Bor (10) YUG, Unzmarkt 1 (0,05) AUT, Plevel 2 (30) BUL, Rostov Don (35) URS, Toulouse 1 (100) F, Larissa (7) GRC, **953 kHz, 315 m** - Joannina (10) GRC, Brno (100), Plzen (15) TCH, Petrinja (0,05) YUG, Madrid EAL29 (25), Las Palmas EAJ 50 (7), Badaolona EAJ 39 (2) E. **962 kHz, 312 m** - Ehrwald 1 (0,05) Eisenerz 1 (0,05), Gmuend Kaernten 1 (0,05), Hallstatt 1 (0,05), Neukirchen-Gross (0,05), Neumarkt 1 (0,05), Obervellach 1 (0,05), Prutz 1 (0,05), Rauris 1 (0,05) St. Anton (0,05) AUT, Corca (75) ALB, Deir el Zor (60) ALB, Paris 4 (8) F, Turku 1 (100) FNL, Baile Na Wgall (1) IRL, Tunis-Djedeida (100) TUN, Kragujevac (10), Djakovo (0,05) Cakovec (0,05), Delnice (0,05) YUG, Istanbul (2) TUR. **971 kHz, 309 m** - Hamburg (300) D-RF, Smolensk (250) URS, Oldenburg (40), Bonn (5), Kleve (3), Goettingen (6) D-RF, Santander (20) E, Marrakech 1 (2) MRC. **980 kHz, 306 m** - Trieste I, Alger 1° (200) ALG, Podravska Slatina (0,05), Cacac (5) YUG, Iraklion (10) GRC, Goeteborg (150) S, Asyut (5) EGY, Alma Ata (20) URS. **989 kHz, 303 m** - Berlin-Britz



Fig. 5 - Un moderno day cruiser italiano nel quale la dotazione di un buon impianto radio è senz'altro utile.

(300) D-RF, Beyrouth (10) SYR, Madrid Majadahonda (50) E. 998 kHz, 301 m - Solent 1 G, Nigret (20) MLT, Kukes (10) ALB, Heidelberg Dossenheim (10), Buchen Wallduern (0,2) D-RF, Bilbao (20) E. 1007 kHz, 298 m - Beograd (200) YUG, Malaga (10) E, Lopik (120) HOL, Kerkyra (50) GRC.

RADIOAMATORI NOMINATIVI DEL BANGLADESH

I nominativi assegnati provvisoriamente allo stato del Bangladesh dalla UIT sono compresi fra i seguenti gruppi S2A - S3Z.

NOMINATIVI DELLE ANTILLE OLANDESI

(Antilles néerlandaises - Netherlands Antilles - Antillas neerlandesas)

PJ2AA - PJ2AZ,
PJ3AA - PJEAZ ecc.
prov. di Aruba.
PJ2BA - PJ2BZ,
PJ3BA - PJ3BZ ecc.
prov. di Bonaire.
PJ2CA - PJ2CZ,
PJ3CA - PJ3CZ ecc.
prov. di Curaçao.
PJ2EA - PJ2EZ,
PJ3EA - PJ3EZ ecc.
prov. di S. Eustatius.
PJ2MA - PJ2MZ,
PJ3MA - PJ3MZ ecc.

prov. di S. Maarten.
PJ2SA - PJ2SZ,
PJ3SA - PJ3SZ ecc.
prov. di Saba, West Indies.

Bureau QSL: Verona QSL Bureau, P.O. Box 383 - Willemstad, Curaçao - Netherlands Antille S.A.

Per Aruba: Aruba Amateur Radio Club Box 273, San Nicolas - Aruba Neth Ant.

IN BIBLIOTECA

In Inghilterra è stata pubblicata recentemente la quarta edizione del volume AMATEUR RADIO TECHNIQUES di Pat Hawker. Si tratta di un interessante volume di 256 pagine il cui costo è di 1.60 lire sterline e destinato a tutti coloro che desiderano essere aggiornati nel campo della radiotecnica. Più che di un testo didattico si tratta di un libro di idee e pertanto la sua lettura può essere utilissima ai radioamatori che conoscano la lingua inglese. Fra i principali titoli dei vari capitoli citiamo i seguenti: *I semiconduttori, componenti e montaggi, ricevitori, oscillatori, trasmettitori, bassa frequenza e modulazione, alimentazione, antenne, strumenti di misura e riparazione.*

DIPLOMA AZ, PER OM E SWL, DEL GRUPPO RADIOAMATORI ALITALIA

Il gruppo radioamatori dell'ALITALIA CLUB a partire dal 1° gennaio 1973 rilascerà dei diplomi di radio-collegamenti per OM e SWL, suddivisi nelle seguenti tre categorie:

- 1) classe JUMBO JET - 50 punti, almeno un collegamento o ascolto sulle gamme OC e VHF (escluse le stazioni estere).
- 2) classe DC-8 - 36 punti, collegamenti o ascolti in qualsiasi gamma.
- 3) classe DC-9 - 26 punti, collegamenti o ascolti su qualsiasi gamma.

Non saranno validi i collegamenti o ascolti effettuati lo stesso giorno in una stessa gamma. Per le stazioni estere i punti richiesti sono dimezzati.

Per i collegamenti effettuati sulla gamma dei 10 m ed in quella VHF, i punti saranno moltiplicati per tre.
Stazioni valide per 3 punti: AEM, BR, CYF, PSK
Stazioni valide per 5 punti: CRV, MNB, PJR, STO, UY, ZMZ.

Stazioni valide per 8 punti: IØAZI stazione jolly con nominativo speciale.

Le richieste per il rilascio del diploma AZ dovranno essere indirizzate al Centro Radioamatori ALITALIA Via Silv. Lega 25, 00125 ACILIA, Roma ed essere accompagnate da:

- 1) Log vistato dalla sezione locale o da due OM.
- 2) QSL della stazione.
- 3) 1.000 lire in francobolli, oppure due dollari od altri che 10 franchi.

IMPARIAMO A INDIVIDUARE LE ANOMALIE DEI TELEVISORI GUARDANDO LE IMMAGINI

Continuiamo in questa puntata l'esame delle anomalie di un televisore prendendo però in considerazione quelle alterazioni dell'immagine che sono dovute esclusivamente a cattiva regolazione dei comandi esterni e che perciò non sono da attribuire ad un funzionamento irregolare del televisore.

Si tratta in genere di alterazioni che possono essere dovute a qualche difetto interno che si è verificato nel circuito del televisore, comunque il tecnico, essendo a conoscenza della pluralità del fenomeno, prima di intervenire nel televisore stesso dovrà assicurarsi, durante i controlli preliminari, che esse non siano dovute ai motivi che elenchiamo qui di seguito.

In alcuni casi mostreremo anche l'immagine come si può osservare sullo schermo del televisore quando si usa, per il controllo, un generatore di barre.

1° caso

Il televisore funziona regolarmente. In questo caso il reticolo che si può osservare sullo schermo, dovuto al generatore di barre, dovrà essere simile a quello indicato in figura 2.

2° caso

Alterazione: Sopra l'immagine, che è regolare durante gli intervalli dell'audio, compaiono, durante la modulazione, delle barre che sono soggette a leggeri spostamenti in concomitanza del variare della modulazione stessa.

Causa: sintonia non perfetta del televisore.

Intervento: effettuare la corretta sintonia del televisore.

3° caso

Alterazione: la definizione orizzontale dell'immagine è molto scadente. Il fenomeno si può osservare mol-

to bene con il monoscopio nel quale le linee dei cunei verticali risultano essere separate fra loro più del normale.

Si tratta di un difetto simile alla focalizzazione deficiente, ma in quest'ultimo caso sono sfuocate anche le barre orizzontali.

Causa: anche questa alterazione è dovuta ad una sintonia non corretta del televisore, per cui le bande laterali, relative alle frequenze più elevate, vanno a cadere fuori della curva di risposta del televisore e

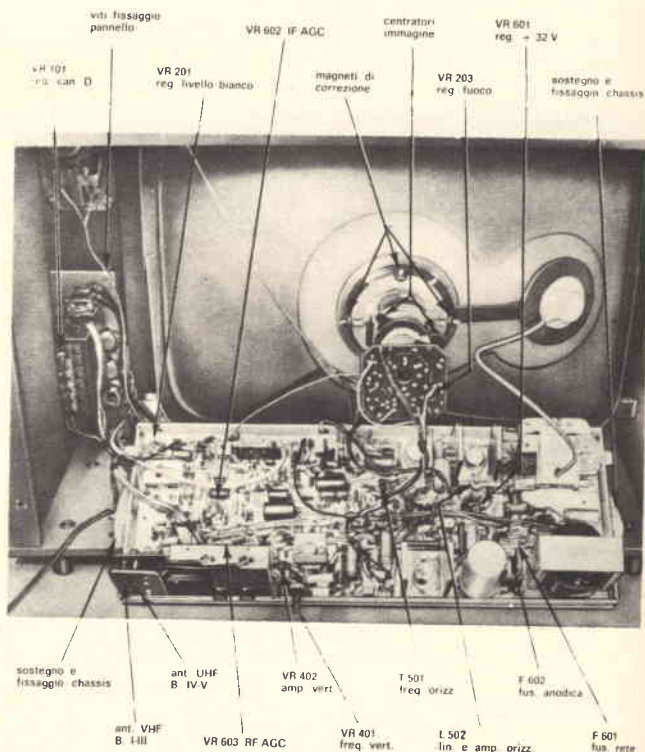


Fig. 1 - Vista dei comandi posteriori ed interni di un modernissimo televisore a semiconduttori da 24" (GBC - UT/5524).

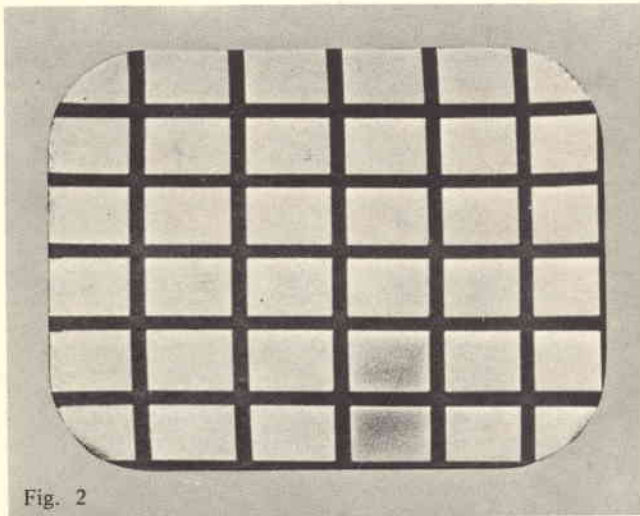


Fig. 2

pertanto sono scarsamente amplificate. Per questo motivo che la definizione orizzontale risulta essere insufficiente.

Intervento: sintonizzare accuratamente il televisore per la perfetta sintonia in modo che la definizione dell'immagine risulti regolare.

4° caso

Alterazione: l'immagine assume delle caratteristiche di rilievo che sono anche note con il nome di effetto cammeo. Essa in genere si presenta con dei bordi molto scuri lungo le superfici nere e molto chiari lungo le superfici bianche.

Causa: si tratta di un fenomeno dovuto a delle sovraoscillazioni, cioè all'overshoot, anch'esse conseguenza di una cattiva sintonia del televisore.

Intervento: eseguire la perfetta sintonia del televisore, sul segnale audio, tenendo d'occhio naturalmente anche l'immagine in modo da ottenere le migliori condizioni di ricezione.

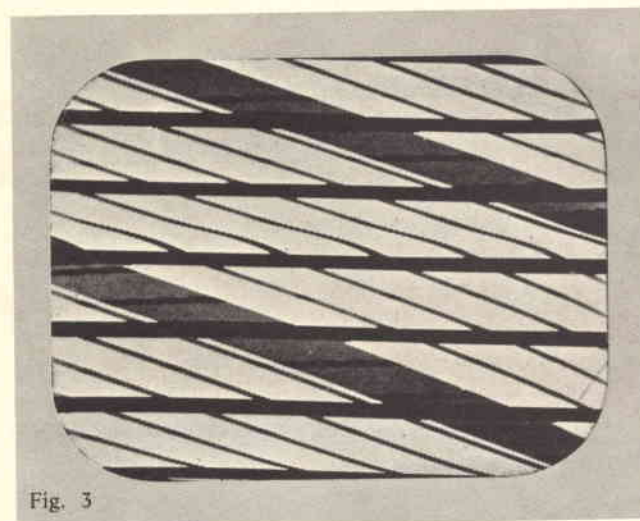


Fig. 3

5° caso

Alterazione: l'immagine tende ad inclinarsi verso sinistra (figura 3) o verso destra, disponendosi cioè trasversalmente allo schermo. Usando il generatore di barre il fenomeno assume le caratteristiche visibili in figura.

Causa: l'oscillatore della base dei tempi di riga funziona a frequenza troppo alta, ad esempio con fasce inclinate a sinistra, oppure a frequenza troppo bassa, con fasce inclinate a destra.

Ciò significa che la corrente a denti di sega, che scorre attraverso le bobine di deflessione non è in perfetta fase con il segnale ricevuto. Tale fenomeno si manifesta quando al ricevitore arriva un impulso di inizio di riga mentre il punto luminoso sullo schermo del cinescopio si trova in una posizione già avanzata rispetto al bordo laterale.

Intervento: agire sulla manopola che regola il sincronismo orizzontale, che può essere collocata anteriormente oppure posteriormente fino a quando la base dei tempi di riga si sincronizza normalmente.

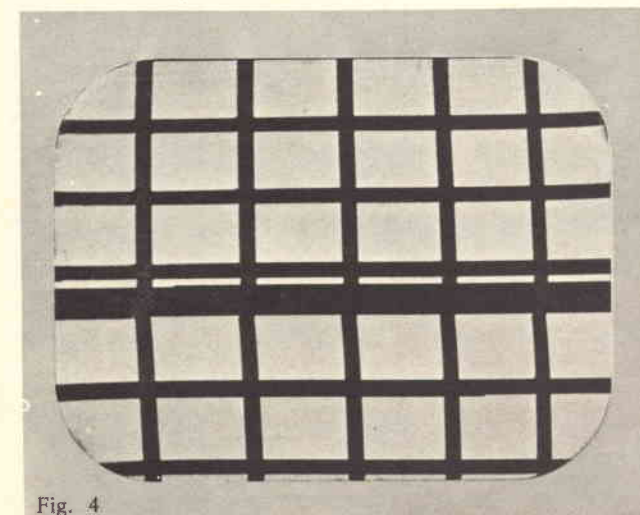


Fig. 4

6° caso

Alterazione: l'immagine scorre più o meno velocemente in senso verticale, dal basso all'alto o viceversa.

Fig. 2 - Immagine, dovuta ad un generatore di barre, che si osserva sullo schermo di un televisore funzionante perfettamente.

Fig. 3 - Mancanza di sincronismo orizzontale in un televisore.

Fig. 4 - Mancanza di sincronismo di quadro osservata mediante l'impiego di un generatore di barre. La linea orizzontale è dovuta alla soppressione di quadro del segnale video.

Causa: ciò significa che la frequenza dell'oscillatore di quadro non è regolata in modo esatto per cui il generatore base dei tempi di quadro non è sincronizzato dagli impulsi del segnale ricevuto.

Osservando l'immagine di figura 4, che è stata ottenuta con il generatore di barre, la fascia nera orizzontale è da attribuire alla soppressione di quadro del segnale video.

Intervento: occorre agire sulla manopola che regola il sincronismo verticale in modo che l'immagine ritorni perfettamente ferma.

Riferendosi al sincronismo verticale ed al sincronismo orizzontale in genere si parla di sincronizzazione della base dei tempi di quadro o di riga, ma in effetti è l'oscillatore del generatore della base dei tempi di quadro o di riga che viene sincronizzato.

7° caso

Alterazione: come mostra la figura 5 il fenomeno in questo caso è più complesso.

Infatti l'immagine scorre più o meno velocemente in senso verticale, dall'alto al basso o viceversa, ed inoltre è suddivisa in fasce inclinate a sinistra o a destra.

Nella figura in questione la mancanza del sincronismo verticale è messa in evidenza dalla fascia nera centrale mentre la mancanza di sincronismo orizzontale è indicata dalle fasce inclinate.

Causa: è evidente che l'anomalia è dovuta a cattiva regolazione della frequenza di riga e della frequenza di quadro.

Intervento: in primo luogo è consigliabile agire sul comando relativo al sincronismo orizzontale in modo da fermare l'immagine. Successivamente si agirà sul comando del sincronismo verticale. Qualora si impieghi il generatore di barre, la fascia scura centrale dovrà scomparire.

8° caso

Alterazione: l'immagine è alquanto scialba. Il nero assume una sfumatura grigiastra, come è possibile osservare in figura 6.

Causa: il comando di contrasto è mal regolato.

Intervento: è necessario regolare opportunamente il comando di contrasto fino ad ottenere un'immagine ben contrastata. Questa operazione deve essere fatta in unione alla regolazione della luminosità.

Fig. 5 - Mancanza di sincronismo verticale ed orizzontale. La mancanza del sincronismo verticale è messa in evidenza dalla solita fascia nera che si sposta verticalmente, la mancanza del sincronismo orizzontale dalle fasce inclinate.

Fig. 6 - Immagine sbiadita nella quale i neri assumono una sfumatura grigia, dovuta al comando di contrasto mal regolato.

Fig. 7 - Tipico esempio di immagine troppo bassa, dovuta ad ampiezza troppo piccola della corrente a denti di sega che circola nelle bobine di deflessione di quadro.

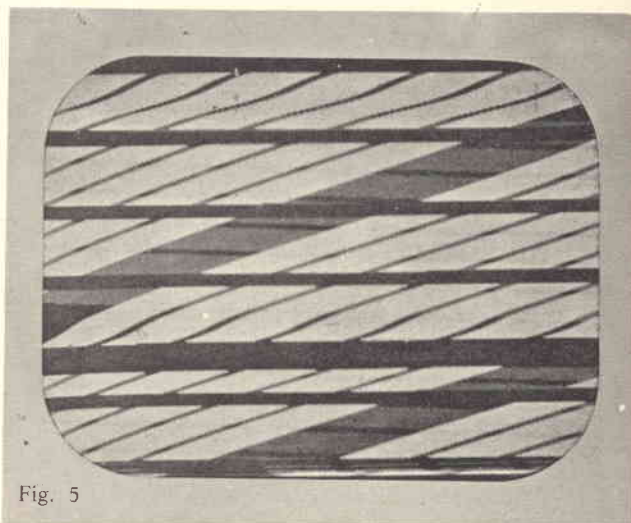


Fig. 5

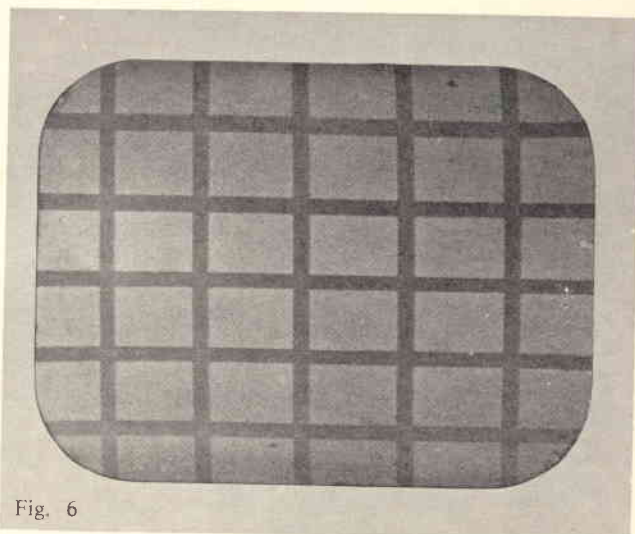


Fig. 6

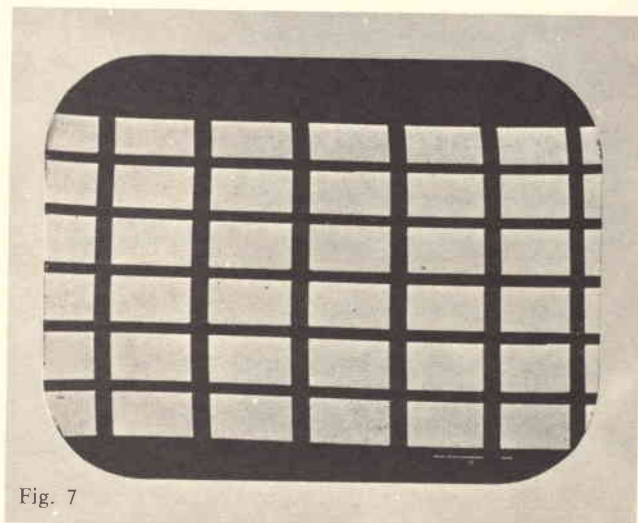


Fig. 7

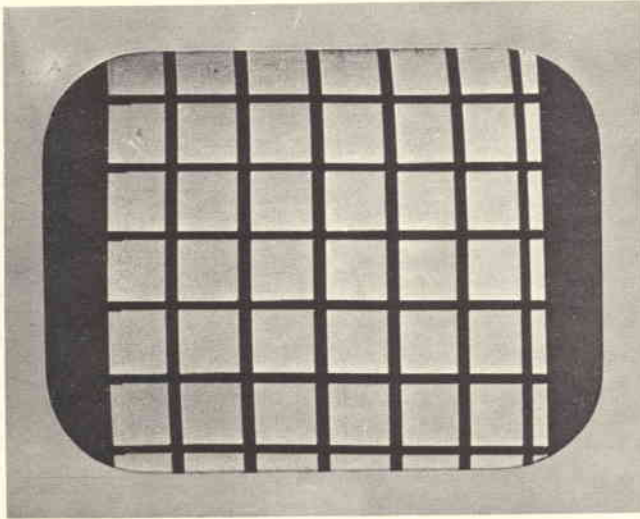


Fig. 8 - Esempio di immagine insufficientemente larga a causa della corrente a denti di sega che circola nelle bobine di deflessione di riga in quantità troppo bassa.

9° caso

Alterazione: l'immagine ha un'altezza insufficiente rispetto a quella dello schermo, figura 7, oppure è

troppo alta per essere contenuta interamente nello schermo stesso.

Causa: l'anomalia è dovuta al fatto che la corrente a denti di sega che scorre attraverso le bobine di deflessione di quadro, ha una ampiezza troppo piccola o troppo alta.

Intervento: regolare il comando di altezza di immagine che in genere è accessibile sul lato posteriore del televisore.

10° caso

Alterazione: l'immagine non è abbastanza larga, figura 8, di modo che il cerchio del monoscopio risulta essere ovale nel senso dell'altezza oppure è troppo larga ed il cerchio del monoscopio è ovale nel senso della lunghezza.

Causa: l'anomalia è da attribuire alla corrente a denti di sega che scorre attraverso le bobine di deflessione di riga la quale ha una ampiezza troppo piccola o troppo grande.

Intervento: regolare il controllo di larghezza dell'immagine che generalmente è accessibile sul lato posteriore del televisore.

A NEDDOTI

TOMMASO EDISON

nato a Milan (Ohio) nel 1847, morto nel 1931; celebre inventore americano, a cui si devono, tra le altre cose, la lampadina elettrica a incandescenza e il fonografo.

Edison possedeva una resistenza fisica al lavoro che aveva dell'incredibile. Per mesi e mesi durò a lavorare mattina e sera ininterrottamente, salvo due o tre ore concesse al sonno. Non di rado veniva fatto di trovarlo, nelle prime ore del mattino, dopo un'intera notte insonne, addormentato sul tavolo delle esperienze, con un mucchio di libri per cuscino.

E non riusciva a capacitarsi come mai gli altri non avessero la sua stessa resistenza. (L'Adriatico, 2 novembre 1931).

* * *

Nel 1912 il grande Edison cadde malato, ma, come sempre, non diede nessuna importanza al suo male. Dietro le insistenze dei familiari tuttavia acconsentì alla fine a chiamare un medico. Questi

venne, auscultò l'illustre infermo, e dopo aver prescritto una pozione, se ne andò. Edison mandò subito a comprare la pozione; ma quando questa giunse, con meraviglia di tutti, egli aprì la finestra e la gettò via.

— Che cosa mai avete fatto? — lo rimproverarono amici e parenti.

— Cari miei, — disse allora Edison — bisogna che i medici vivano, ed ecco perchè io l'ho chiamato ed ho pagato la sua visita; poi ho mandato a comprar la medicina, perchè anche i farmacisti debbono vivere, poveretti. Ma finalmente bisogna che viva anche io, ed ecco perchè ho gettato la medicina dalla finestra. (Manuel général, 9 marzo 1935).

* * *

Essendo sempre assorto nei suoi studi, era molto distratto. Si racconta che un giorno, tornando da un viaggio in treno, lamentasse un po' di nausea, causatagli dal fatto di aver dovuto viaggiare con la schiena rivolta verso la locomotiva.

— Ma perchè — gli chiese la moglie — non hai domandato per favore al viaggiatore che avevi di faccia di cederti il suo posto?

— Non ho potuto farlo, perchè nello scompartimento ero solo. (Corriere della sera).

* * *

Ma la sua maggior distrazione fu che la sera delle nozze dimenticò di aver preso moglie. Dopo il banchetto nuziale, avvertì che doveva andar per un momento nel suo laboratorio, dove aveva lasciato a bollire non so che preparato. Ma una volta nel laboratorio e sprofondato nel suo lavoro scientifico, fu tanto assorto dagli esperimenti, che vi trascorse tutta la notte: la prima notte di nozze! (Scarlati, Et ab hic et ab hoc).

* * *

Un curioso domandò un giorno a Edison:

— Signore, siete stato voi che avete fabbricato la prima macchina parlante?

— Oibò! — rispose l'inventore — la prima macchina parlante è stata fatta molti e molti secoli fa con la costola di Adamo. (Van Der Velde, Anecdotes musicales).

lo strumento
+ economico

PRESTEL



IL MISURATORE DI CAMPO **6T4G** è indispensabile per:

Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.

PRESTEL

s.r.l. - C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

Il misuratore di campo può essere acquistato presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia. (TS/3140-00)



**Prodotti chimici di elevata
qualità realizzati esclusivamente
per l'industria elettronica.**



1260 Ralph Avenue - Brooklyn, New York 11236 - Tel. 212/NA 9-1300

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C. IN ITALIA



**questo mese
parliamo di...**

di P. SOATI

I PONTI CALDI

In Italia i ponti caldi teoricamente dovrebbero essere proibiti, ma in effetti, in questi ultimi tempi, hanno avuto un notevole sviluppo sia perché la RAI non ha provveduto, come sarebbe stato necessario, a servire le zone più difficili, sia perché la presenza nelle zone di confine di alcuni emettitori esteri che trasmettono programmi più interessanti dei nostri, ed anche meno faziosi, ne hanno suggerito l'installazione ad alcune ditte specializzate in merito. In questo caso più che di ponti caldi si dovrebbe però parlare di ripetitori veri e propri dotati di convertitore di frequenza.

I ponti caldi usati in TV possono essere di due tipi distinti:

- a) ponti in cui il segnale dopo essere stato ricevuto tramite una apposita antenna è amplificato e ritrasmesso sullo stesso canale, nella direzione della zona che deve essere servita.
- b) ponti nei quali il segnale ricevuto viene prima convertito in un altro canale, e, dopo averlo amplificato, avviato all'antenna che deve ritrasmetterlo.

Una condizione che si deve assolutamente rispettare nell'impiantare i ponti caldi è quella di avere alla uscita degli amplificatori dei segna-

li puri, cioè assolutamente privi di rumore o di soffio.

Un impianto del primo tipo oltre dall'antenna che, come abbiamo detto, dovrà essere diretta con la massima precisione verso il trasmettitore TV, comprende un amplificatore dotato di controllo automatico di guadagno il quale è preceduto da un preamplificatore a basso rumore, qualora il segnale ricevuto abbia una intensità di campo inferiore a $1,5 \div 2$ mV. In linea di massima è sufficiente un preamplificatore ad un transistor se però il segnale ha un valore al di sotto di $500 \mu\text{V}$ è consigliabile lo

impiego di amplificatori a due o tre transistori.

Il livello di uscita dell'amplificatore dovrà essere tale da consentire la perfetta copertura della zona che si desidera servire, tenendo presente che la distanza che si può superare con un ponte di questo genere è legata, oltre al guadagno delle antenne per l'appunto al valore di tale livello.

E' opportuno tenere presente che il rendimento del ponte dipende anche dalla frequenza usata; esso infatti è maggiore per le frequenze più basse.

Nell'eseguire l'installazione di un

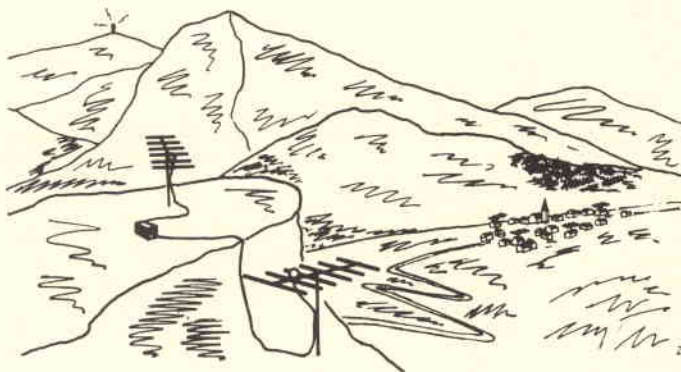


Fig. 1 - Tipico esempio di ponte caldo televisivo. L'antenna ritrasmittente oltre ad essere schermata dalla collinetta è disposta a 90° rispetto all'antenna ricevente del ponte.

ponete caldo, si dovrà provvedere a fare arrivare nel luogo prescelto la tensione a 220 V che servirà per alimentare gli amplificatori.

Allo scopo di ridurre al minimo possibile ed evitare inneschi, il collegamento fra i vari elementi, antenne ed amplificatore sarà effettuato con cavo coassiale a 75 Ω del tipo a minima perdita, poiché esso non subisce alterazioni delle sue caratteristiche in presenza di qualsiasi fenomeno atmosferico come pioggia, neve, nebbia ecc.

Le due antenne, quella ricevente e quella trasmittente, dovranno essere collocate a notevole distanza possibilmente non meno di 50 m, ed in modo che, sfruttando le anfrattuosità del terreno, siano schermate l'una rispetto all'altra.

Qualora l'installazione sia effettuata in zone piatte in cui non è

possibile attuare detta schermatura sarà opportuno collocare le antenne in modo che esse si trovino disposte a 90° l'una dall'altra, posizione questa che permette di ottenere il massimo disaccoppiamento.

Talvolta si può verificare il caso che la località che si deve servire riceva direttamente dal trasmettitore dei segnali molto deboli che quasi sempre sono riflessi da ostacoli circostanti, ciò potrebbe essere nocivo per un regolare funzionamento del ponte ed in questo caso è consigliabile cambiare la polarizzazione dell'antenna trasmittente e di conseguenza quella delle antenne riceventi che ricevono i suoi segnali. Se ad esempio la polarità del trasmettitore è del tipo orizzontale quella dell'antenna ritrasmittente e quella delle antenne riceventi dovrà essere verticale.

Il numero degli elementi dell'antenna trasmittente, oltre alla distanza che si desidera superare, è legato anche all'ampiezza della zona che deve servire, pertanto, il numero dei suoi elementi potrà variare da un minimo di tre ad un massimo di 25 in modo da ottenere delle variazioni angolari comprese fra 65° e 18°.

Qualora la soluzione di cui sopra non sia possibile è necessario ricorrere alla seconda soluzione. Un impianto di questo genere comprende:

- l'antenna ricevente che, anche in questo caso, sarà rivolta verso il trasmettitore.
- un convertitore di canale ed un amplificatore di potenza, con controllo automatico di guadagno, che si farà precedere da un preamplificatore nei casi che abbiamo indicato in precedenza.
- da un'antenna che funge da ritrasmittente diretta verso la zona da servire.

In linea di massima è consigliabile ricorrere alla conversione di frequenza soltanto quando ciò sia assolutamente necessario e cioè qualora i sistemi ad amplificazione diretta siano insufficienti ad eliminare le immagini riflesse o diano luogo ad altri inconvenienti.

La conversione d'altra parte può essere utile in altre occasioni specialmente quando si desidera, ad esempio, aumentare la portata di ritrasmissione. Infatti se la conversione è effettuata sui canali più bassi, l'uso di una frequenza inferiore permette, come abbiamo già detto di ottenere un migliore rendimento dell'impianto e ciò in definitiva corrisponde all'aumento della portata.

A titolo di esempio precisiamo che se si utilizzano in trasmissione e nei vari posti riceventi delle antenne identiche, si può superare la distanza di circa 3 km, con antenne a quattro elementi in banda prima, antenne a sei elementi in banda terza ed antenne a dieci elementi in banda quarta, purché all'uscita dell'amplificatore si abbia un segnale maggiore di 1 V e nei posti riceventi un segnale dell'ordine di 200 ÷ 250 μ V. Tale distanza ovvia-

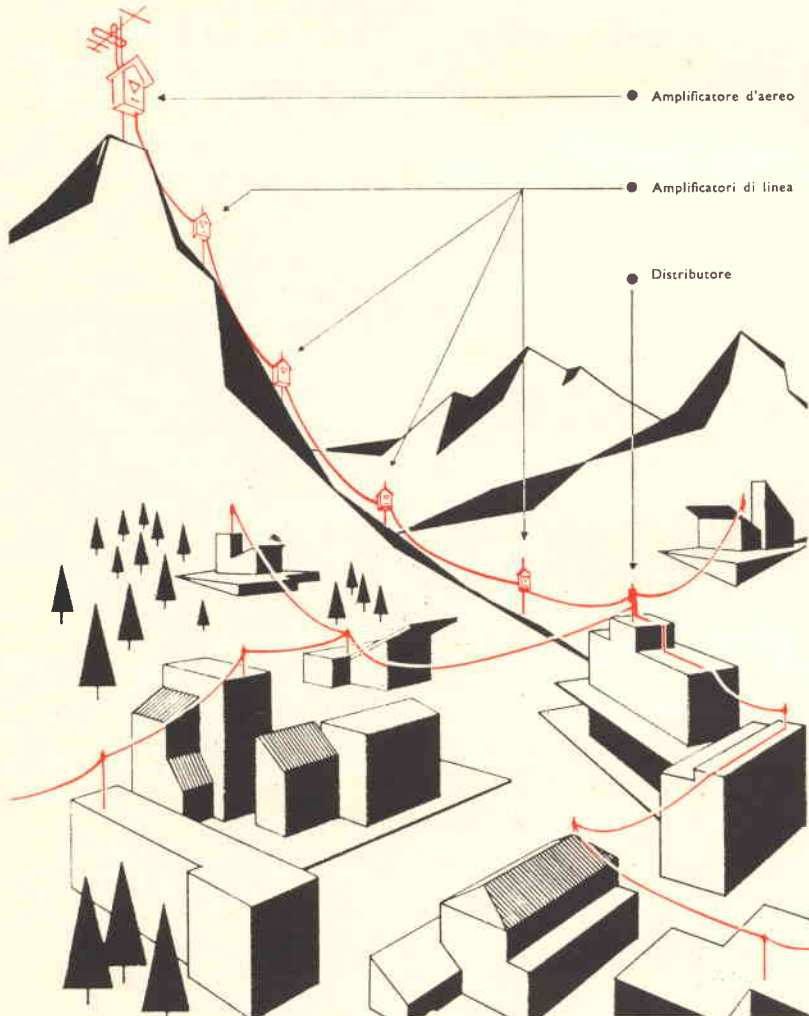


Fig. 2 - Esempio di località schermata da zone montuose rispetto al trasmettitore con antenna ricevente collocata a distanza. Il collegamento alle varie abitazioni viene effettuato secondo i criteri che regolano gli impianti multipli.

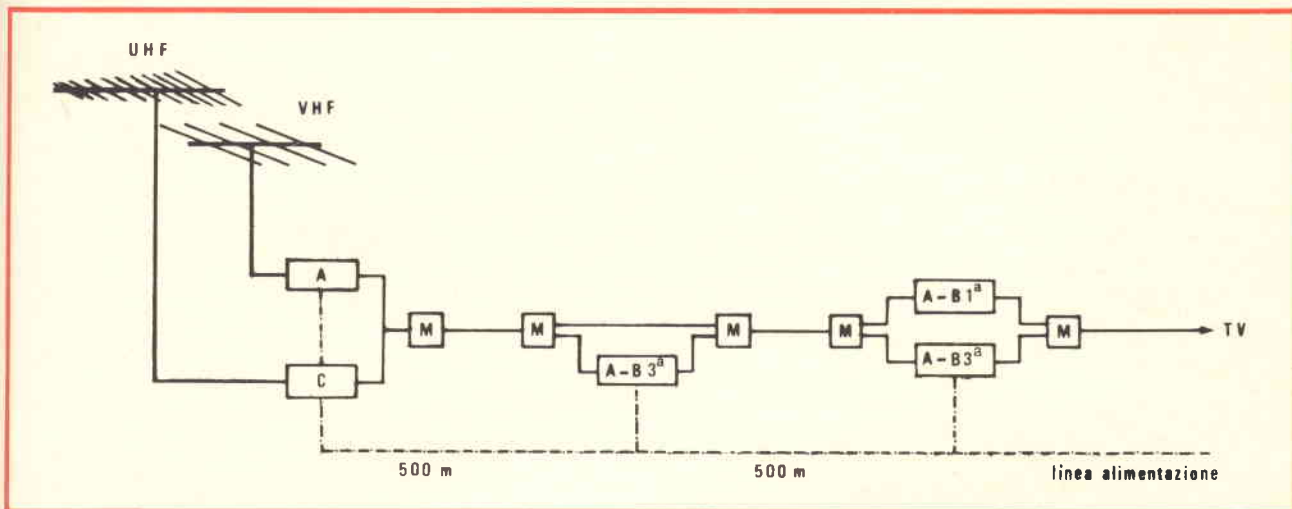


Fig. 3 - Schema a blocchi di un impianto simile a quello di figura 2 per la ricezione dei due canali VHF e UHF. A = amplificatore, B = convertitore, M = miscelatore. A-B1 = amplificatore banda 1°, A-B 3° = amplificatore banda 3°.

mente può essere aumentata utilizzando degli amplificatori di maggiore potenza i quali però, come si è precisato, dovranno dare in uscita dei segnali puri privi di rumore.

TRASPORTO MEDIANTE LINEE DEI SEGNALI TV

Frequentemente in talune zone isolate e situate in località in cui il campo em dei segnali ricevuti è molto debole, come si verifica frequentemente nelle valli circondate da zone montagnose, anziché ricorrere all'installazione dei ponti caldi può essere più opportuno collocare l'antenna molto distante dal posto o dai posti riceventi. In questo caso la linea di alimentazione può essere lunga alcune centinaia di metri od anche qualche chilometro.

Se la distanza non supera i due

o trecento metri entrambi i segnali, cioè quello VHF e quello UHF, possono essere trasportati direttamente usando cioè due linee distinte, ma se la distanza è maggiore è consigliabile impiegare un convertitore che provveda a trasformare la componente UHF in VHF diminuendo tanto le perdite quanto il costo dell'impianto. In genere questo tipo di conversione viene effettuata in banda prima ed in banda terza.

Come linea di alimentazione si dovrà impiegare sempre del cavo coassiale da 75 Ω , del tipo a minima perdita, per le ragioni già esposte.

Lungo la linea di alimentazione si dovranno inserire degli amplificatori i quali saranno alimentati dallo stesso cavo coassiale, se la lunghezza dell'impianto è limitata, mentre dovranno essere alimentati

con apposita linea a bassa tensione, in corrente alternata, se il percorso è piuttosto lungo. Naturalmente questo impianto di alimentazione dovrà essere adeguato alle norme di legge.

La distanza degli amplificatori sarà, calcolata in funzione delle perdite del cavo coassiale e del guadagno degli amplificatori stessi.

Da tenere presente che l'attenuazione che si ha in banda terza è il doppio di quella relativa alla banda prima e pertanto se per la banda prima è sufficiente installare un amplificatore ogni 1.000 m. per la banda terza, come mostra la figura 3, ne sarà necessario uno ogni 500 m.

In un impianto di questo genere il collegamento ai televisori sarà eseguito attenendosi agli stessi criteri che regolano gli impianti multipli.

POTENZIOMETRO RETTILINEO COMPENSATORE DI METALLO CERAMICO

Un potenziometro di tipo rettilineo da 19 mm è venuto ad inserirsi nell'assortimento di elementi compensatori di cermet (Ceramica-metallo) costruiti dalla «Electrosil Limited, P.O. Box 37, Pallion, Sunderland, County Durham, Inghilterra», ed è complementare della sua versione preesistente avvolto con filo. Entrambi gli elementi sono disponibili con configurazioni alternative delle spine e con aggiustamenti a ruota alettata.

La pista di resistenza in cermet inclusa nel nuovo potenziometro utilizza un sistema ad inchiostro che fornisce un intervallo di resistenza da 100 Ω a 2 M Ω e un coefficiente di resistenza migliore di 100 ppm per °C. Una caratteristica speciale dell'inchiostro consiste nella sua superficie a bassa resistenza di contatto, che permette di eliminare la necessità di lucidare la pista e di utilizzare contatti a diti multipli, pur fornendo eccellenti livelli di variazione della resistenza di contatto inferiore a 3 Ω (3% della resistenza totale).

Il potenziometro è montato su una intelaiatura a scheletro che permette l'esame visivo prima che l'apparecchio sia definitivamente chiuso a tenuta nella sua cassa metallica.

Il suo comportamento preciso in condizioni ambientali variabili è garantito dall'impiego di mezzi di tenuta ad anello toroidale ed epossidici.

undicesima parte

I SEMICONDUTTORI

L' invenzione del transistor ha provocato una vera e propria rivoluzione nel campo dell'elettronica dando luogo alla scomparsa pressochè totale dei vecchi tubi elettronici. Questa rivoluzione, che ha reso possibile la fabbricazione di un componente meno ingombrante, più leggero, più flessibile, più economico e di maggior resistenza, non ha fatto altro che preludere ad una rivoluzione molto più fondamentale: l'apparizione dei circuiti integrati monolitici.

I circuiti integrati formano dei moduli completi che tendono poco a poco a diventare componenti base dei circuiti elettronici, in sostituzione dei vecchi componenti discreti: in questo campo l'ultima parola non è ancora stata detta; la prossima tappa infatti, sarà il collegamento di un grande numero di circuiti integrati monolitici per formare un sistema elettronico completo su una

sola piastrina di silicio. E' questa la tecnologia detta d'integrazione d'insieme, o d'integrazione su grande scala (LSI). In seguito, altri sviluppi - ancora impensabili - saranno forse ancora possibili ...

Questo articolo descrive le principali tecniche impiegate per la fabbricazione dei circuiti integrati monolitici al silicio. In particolare l'articolo analizza come vengono formati nei circuiti integrati i diversi componenti elettronici necessari, e come essi vengono collegati per formare un circuito elettronico completo su una piastrina di silicio di piccole dimensioni.

Uno dei principali e costanti sforzi nel campo elettronico è sempre stato quello di ottenere la più elevata miniaturizzazione possibile dei componenti e del materiale. Questa tendenza è stata favorita in larga misura dalla seconda guerra mondiale, che ha creato la necessità, sempre più pressante, di disporre

di un materiale portatile e leggero specialmente in aeronautica. Dopo la guerra, la scoperta del transistor e dei diodi a semiconduttore ha stimolato la produzione di componenti passivi miniaturizzati: resistori, condensatori, ecc. La combinazione di tutti questi elementi su delle piastre a circuito stampato di dimensioni sempre più ridotte ha permesso di ridurre fortemente l'ingombro, il peso e il consumo di materiale elettronico. Sebbene di piccole dimensioni il materiale risultante era sempre realizzato secondo gli stessi principi, esso, in pratica era costituito da un insieme di singoli elementi fra loro ben distinti - si potrebbe dire che si trattava di micro-cablaggi. Una riduzione ancora più importante non poteva attuarsi se non seguendo principi del tutto originali che hanno condotto a ciò che si suole definire la micro-elettronica.

La micro-elettronica si divide in

due gruppi principali di circuiti:

1) Circuiti integrati monolitici al silicio.

Sono i veri circuiti integrati, nei quali i componenti, siano essi attivi o passivi, vengono formati simultaneamente su una piastrina di silicio di piccole dimensioni grazie alla tecnica di diffusione planare. I collegamenti tra i componenti si effettuano il più delle volte deponendo, per evaporazione sotto vuoto, dei conduttori metallici sulla superficie della piastrina di silicio, isolata per ossidazione.

2) Circuiti a film.

Sono dei circuiti elettronici micro-miniaturizzati realizzati formando direttamente i componenti elettronici passivi e i collegamenti sulla superficie di un substrato isolante. Ne esistono due tipi: i circuiti a film sottile e i circuiti a film spesso.

I componenti passivi (resistenze e condensatori) nei circuiti a film sottili vengono formati, così come l'insieme dei collegamenti, per evaporazione sotto vuoto su un substrato di vetro o di ceramica. I componenti attivi (transistori e diodi) vengono formati, su distinte piastrine di silicio che sono fissate in posizione convenientemente scelte nel complesso, e quindi collegate.

La tecnologia dei circuiti a film spesso non è molto divisa da quella dei circuiti a film sottile, poiché anche in questo caso gli elementi attivi a semiconduttori vengono realizzati separatamente e poi collegati al circuito. Tuttavia, in questo caso, gli elementi passivi e l'insieme dei collegamenti vengono ottenuti per serigrafia su un substrato di ceramica.

Oltre a questi due tipi fondamentali di circuiti micro-elettronici ne esistono altri due che in effetti, sono combinazioni delle tecniche precedenti.

a) Circuiti a piastrine multiple.

In questo caso i componenti attivi e passivi vengono realizzati su delle piastrine distinte di materiale semiconduttore che sono in seguito fissate su un supporto comune e collegate per termocompressione a mezzo di fili d'oro di piccolissimo diametro.

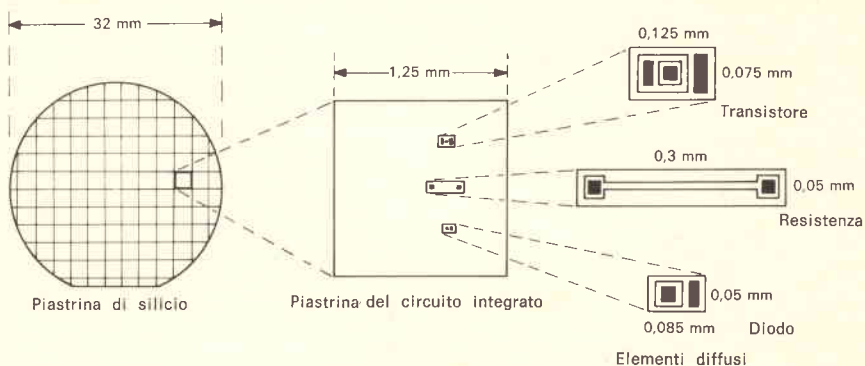


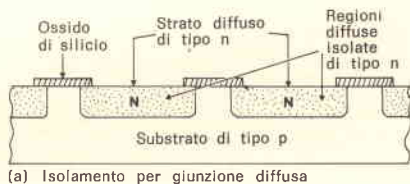
Fig. 1 - Circuiti integrati - dimensioni e disposizioni abituali.

b) Circuiti integrati ibridi.

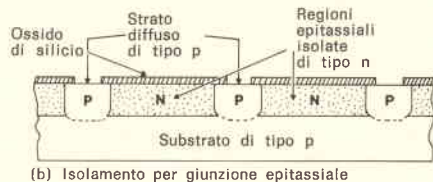
Essi combinano le tecniche dei circuiti monolitici e quelle dei circuiti a film sottile, i componenti attivi vengono dapprima formati su una sola piastrina di silicio la cui superficie è isolata per ossidazione, poi i componenti passivi e la rete di collegamenti sono depositate per evaporazione sulla superficie d'ossido di silicio.

Si utilizzano sovente i termini microelettronica e circuiti integrati, per esprimere lo stesso concetto ma, per essere corretti, bisognerà ricordare che la qualificazione di micro-

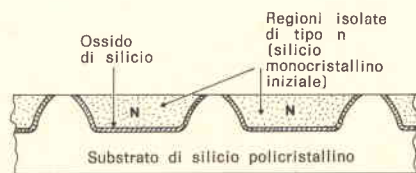
elettronica si riferisce, in generale, a tutti i componenti o collegamenti di piccolissime dimensioni, sia a film sottile, film spesso o semiconduttori. Un circuito integrato costituisce un aspetto particolare della microelettronica: esso, infatti, è un circuito realizzato formando e collegando diversi elementi in seno di una singola struttura monolitica che non può essere divisa senza essere distrutta. E' dunque evidente che i circuiti integrati costituiscono un aspetto particolare della microelettronica, ma che quest'ultima non utilizza necessariamente dei circuiti integrati. In questo articolo viene posto l'accento sui circuiti integrati monolitici, fabbricati su una sola piastrina di silicio di piccole dimensioni, le cui dimensioni sono comprese tra quelle di un quadrato di 0,6 mm di lato e quelle di un rettangolo di 1,5 mm per 4,5 mm.



(a) Isolamento per giunzione diffusa



(b) Isolamento per giunzione epitassiale



(c) Isolamento per strato d'ossido di silicio

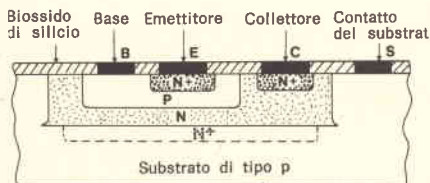
Fig. 2 - Isolamento degli elementi costituenti un circuito integrato.

CIRCUITI INTEGRATI MONOLITICI AL SILICIO

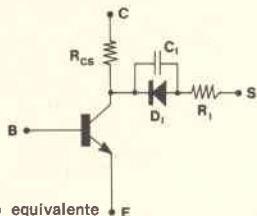
La tecnologia dei circuiti integrati monolitici si è sviluppata partendo dal procedimento della diffusione planare sul silicio.

Si sa che, in questo procedimento, tutte le tappe successive hanno luogo sulla superficie di una piastrina di silicio, e che anche tutti i contatti vengono realizzati su questa superficie, per mezzo, generalmente, di una griglia metallica di «cablaggio» depositata su uno strato isolante d'ossido di silicio che ricopre l'insieme della piastrina. Le disposizioni dei diversi elementi sono studiate in modo che essi possano essere creati simultaneamente;

in effetti, il dettaglio delle operazioni consecutive di diffusione dipende dal numero e dal tipo dei transistori necessari, e i valori e i tipi di diodi, di resistori e di condensatori vengono scelti in modo di poterli formare per diffusione,

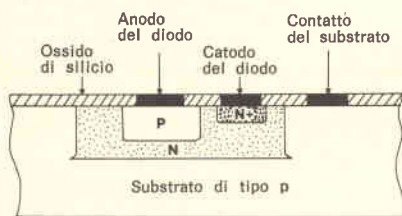


(a) Struttura diffusa

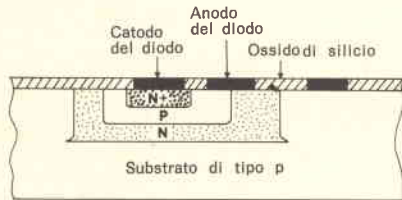


(b) Circuito equivalente

Fig. 3 - Realizzazione e circuito equivalente di un transistor in un circuito integrato.



(a) Diodo collettore-base



(b) Diodo emettitore-base

Fig. 4 - Realizzazione di diodi in un circuito integrato.

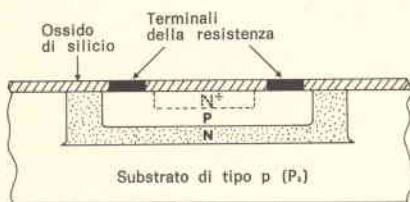


Fig. 5 - Resistenza diffusa di tipo «p».

contemporaneamente ai transistori. Partendo da una piastrina di silicio avente un diametro di circa 30 mm e uno spessore dell'ordine di 0,25 mm, essa viene sottoposta a differenti tappe d'ossidazione selettiva e di diffusione seguendo le tecniche planari descritte nell'ottava parte di questa serie di articoli. Le dimensioni e la disposizione di ogni componente sia attivo che passivo sono determinate con grande precisione con delle mascherine in «photoresist» che permettono di agire esclusivamente su zone convenientemente scelte dello strato superficiale della piastrina; si sa che l'ossido di silicio protegge efficacemente contro la diffusione di droganti; è dunque sufficiente alzare lo strato di ossido in certi punti ben determinanti per formare per diffusione localizzata i componenti scelti. Alla fine di ogni ciclo di diffusione, sulle regioni diffuse, viene realizzato un nuovo strato superficiale d'ossido di silicio. Così facendo, dopo un certo numero di cicli, vengono realizzati tutti i componenti sulla piastrina di silicio, che è essa stessa ricoperta integralmente da uno strato isolante d'ossido di silicio.

La tappa successiva consiste nel tagliare convenientemente questo strato e nel depositare una rete formata da una lega d'oro e di molibdeno, o d'alluminio, in modo di assicurare il contatto con i componenti e realizzare la griglia di cablaggio assicurante l'interconnessione degli elementi a completamento del circuito elettronico desiderato.

Come per la fabbricazione dei transistori «planari» queste fasi di lavorazione hanno luogo su delle piastrine di silicio di grandi dimensioni sulle quali si riproduce lo stesso circuito in un gran numero di esemplari.

E' così che un circuito integrato che utilizza una piastrina quadrata di sole 1,25 mm di lato viene realizzata in circa 350 esemplari su un'unica piastrina di silicio di grandi dimensioni, ogni circuito può contenere fino a 50 elementi distinti. Tutto è illustrato in figura 1.

Quando la fabbricazione della piastrina è terminata essa viene ritagliata in piastrine piccolissime con sistemi abituali, si monta ogni piastrina in un contenitore, si eseguono

i necessari collegamenti con i terminali di uscita del contenitore e si chiude ermeticamente l'insieme. Poichè ogni piastrina di silicio costituisce un circuito completo interamente cablato, le sole connessioni da eseguire sul contenitore sono l'ingresso, l'uscita e le diverse alimentazioni.

FORMAZIONE DEI COMPONENTI DIFFUSI

Tenuto conto dell'importanza che riveste il comprendere bene il metodo di fabbricazione di ogni componente, sia esso attivo o passivo è utile descrivere come avviene la realizzazione di ogni singolo componente. A tale scopo è necessario in primo luogo segnalare una tappa particolarmente importante della realizzazione dell'insieme: tutti i componenti che sono formati sulla stessa piastrina conduttrice di silicio, devono essere isolati tra loro, malgrado il substrato di silicio, affinché i collegamenti si effettuino esclusivamente sulla superficie. Questo importante problema è stato risolto in vari modi, diversi dei quali qui di seguito vengono analizzati i più importanti.

TECNICA D'ISOLAMENTO

Il primo metodo, detto d'isolamento attraverso diodo, sfrutta la resistenza inversa elevata di una giunzione p-n. Si utilizza inizialmente un substrato di tipo p, si diffonde quindi, per ogni componente, una regione di tipo n, come mostra la figura 2a. Le polarizzazioni dei diversi elementi del circuito sono scelte in modo che ciascuna di queste giunzioni d'isolamento siano polarizzate inversamente, affinché ogni giunzione d'isolamento presenti una resistenza elevata che isola tra loro la regione di tipo p e l'elemento che è formato sopra. Un'altra tecnica di isolamento attraverso diodo utilizza come punto di partenza una piastrina epitassiale costituita da un substrato di tipo p ricoperto da uno strato epitassiale di tipo n. Le regioni isolate sono delimitate diffondendo dei canali stretti di tipo p che attraversano lo strato epitassiale e che congiungono il substrato di

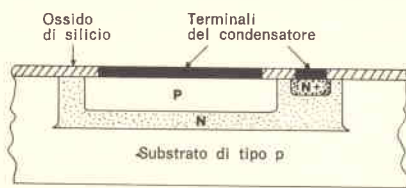
tipo p. Si divide così lo strato epitassiale di tipo n in regioni isolate sulle quali sono in seguito formati i diversi componenti. La figura 2b mostra il risultato di queste operazioni.

Un metodo di isolamento più recente consiste nel disporre uno strato di ossido di silicio intorno ad ogni elemento come mostra la fig. 2c. Si parte, ancora, da una piastrina di silicio monocristallino di tipo n, e si formano delle «mesa» sulla superficie relativa agli spazi riservati ad ogni elemento. La superficie superiore della piastrina di silicio, ivi comprese le mesa, è successivamente ossidata in modo da formare uno strato d'ossido di silicio, a questo punto del silicio policristallino viene posato sull'ossido in un reattore epitassiale.

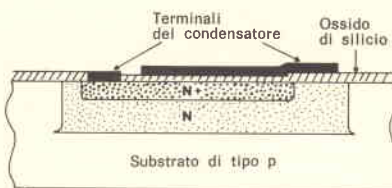
La piastrina viene finalmente invertita, e il monocristallo di tipo n viene eliminato fino al livello degli isolotti o «mesa», per cui rimangono solo le sommità; ogni mesa è dunque effettivamente isolata da uno strato isolante di ossido di silicio sostenuto da un substrato isolante di ossido di silicio policristallino.

FORMAZIONE DEI TRANSISTORI NEI CIRCUITI INTEGRATI

I procedimenti di fabbricazione dei circuiti integrati sono molto simili a quelli che si utilizzano per realizzare i transistori planari. In effetti, la differenza principale tra la fabbricazione di un transistor planare classico e di un transistor per circuito integrato proviene dal fatto che, in quest'ultimo caso, è necessario fare in modo che il contatto del collettore venga posto sulla superficie dell'insieme a fianco dell'emettitore e della base. La fig. 3a illustra il caso generico di una simile disposizione. Dopo la diffusione dell'isolante viene diffuso del boro per formare la regione di base del tipo p, quindi del fosforo per costituire la regione di emettitore di tipo n+ a concentrazione elevata. Durante la fase di formazione dell'emettitore, si diffonde un'altra regione di tipo n+ nella regione di collettore di tipo n per realizzare



(a) Condensatore a giunzione



(b) Condensatore metal-ossido

Fig. 6 - Realizzazione di condensatori in un circuito integrato.

sulla superficie superiore un contatto di lieve resistenza con il collettore. Il contatto del collettore è necessario per realizzare le connessioni di «cablaggio», ma esso aumenta la resistenza serie del collettore, poichè la corrente del collettore deve attraversare la regione stretta del collettore di tipo n, prima di arrivare al contatto. Ne risulta un aumento debole, ma non trascurabile, della tensione di saturazione del collettore in rapporto a un transistor planare classico. Si può eliminare questo inconveniente diffondendo selettivamente uno strato di tipo n a debole resistenza

nel substrato, prima della crescita epitassiale dello strato di tipo n, assicurando così un passaggio a breve resistenza tra la regione attiva e il contatto del collettore, come mostra nella parte tratteggiata la fig. 3a.

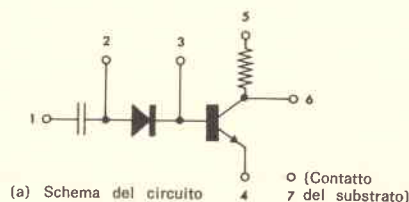
Come si è visto prima, l'isolamento è assicurato portando il substrato ad un potenziale tale che il diodo d'isolamento sia polarizzato in modo inverso.

Il circuito equivalente di un transistor integrato, tenuto conto del diodo d'isolamento D_s è rappresentato nella fig. 3b. Il diodo possiede nello stesso tempo in parallelo con la sua giunzione una capacità parassita C_s e, in serie con l'insieme, una resistenza parassita R_1 dovuta alla resistenza del materiale che costituisce il substrato e posta tra la regione attiva del transistor e il terminale di uscita del substrato.

La resistenza R_{cs} è la resistenza interna della regione del collettore tra la giunzione collettore-base e il terminale del collettore.

Poichè ogni componente possiede una giunzione d'isolamento, l'isolamento tra due elementi è doppio, ma non bisogna trascurare l'effetto della capacità parallela delle giunzioni, che diminuisce questo isolamento in alta frequenza o in regime transistorio.

Il prossimo articolo chiarirà come si possano realizzare altri tipi



(a) Schema del circuito

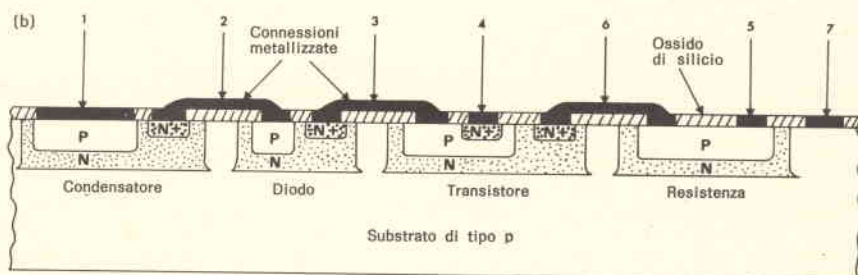


Fig. 7 - Struttura di un circuito integrato.

di transistori come il MOST, nei circuiti integrati.

DIODI

I diodi sono realizzati formando delle giunzioni p-n durante le tappe di diffusione dei transistori. I due elettrodi del diodo sono portati in superficie, al contrario dei diodi normali nei quali il contatto si fa da ogni parte della piastrina.

I diodi possono essere realizzati sia contemporaneamente alle giunzioni collettore-base dei transistori, sia contemporaneamente alle giunzioni base-emettitore. La fig. 4a rappresenta un diodo diffuso contemporaneamente alla giunzione

collettore-base. La regione anodica del diodo di tipo p, è formata durante la diffusione della base dei transistori. Questo tipo di diodo è largamente utilizzato nei circuiti per applicazioni generali. Per i circuiti dove è necessario un breve tempo di commutazione si preferisce utilizzare i diodi emettitore-base come mostra la fig. 4b. L'anodo del diodo, in questo caso, è formato durante la diffusione dell'emettitore.

Per evitare effetti parassiti, dovuti ad un effetto transistor in questo tipo di diodo, è necessario che il contatto dell'anodo cortocircuiti la regione anodica di tipo p nella quale è formato.

RESISTENZE

Il silicio possiede una certa resistenza, che dipende dalla concentrazione dei portatori, elettroni e cavità.

Si può dunque formare una resistenza nel silicio diffondendo una impurità in una regione stabilita; il valore della resistenza dipende dalle dimensioni della regione, dalla concentrazione del diffusore e dalla profondità della regione diffusa.

La maggior parte delle resistenze sono formate durante la fase di diffusione delle basi dei transistori di tipo p.

La concentrazione dei portatori e la profondità di diffusione dipendono da ciò che è necessario per i transistori e bisogna dunque fissare le dimensioni geometriche di ogni resistenza, in funzione del valore desiderato. La resistività superficiale di una zona diffusa nel silicio è spesso dell'ordine di $100 \Omega / \text{quadrato}$, che corrisponde ad un nastro resistivo della larghezza di 25 microns che ha resistenza di 100Ω per 25 microns di lunghezza.

Si possono realizzare resistenze da $20 \text{ k}\Omega$ utilizzando una griglia costituita da nastri stretti posti in serie e si può discendere a valori di resistenza dell'ordine di 20Ω utilizzando nastri più larghi. La fig. 5 rappresenta una resistenza diffusa tipica formata durante la fase di diffusione delle basi di tipo p.

L'isolamento principale è assicurato dalla giunzione PsN, rinforzata dall'effetto della giunzione PN.

Se sono necessari resistenze di alto valore, è possibile, invece di allungare il nastro resistente, diminuire per diffusione lo spessore o la concentrazione superficiale dello strato di tipo p formando un altro strato di tipo n, durante la fase di diffusione dell'emettitore, come illustra la parte tratteggiata della fig. 5. Questa tecnica rimane tuttavia ancora difficile da impiegare e si preferisce più spesso allungare il nastro resistente. Per quello che concerne la realizzazione di resistenze di valore molto basso, inferiori a 20Ω , si può trarre profitto dalla fase di diffusione degli emettitori, durante la quale la concentrazione è nettamente più elevata, per formare delle resistenze di tipo n il cui valore può non superare, 5Ω .

Per un certo numero di ragioni legate ai processi di diffusione la riproducibilità dei resistori diffusi non supera \pm il 10%.

Tuttavia il rapporto dei valori di due resistori contigui sistemati sulla stessa piastrina può essere molto ben controllato con una precisione migliore dell'1%. Nella realizzazione dei circuiti integrati l'elemento determinante deve dunque essere piuttosto il rapporto di due resistenze che il valore assoluto di un resistore.

CONDENSATORI

Nei circuiti integrati monolitici, si possono realizzare due tipi di condensatori differenti, utilizzando sia la capacità di una giunzione p-n polarizzata in senso inverso formata direttamente sulla piastrina, sia la capacità di un condensatore isolato da uno strato di ossido posto sulla superficie della piastrina e i cui elettrodi sono da un lato il silicio e dall'altro uno strato metallico.

La capacità massima di un condensatore a giunzione non supera 100 pF , questo valore dipende dall'altra parte dalla tensione ai capi della giunzione, che è dunque necessario polarizzare correttamente in permanenza. Questo tipo di condensatore tuttavia si può facilmente realizzare insieme agli altri componenti e possiede un'eccellente ri-

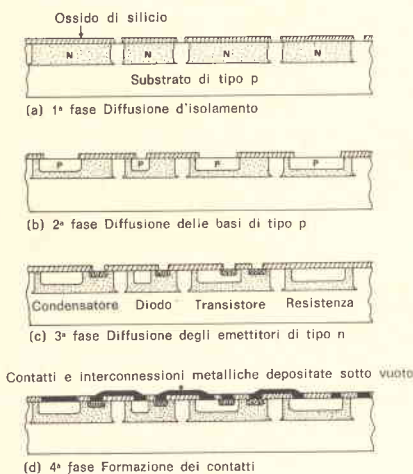


Fig. 8 - Varie fasi di realizzazione di un circuito integrato.

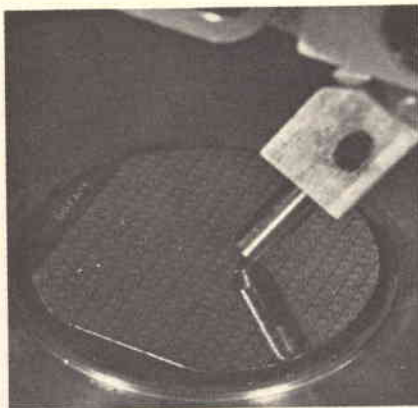


Fig. 9 - Piastrina terminata di circuito integrato in fase di striatura prima di essere suddivisa in piastrine singole (diametro della piastrina: circa 32mm).

producibilità. La fig. 6a rappresenta un simile condensatore.

La fig. 6b rappresenta un condensatore di altro tipo; si forma dapprima per diffusione nel silicio uno strato di tipo $n +$ durante la diffusione dell'emettitore che costituisce così l'elettrodo inferiore al condensatore. Si deposita in seguito sulla sua superficie uno strato di ossido di silicio (SiO_2) che costituisce lo strato dielettrico. Infine, l'elettrodo superiore viene formato da uno strato metallico spesso depositato contemporaneamente alla rete di interconnessione. Questo metodo permette di ottenere delle capacità più elevate che non superano tuttavia qualche centinaia di picofarad.

REALIZZAZIONE COMPLETA DI UN CIRCUITO INTEGRATO

La fig. 7a rappresenta una parte del circuito elettronico utilizzando quattro componenti; in questo caso è utile analizzare le diverse fasi che permettono di realizzare e di interconnettere gli elementi in una piastrina di silicio monolitica (fig. 7b). Per maggior comodità conviene supporre che i componenti siano allineati, ma è evidente che in realtà la loro disposizione può essere qualsiasi.

Dopo la formazione di uno strato superficiale di ossido di silicio, bisogna innanzitutto formare le regioni isolate di tipo n sopra descritte. Si tratta in pratica della prima fase della fig. 8 che equivale a formare per ogni componente una regione di tipo n .

Durante la seconda fase si diffondono le regioni di tipo p che costituiscono le basi dei transistori, gli anodi dei diodi, le resistenze di tipo p e gli elettrodi di tipo p dei condensatori. Durante la terza fase si diffondono le regioni $n +$ che formano gli emettitori e i contatti di collettore di transistori, i catodi dei diodi e gli elettrodi $n +$ dei condensatori. Infine durante una quarta fase, si deposita una rete metallica di interconnessione che collega i singoli elementi mettendo così il punto finale alla realizzazione del circuito integrato.

La fotografia della fig. 9 rappresenta una piastrina ultimata che

comprende circa 350 circuiti completi, composti ciascuno di 8 transistori, 12 diodi e 12 resistori, ossia un totale di 32 componenti su una piastrina quadrata di 1,3 mm di lato.

ASSEMBLAGGIO ED INCAPSULAMENTO

Ogni circuito integrato è provato sulla piastrina d'assemblaggio per mezzo di sonde che verificano soprattutto il suo buon funzionamento in continua.

Un insieme di prova a sonde può comprendere fino a 20 sonde regolabili separatamente, che realizzano i contatti con i terminali di uscita di ogni circuito. I circuiti non rispondenti alle caratteristiche richieste vengono segnati con inchiostro per poterli identificare ed in seguito eliminare.

Si è visto prima che ogni piastrina contiene un gran numero di circuiti distinti; a questo punto diventa dunque necessario separarli in piastrine singole.

Il metodo più corrente, identico a quello che si utilizza per i transistori planari, consiste nello striare superficialmente la piastrina di silicio, poi nel tagliare molto accuratamente secondo le strisce; è una tecnica decisamente analoga a quella che si utilizza per il taglio del vetro. La piastrina della fig. 9 è in fase di striatura. Poiché l'ossido di silicio è abbastanza duro lo si elimina in generale prima per raschiatura delle regioni da striare formando così una «rete di striatura». Il taglio diviene in tal modo più facile e più netto.

Ogni singola piastrina è poi incapsulata; essa viene fissata al suo posto, sia per saldatura sulla base metallica sia per sinterizzazione con un vetro a basso punto di fusione, se si desidera evitare contatto elettrico con il supporto. Si realizzano in seguito i collegamenti elettrici tra i terminali del circuito e quelli di uscita del contenitore; il metodo più corrente sfrutta la saldatura per termocompressione come per i transistori planari.

A volte si utilizza anche del filo d'oro di circa 25 microns di diametro, con la tecnica di saldatura detta «ball-bonding». Dopo il montaggio,

una volta realizzati i collegamenti, l'insieme è sigillato sia per saldatura con un coperchio metallico sia per incapsulamento sotto plastica. La fig. 10 rappresenta diversi contenitori comunemente utilizzati: contenitori per transistori a uscita multipla, «flat-pack», supporto ceramico, contenitore stampato in plastica.

CIRCUITI A FILM SOTTILI E SPESSI

Per terminare questa panoramica sulle tecniche della microelettronica è utile fornire una breve descrizione dei circuiti a film. Si può considerare, fino a un certo punto, che i circuiti a film sottili o spessi rappresentano uno sviluppo delle tecniche classiche di utilizzazione dei componenti discreti, essendo questi

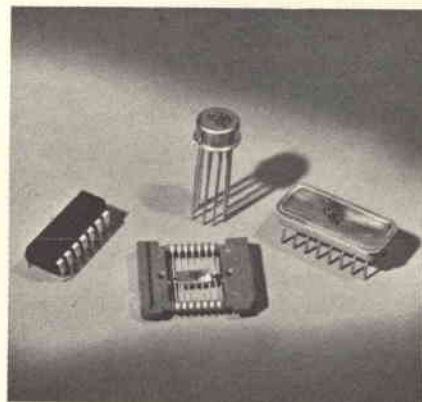


Fig. 10 - Tipici contenitori di circuiti integrati.

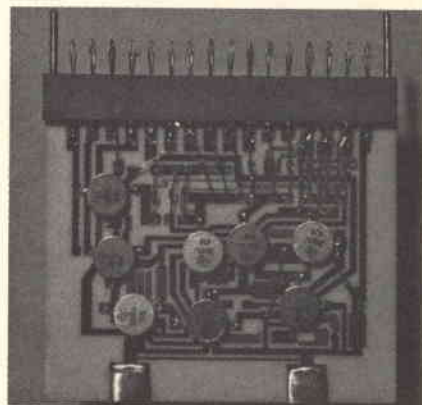


Fig. 11 - Circuito tipico a film sottile (substrato di circa 38 x 38 mm).

ultimi in effetti sia formati che fissati su un supporto isolante. I due metodi utilizzano tecniche conosciute da un po' di tempo in altri campi della tecnologia, come in particolare la serigrafia e l'evaporazione sotto vuoto. Lo sviluppo dei circuiti a film sottile o spesso ha tuttavia coinciso con i primi progressi dei semiconduttori, che hanno messo a disposizione degli utilizzatori dei transistori microminiatura in contenitore e quindi delle piastrine di transistori planari. Inoltre, la messa a punto dei circuiti integrati monolitici ha stimolato la fabbricazione dei circuiti microminiatura utilizzando altre tecniche, in particolare presso le industrie che non fabbricano in proprio semiconduttori. Benchè i circuiti a film possono in certi casi sostenere favorevolmente

il confronto con i circuiti monolitici, si ammette, abbastanza generalmente che i circuiti integrati monolitici siano in grado in un prossimo futuro di offrire la miglior soluzione alla maggior parte dei problemi.

I circuiti a film sottile vengono preparati per vaporizzazione o per polverizzazione catodica, e lo spessore delle pellicole è compreso tra 0,025 micron e 2,5 micron; il substrato ha una superficie compresa tra 1,5 e 6 cm². I resistori vengono fabbricati per evaporazione di nichrome o tantalio, sotto forma di bande che riuniscono due regioni ad elevata conduttanza. Agendo sulla lunghezza, la larghezza e lo spessore del film si può utilizzare questi due materiali per realizzare delle resistenze il cui valore è compreso tra 10 Ω e 1 MΩ. I condensatori a film sottile sono costituiti da due superfici conduttrici separate da un velo dielettrico isolante. Il valore desiderato è ottenuto con una conveniente scelta del dielettrico, del suo spessore e della dimensione degli elettrodi. Spesso si utilizzano come dielettrici degli ossidi di tantalio, di alluminio o di silicio. Alcuni fabbricanti utilizzano del tantalio per formare tutti i resistori e tutti i condensatori. Un film di tantalio viene polverizzato su tutta la superficie del substrato, ciò fatto questo film viene sottoposto ad un procedimento fotografico negli spazi previsti per la formazione di resistori e condensatori.

Il film viene poi ossidato, l'ossido di tantalio costituisce il dielettrico dei condensatori. A questo punto non resta che sistemare, depositandolo sotto vuoto, l'elettrodo superiore e la rete di cablaggio, in oro o in platino.

Inizialmente i componenti discreti attivi, cioè i diodi e i semiconduttori venivano incapsulati completamente e poi saldati sul circuito, attualmente però si utilizzano più spesso delle pastiglie di silicio non incapsulate montate su dei supporti conduttori e collegate elettricamente per termocompressione. La fotografia di fig. 11 rappresenta un circuito tipico a film sottile.

La realizzazione dei circuiti a film spesso si basa abitualmente sulle tecniche serigrafiche che sono utilizzate di volta in volta per la

formazione dei componenti passivi e per il cablaggio. Il substrato più corrente è di alluminio, in piastrine di 3 cm² circa, dello spessore di 1,5 mm.

Il processo di fabbricazione inizia con la sistemazione della rete di cablaggio, costituita da una specie di inchiostro metallico ricotto sui 700 °C. Le resistenze sono costituite da una miscela semi-pastosa di vetro e di metallo, applicata serigraficamente negli spazi voluti, e quindi ricotta sui 700°. Le resistenze sono poi portate al loro valore nominale, con una tolleranza dell'1%, agendo, se necessario per microabrasione. Due tipi di condensatori possono essere utilizzati: elementi discreti in miniatura saldati sul circuito nel caso siano richiesti valori alti oppure condensatori fabbricati direttamente su substrato, quando sono sufficienti valori bassi. In quest'ultimo caso si deposita prima di tutto un elettrodo di base in platino, poi un dielettrico costituito da una miscela di vetro e di ceramica applicata sotto forma di pasta e ricotta. L'elettrodo superiore è anch'esso di platino. La griglia di interconnessione viene stagnata su uno spessore dell'ordine di 50 ÷ 75 microns.

Gli elementi attivi sono costituiti da piastrine di silicio nelle quali sono diffuse, da un lato dei transistori planari o dei diodi. Queste piastrine vengono poi capovolte e fissate direttamente sui fili di cablaggio con metodi diversi. In particolare la piastrina di semiconduttore può essere montata su un piccolo supporto di ceramica provvisto di protuberanze metalliche che si adattano alla rete di cablaggio. Questo metodo viene spesso chiamato la tecnica «flip-chip».

La figura 12 rappresenta un normale circuito a pellicola spessa.

CONCLUSIONE

In questo articolo sono stati esaminati i processi generali di fabbricazione dei circuiti integrati, nel prossimo articolo, che è l'ultimo della serie, si vedrà come l'apparizione dei circuiti integrati ha profondamente rivoluzionato il concetto dei circuiti elettronici.

(continua)

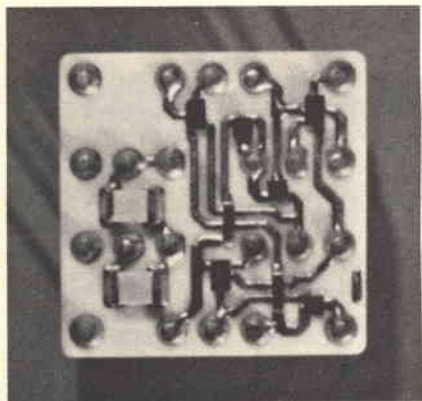


Fig. 12/a - Circuito tipico a film spesso (substrato in ceramica di 12 x 12 mm) visto dalla parte superiore con piastrine di transistori (nere) e condensatori (bianchi).

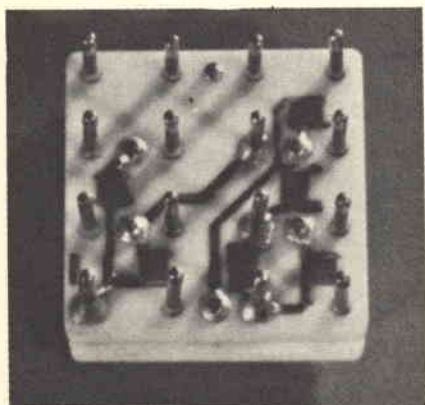


Fig. 12/b - Stesso circuito di fig. 12/a visto dalla parte posteriore in modo da evidenziare gli elementi resistivi.



**l'angolo
del CB**

di ALLIGATORE Alberto

TENKO INT.:

un impero del sol levante

Quando abbiamo sentito che Mr. Shizumo Fukuoka amministratore delegato della Tenko Brand Int. era a Milano, ultima tappa di un viaggio d'affari in Europa, ci siamo dati da fare per ottenere un'intervista con un personaggio tanto importante quanto sconosciuto ai più.

Non potevamo, infatti, perdere l'occasione d'aver una panoramica industriale del Giappone oltre che informazioni sul futuro della più grossa ditta di ricetrasmittitori dell'estremo oriente.

Shizumo Fukuoka, 39 anni, sposato, perfetta conoscenza dell'inglese spagnolo e tedesco, è veramente il tipico uomo d'affari giapponese: pratico, sbrigativo, non una parola di più del necessario.

Ci accoglie puntuale nella hall dell'Hilton dove risiede con la moglie e due segretari.

Sperimentare

Mr. Fukuoka, è la prima volta che viene in Italia?

Mr. Fukuoka

No, venni in Italia la prima volta 3 anni fa e devo confessare che provavo una grande nostalgia del vostro paese; sono quindi molto contento di essere di nuovo qui a Milano.

Sperimentare

Quali sono i motivi principali della sua visita a Milano?

Mr. Fukuoka

Il primo motivo è una visita di cortesia alla GBC Italiana, che è l'e-

sclusivista dei nostri prodotti per l'Europa, ma il motivo principale, è che visti i brillanti risultati conseguiti dalla GBC appunto, sono venuto per firmare un accordo secondo cui lo stesso nome Tenko Brand, è ad uso e discrezione della GBC Italiana.



Mr. Shizumo Fukuoka, amministratore delegato della Tenko Brand Int. di passaggio a Milano in occasione della fiera di Aprile ci ha rilasciato una breve intervista. Qui lo vediamo (a sinistra) durante la visita allo stand Tenko con l'OF 670 l'apparecchio più venduto nel 1972.

Sperimentare

Vuole dire forse che verranno costruiti dei ricetrasmittitori in Italia marcati Tenko?

Mr. Fukuoka

Per motivi tecnici questo non è possibile, per il momento. Per ora la GBC Italiana potrà costruire apparati attinenti ai ricetrasmittitori con il nostro marchio.

Sperimentare

Quindi avremo prodotti Tenko made in Italy?

Mr. Fukuoka

Esatto.

Sperimentare

Quanti dipendenti ha la Tenko Brand di Tokio?

Mr. Fukuoka

Poco più di 5.000.

Sperimentare

5.000 persone per costruire ricetrasmittitori?

Mr. Fukuoka

Ovviamente no. Noi abbiamo parecchie fabbriche in cui costruiamo tra l'altro dalle calcolatrici tascabili agli impianti di condizionamento.

Sperimentare

Quali sono i vostri progetti più immediati nel settore dei ricetrasmittitori?

Mr. Fukuoka

Dopo il Sidetenko 23, il primo nostro apparecchio in SSB, vogliamo specializzarci nelle trasmissioni in banda laterale. Sono infatti, in fabbricazione, un apparato in SSB fisso (Jacky 23) e uno mobile.

Sperimentare

Quindi la Tenko porterà tutta la sua produzione verso la SSB?

Mr. Fukuoka

No! Continueremo la normale linea in AM ma siamo certi che tra 2 o 3 anni i CB, alla ricerca di nuovi DX, pretenderanno apparati in SSB dal prezzo accessibile, come già avvenne negli Stati Uniti.

Per fare tutto ciò, occorre subito iniziare la produzione di vari apparati per ammortizzare i costi.

Sperimentare

Avete un'esportazione notevole verso gli Stati Uniti?

Mr. Fukuoka

Certamente ma non con il nostro marchio. Per motivi di politica di

mercato molte ditte americane preferiscono far costruire da noi con il loro proprio marchio.

Sperimentare

Allora, se in Europa qualcuno importasse ricetrasmittitori dall'America, rischieremo di avere due apparati uguali ma con marchi differenti?

Mr. Fukuoka

Proprio così, ma non è commercialmente valido l'acquisto dagli Stati Uniti: doppie dogane, doppie spese di trasporto, ecc.

Sperimentare

Un'ultima cosa Mr. Fukuoka. Sappiamo che la Tenko è una delle più grosse case mondiali che costruiscono elettrocardiografi.

Mr. Fukuoka

E' difficile dire chi sono i più importanti costruttori di questo settore; in Italia, ad esempio, avete l'Elettronica Trentina di Cavareno (TN) che è conosciuta anche in Giappone. Noi siamo in effetti azionisti della Tenko Heart Controls che si occupa perfino di stimolatori cardiaci. Anche in questo caso devo dire che in Italia, a Padova, ho visitato la M.E.D.I.CO. che considero una delle più grosse ditte di stimolatori cardiaci.

OF 9-6 TENKO



Abbiamo ricevuto, per effettuare delle prove e scrivere una recensione, l'ultima novità TENKO: l'OF 9-6.



Ricetrasmittitore Tenko mod. OF 9-6. 23 canali quarzati, 3,8 W in antenna, meno di L. 100.000.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Ricezione	
Sensibilità:	0,5 V
Ricezione spurie:	50 dB minimo
Uscita audio:	0,7 W al minimo rapporto segnale - rumore
Limitatore di disturbi:	brevetto «Serygate» che elimina più del 50% del rumore di fondo
Trasmissione	
Potenza di antenna:	3,8 W
Alimentazione:	12,5 V
Profondità di modulazione:	non inferiore all'85%

parati TENKO, il prezzo è inferiore a L. 100.000.

Sul frontale, elegante, semplice, troviamo tutti i dispositivi di comando o controllo. A sinistra l'indicatore illuminato S/RF, quindi il volume e lo squelch, le cui manopole sono al fianco del commutatore di canale.

A destra, i due interruttori CB-PA e Local-Distant che funge, quest'ultimo come attenuatore per evitare la saturazione in RX. Sulla testata due spie per meglio controllare la ricezione e la trasmissione.

Il circuito interno è quanto di più semplice potessimo aspettarci: 19 transistori 11 diodi e neppure un integrato.

Per maggior chiarezza riportiamo i transistori usati:

1 x 2SC784	1 x 2SC1000
3 x 2SC394	1 x 2SC781
2 x 2SC392	1 x 2SC799
5 x 2SC371	2 x 2SB463
2 x 2SC735	1 x 2SA562

Queste le caratteristiche di massima risultate nei nostri laboratori. Ci siamo voluti però togliere la soddisfazione di misurare a occhio e croce le distanze raggiungibili con il nostro TENKO 9-6. L'impianto di casa è modesto a causa del terrore dei vicini del TVI: boomerang sul balcone, alimentatore autocostruito AMTRON UK 682 (2,5 A max), adattatore d'impedenza UK 950 che garantisce l'eliminazione di stazionarie quando queste non superano 1: 8.

La preferenza data all'AMTRON dipende dal fatto che queste scatole di montaggio lasciano ampia possibilità, a chi ci sa fare, di smontarle tanto da farle rendere di più di quanto le già buone caratteristiche non prevedano.

Così l'UK 950 dovrebbe funzionare solo qualora il valore ROS non superi 1 : 5 eppure, (un giorno vi diremo come) si possono veramente migliorare le prestazioni, tornando all'OF 9-6, dopo averlo collegato ed acceso, abbiamo cercato un DX con QTH più lontani possibile. E' stata una sera d'avventura ed emozioni con Falco 2 di Brescia e Charlie Bravo di Varese (molto sul fondo).

notizie in breve

MEETING TECNICO CB

Abbiamo partecipato all'interessante riunione tecnica svoltasi in maggio presso la GBC Italiana di Cinisello Balsamo.

Non ci dilunghiamo sul riuscitissimo verticale più del dovuto. Oltre alle relazioni dei tecnici è risultato molto apprezzato l'intervento dell'ing. Campagnoli che ha brevemente spiegato la situazione poco chiara della legge riguardante la liberalizzazione della frequenza CB. Ha commosso invece i cuori sensibili la poesia scritta e recitata da Nonno Ego dedicata al baracchino.

UN ALTRO GIORNALE SI INTERESSA AI CB

Nel precedente numero abbiamo accennato all'inserito di Quattroruote che era di particolare interesse per noi CB. Questa volta segnaliamo che da circa due mesi «Qui Giovani» ha iniziato una rubrica, curata da un amico CB, appunto intitolata RADIO CB. I nostri gringellini se ne saranno accorti di certo se sono abituali lettori del settimanale in questione.

La rubrica ha un pregio, soprattutto: essendo «Qui Giovani» settimanale ha maggiormente la possibilità di essere aggiornato con le novità di mercato. Almeno più di noi che, avendo una tiratura mensile, riportiamo fatalmente dei ritardi. D'altro canto, per il momento, la parte tecnica lascia un po' a desiderare principalmente per lo spazio ristretto; siamo certi però che l'iniziativa raccoglierà i migliori frutti.

FIERA-MERCATO DI MANTOVA

Siamo certi che i lettori sono molto bene al corrente del nostro personale giudizio riguardo le mostre mercato. E' un giudizio negativo, pesantemente negativo che ci comporta difficoltà e contrarietà non indifferenti. Alcuni amici di Bologna (e li chiameremo sempre ugualmente amici) hanno scritto lettere, non firmate, con apprezzamenti oserei dire offensivi e auguri dei meno lieti. Si rallegrino queste anime propense al vituperio, perché la mia malferma salute potrebbe realizzare i loro desideri molto prima di quanto credano o sperino; ma mentre gioiscono vadano a rileggere l'articolo incriminato e provino a individuare quell'amore per il radiantismo che trapela dalle righe.



A Mantova il clima è stato inclemente: per fortuna si stava stretti e ci si è riscaldati l'un l'altro. Un po' meno allegri stavano gli espositori, tranne un esquire che si è trovato del tutto a suo agio.



Ingresso L. 500. Peccato! Volevamo comperare la bussola magnetica venduta da Radiomeneghel che giusto costava questa cifra. O biglietto o bussola!

A questo punto parlare di quella mostra svoltasi il 28-29 Aprile diventa molto facile.

Se c'era ancora qualcuno che credeva nella convenienza di questi

mercatini delle pulci ha pagato cara la sua credulità.

Ci riferiamo anche a quell'amico di Terni che ha fatto l'affare del giorno «strappando» un Drake

R-4C a sole L. 510.000 perché convinto avesse il Noise Blanker (che naturalmente non c'era). Cose che succedono al buio del chiostro! Se non altro l'amico ha colto l'occasione per visitare Mantova.

ELEZIONE DEL CONSIGLIO DIRETTIVO BELTRAMI DI MILANO

Si sono tenute lo scorso mese le elezioni per la nomina del consiglio direttivo del Beltrami. Hanno ottenuto i seguenti voti:

Campagnoli	128
Migliorata (la simpaticissima Lady 2)	117
Caparrini	116
Cristofari	104
Niccolai	98
Panichi F.	92
Elli	92
Ricci	74
Ripamonti	51

E' rimasto invece escluso il polemico Laredo de Mendoza.



ISTANTANEA DA AREZZO

L'amico di Lucca «Provolino» ci ha inviato questa foto del verticale con carica svoltosi in occasione del 1° Convegno CB di Arezzo.

La foto è stata scattata nel ristorante «Il torrino» nei pressi di Arezzo e mostra uno stand dei tre espositori presenti alla riuscita riunione. Oltre 400 CB si sono dati convegno per un pantagruelico carica batterie.

parliamo di SSB

La Single-Side Band ovvero il sistema di emissione a banda laterale unica, oltre che tra gli OM sta incontrando un enorme interesse anche tra i CB. L'SSB specialmente per la gamma dei 27 MHz, offre innumerevoli vantaggi. Attualmente e speriamo per non molto, i CB sono costretti sovente a operare con antenne di fortuna, perciò in condizioni quasi disastrose.

In questo caso, il sistema di emissione in SSB logicamente a parità di condizioni di lavoro, permette

una maggior portata operativa, maggior comprensibilità anche di segnali che, solitamente nel tipo di modulazione convenzionale, risulterebbero incomprensibili. Prima di passare alla spiegazione del sistema a banda laterale unica per far meglio comprendere le differenze, riassumiamo in breve il tipo di emissione così detto convenzionale e logicamente senza formule che agli effetti pratici a molti non servono.

I normali ricetrasmittitori per i 27 MHz di cui possiamo vedere lo schema a blocchi nella figura 1, hanno la sezione trasmettitore composta da un oscillatore locale controllato a quarzo, e da vari stadi successivi che amplificano ulteriormente il segnale generato. In questo

caso abbiamo il cosiddetto generatore di portante, oppure di frequenza portante. Vediamo insieme lo schema elettrico completo del ricetrasmittitore Tenko mod. OF 9-6 23 canali 5 W input, tutto quarzato (fig. 2). Come potrete constatare, i 23 canali vengono ottenuti per sintesi, quindi è composto da tre oscillatori locali. Uno di ricezione, uno di trasmissione ed infine l'oscillatore Master oppure principale.

Nello schema a blocchi della fig. 1 potete vedere come avviene la sintesi. Tornando alla portante così generata, di frequenza uguale alla differenza di frequenza dei due oscillatori TX e Master, solitamente essa ha potenza di circa $2,8 \div 3,4$ W in radio frequenza (fig. 3).

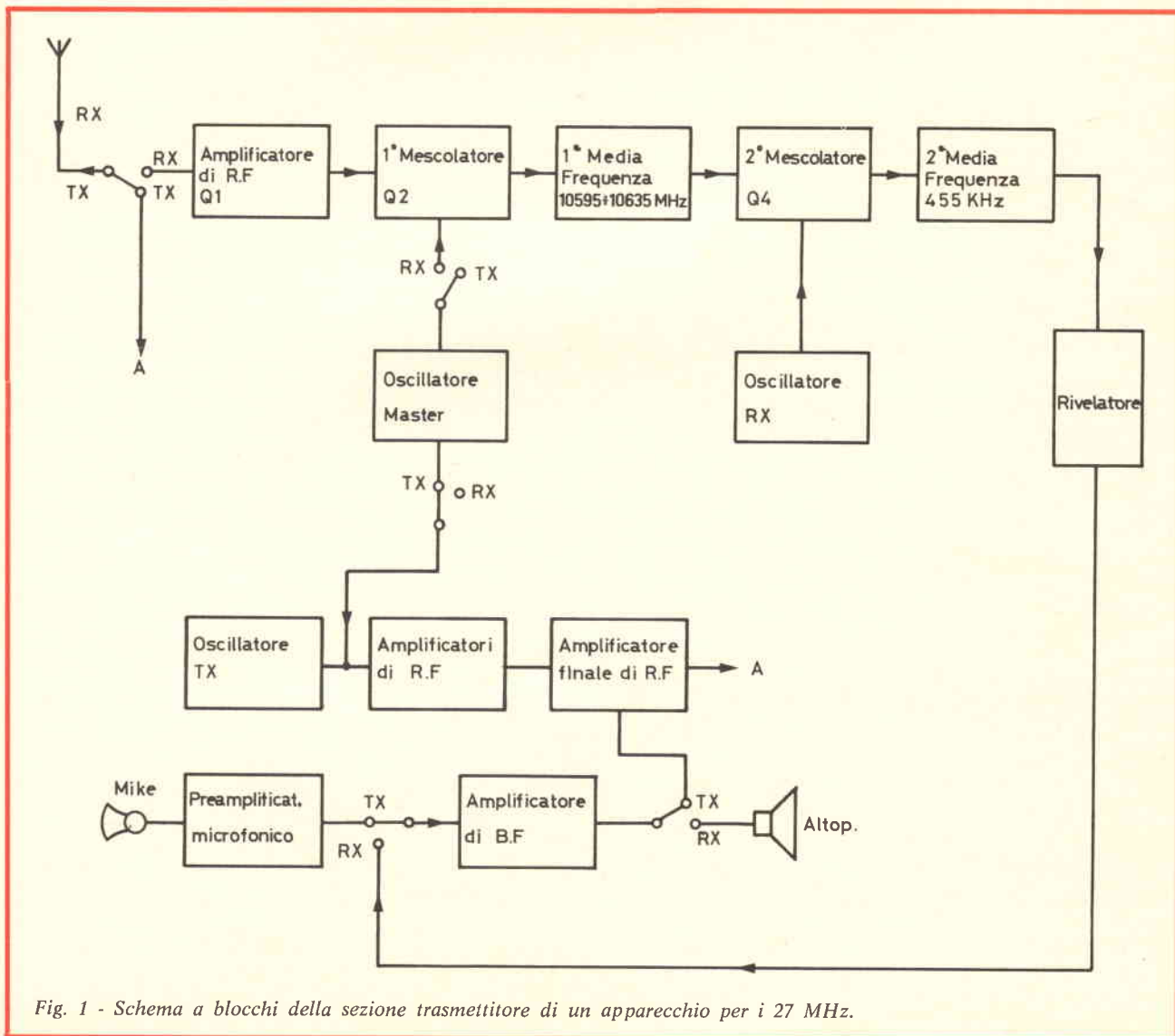


Fig. 1 - Schema a blocchi della sezione trasmettitore di un apparecchio per i 27 MHz.

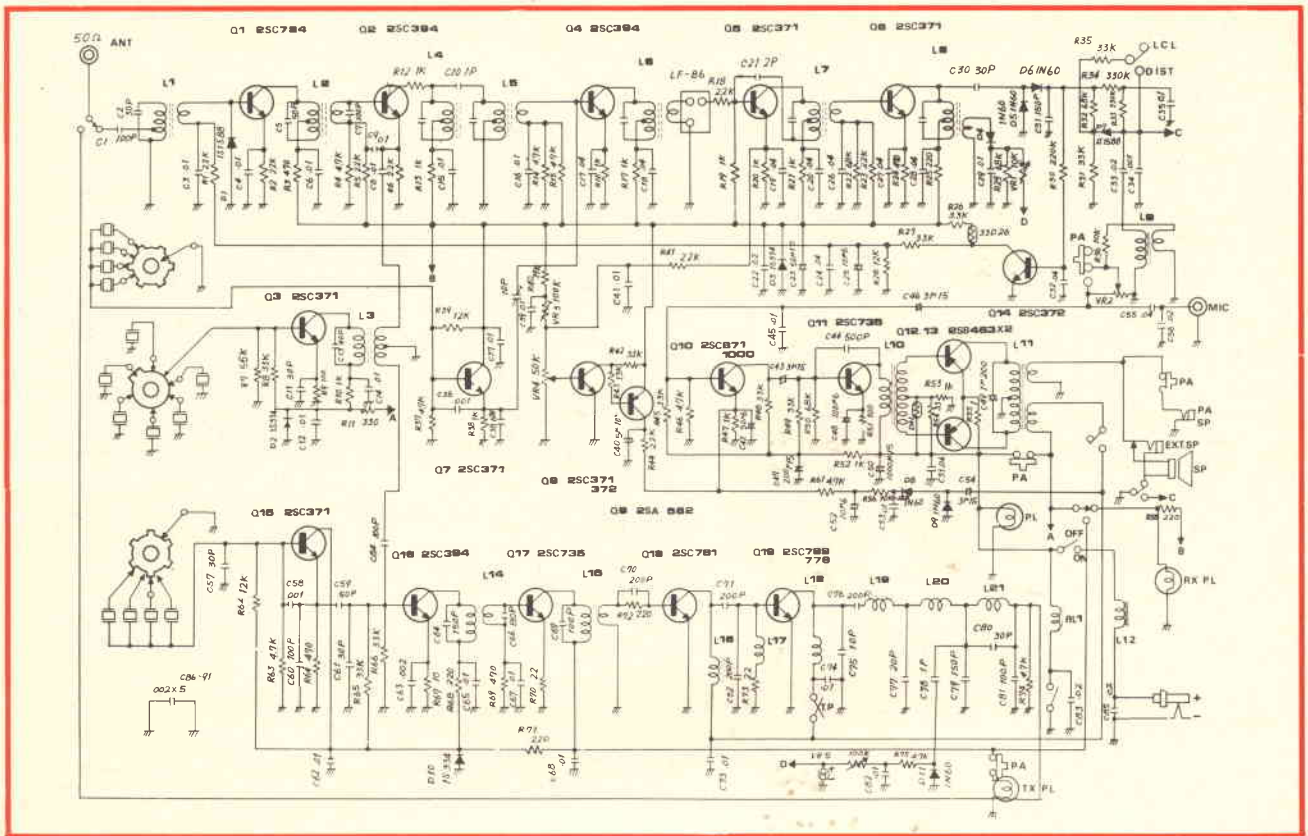


Fig. 2 - Schema elettrico del ricetrasmittitore Tenko mod. OF 9-6.

La frequenza portante è il veicolo che porta il segnale a bassa frequenza, a cui appartiene anche la

voce umana, e viene modulata (variata) in ampiezza dalla componente a bassa frequenza (fig. 4).

La potenza richiesta solitamente allo stadio di bassa frequenza per modulare un'onda portante di que-

OSCILLATORE MASTER		
Quarzi	Frequenza MHz	Canali
Q1	37.600	1-2-3-4
Q2	37.650	5-6-7-8
Q3	37.700	9-10-11-12
Q4	37.750	13-14-15-16
Q5	37.800	17-18-19-20
Q6	37.850	21-22-23
OSCILLATORE TX		
Q7	10.635	1-5-9-13-17-21
Q8	10.625	2-6-10-14-18-22
Q9	10.615	3-7-11-15-19
Q10	10.595	4-8-12-16-20-23
OSCILLATORE RX		
Q11	10.180	1-5-9-13-17-21
Q12	10.170	2-6-10-14-18-22
Q13	10.160	3-7-11-15-19
Q14	10.140	4-8-12-16-20-23

ESEMPIO:

Ricezione - Canale «1» - 26.965 MHz - Segnale ingresso in antenna 26.965 MHz mediante l'oscillatore Master viene convertito a 10.635 MHz il valore della 1ª Media Frequenza. Quindi per il canale «1» l'oscillatore Master impiega il quarzo da 37.600 MHz a cui viene sottratta la frequenza del segnale in arrivo, 26.965 troviamo 10.635 MHz. Canale «23» - 27.255 MHz oscillatore Master 37.850 a cui viene sottratta la frequenza del segnale in arrivo, 27.255 MHz troviamo 10.595 il valore della 1ª Media Frequenza.

Trasmissione - Canale 23 - 27.255 MHz - Frequenza dell'oscillatore Master 37.850 MHz a cui viene sottratta la frequenza dell'oscillatore TX-10.595 MHz troviamo 27.255 MHz che risulta, essere la frequenza operativa del canale «23».

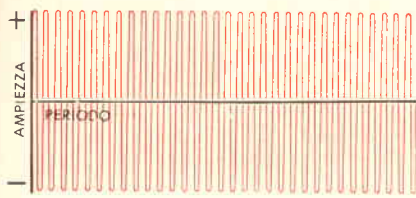


Fig. 3 - Onda portante.

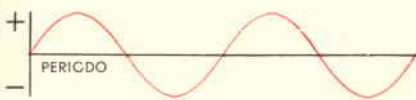


Fig. 4 - Segnale BF (1 kHz).

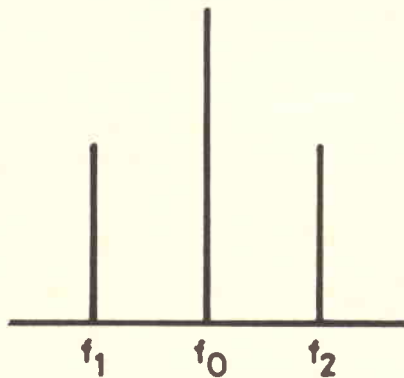


Fig. 5 - Segnale composto da una frequenza portante (f_0) e da due bande laterali (f_1-f_2).

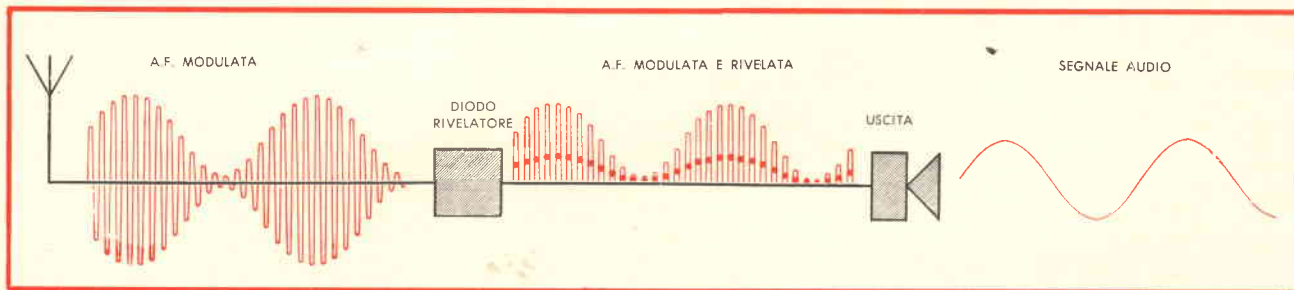


Fig. 6 - Processo di rivelazione del segnale.

sta potenza è di $1,5 \div 3$ W. Il segnale è così composto da una frequenza portante (f_0) e da due bande laterali (f_1-f_2) vedi fig. 5. Ognuna delle due bande laterali ha una potenza di circa $1 \div 2$ W, questi valori variano logicamente per ogni tipo di ricetrasmittitore. La sezione ricevitore del ricetrasmittitore che capta il segnale così composto di entità più o meno forte dipendente dalla distanza dei due apparati, dopo aver amplificato il segnale in arrivo e averlo convertito lo rivela. Per rivelazione s'intende l'operazione svolta dal diodo, che in questo caso viene definito rivelatore. Quindi toglie una semionda, la positiva o la negativa secondo come viene collegato ed in seguito mediante dei condensatori, by-passa la componente a radio frequenza che agli effetti finali dell'informazione non serve, cioè è sufficiente una sola banda (fig. 6).

Il segnale così rivelato viene prima preamplificato, poi amplificato. Quindi, in pratica viene utilizzata soltanto la potenza di una sola delle due bande laterali, $1 \div 2$ W di

modulazione. Così spiegato lo spreco di potenze nella modulazione convenzionale in ampiezza (AM). Abbiamo impiegato $4 \div 5$ W per averne utilizzati soltanto $1 \div 2$ W. L'emissione in SSB utilizza una delle bande laterali (LSB = banda laterale inferiore oppure USB = banda laterale superiore) e trasmette in percentuale veramente minima l'onda portante, quindi è quasi soppressa. Con questo sistema a parità di potenza si ottiene una portata dalle 3 alle 4 volte superiore al normale ed in più essendo più stretta la banda è possibile su un solo canale effettuare due comunicazioni. Cioè con un normale 23 canali ne avremo a disposizione 69.

COME SI OPERA CON UN RICETRASMETTITORE IN SSB

Fondamentalmente, agli effetti del funzionamento un apparato in SSB, non si differenzia di molto dal normale ricetrasmittitore in AM. Prendiamo ad esempio il ri-

cetrasmittitore TENKO mod. JACKY-23 5 W AM/15 W SSB, 23 canali in AM tutti quarzati.

Sul frontale sono disposti tutti i comandi e troviamo soltanto due manopole in più. La prima «LSB-AM-USB» serve per la scelta del tipo di emissione. Quindi nella posizione AM l'apparato viene impiegato per il tipo di emissione convenzionale in modulazione d'ampiezza. In USB si impiega la banda superiore della SSB, in LSB la banda inferiore sempre in SSB. La seconda manopola «Fine Tune» è indispensabile soltanto per l'ascol-

to in SSB. Le comunicazioni nella gamma CB (27 MHz) avvengono ad isoonda cioè, si riceve e si trasmette sulla stessa frequenza. Nel nostro caso, essendo la banda molto stretta, una differenza di pochi Hertz tra il segnale trasmesso e gli oscillatori locali del ricevitore rende il segnale ricevuto incomprensibile. Pertanto, mediante la manopola «Fine Tune» è possibile spostarsi di 690 Hz in più o in meno della frequenza centrale. Questo comando agisce logicamente soltanto in ricezione e permette, con una minima regolazione, di sintonizzarsi perfettamente sulla stazione emittente.

Tutto sommato spendendo soltanto qualche lira in più dalla cifra preventivata per l'acquisto di un normale apparato in AM, è possibile effettuare ottimi DX (collegamenti a lunga distanza) pur impiegando sistemi d'antenna poco ortodossi. Per quanto concerne le dimensioni ritengo non ci siano problemi, soprattutto perché gli apparati in SSB non si discostano molto dal tipo convenzionale.



SINTO - AMPLIFICATORE STR - 6055

seconda parte

Con questa seconda parte, che tratta della sezione di bassa frequenza del sinto-amplificatore STR-6055 Sony, terminiamo la descrizione di questo superbo apparecchio che, sia per il design che per la qualità, occupa un posto di primo piano fra i numerosi modelli che il mercato offre agli amatori dell'alta fedeltà.

SEZIONE PREAMPLIFICATORE

Amplificatore equalizzatore Q501, Q502

Questo amplificatore a due stadi ad accoppiamento diretto, amplifica il basso segnale fornito dalla cartuccia phono per adattarlo all'ingresso dell'amplificatore dei controlli di tono.

Circuito di polarizzazione R503 e R508

La tensione bias in c.c. per Q501 è prelevata da R508 nel circuito

emettitore del Q502 e portata alla base del Q501 attraverso R502 e R503.

Questa reazione negativa c.c. rende stabile il funzionamento dell'apparecchiatura alle variazioni di temperatura.

Circuito di equalizzazione R509, R510, R511, R505, C505, C506

L'equalizzazione R.I.A.A. è ottenuta tramite il circuito a reazione negativa comprendente R509, R510, R511, R505, C505 e C506.

Circuito di equalizzazione

R513 (R563) nel circuito di uscita previene l'interferenza tra la equalizzazione dei canali di sinistra e di destra quando l'interruttore MODE è collocato su L + R.

Commutatore mode S4

Nella posizione stereo dell'S4, i segnali d'ingresso di destra e di sinistra sono inviati ai rispettivi amplificatori. Nella posizione L + R vengono sommati i due segnali.

Un commutatore rotativo a due sezioni viene utilizzato per ottenere il segnale L + R anche quando il commutatore monitor è in posizione TAPE.

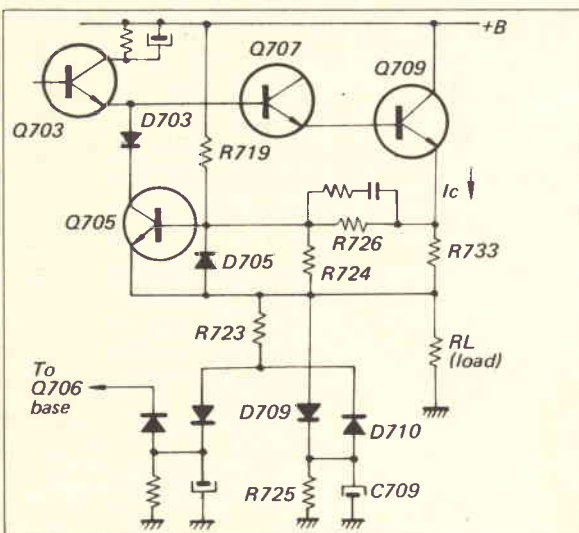


Fig. 1 - Schema elettrico parziale del circuito di protezione.

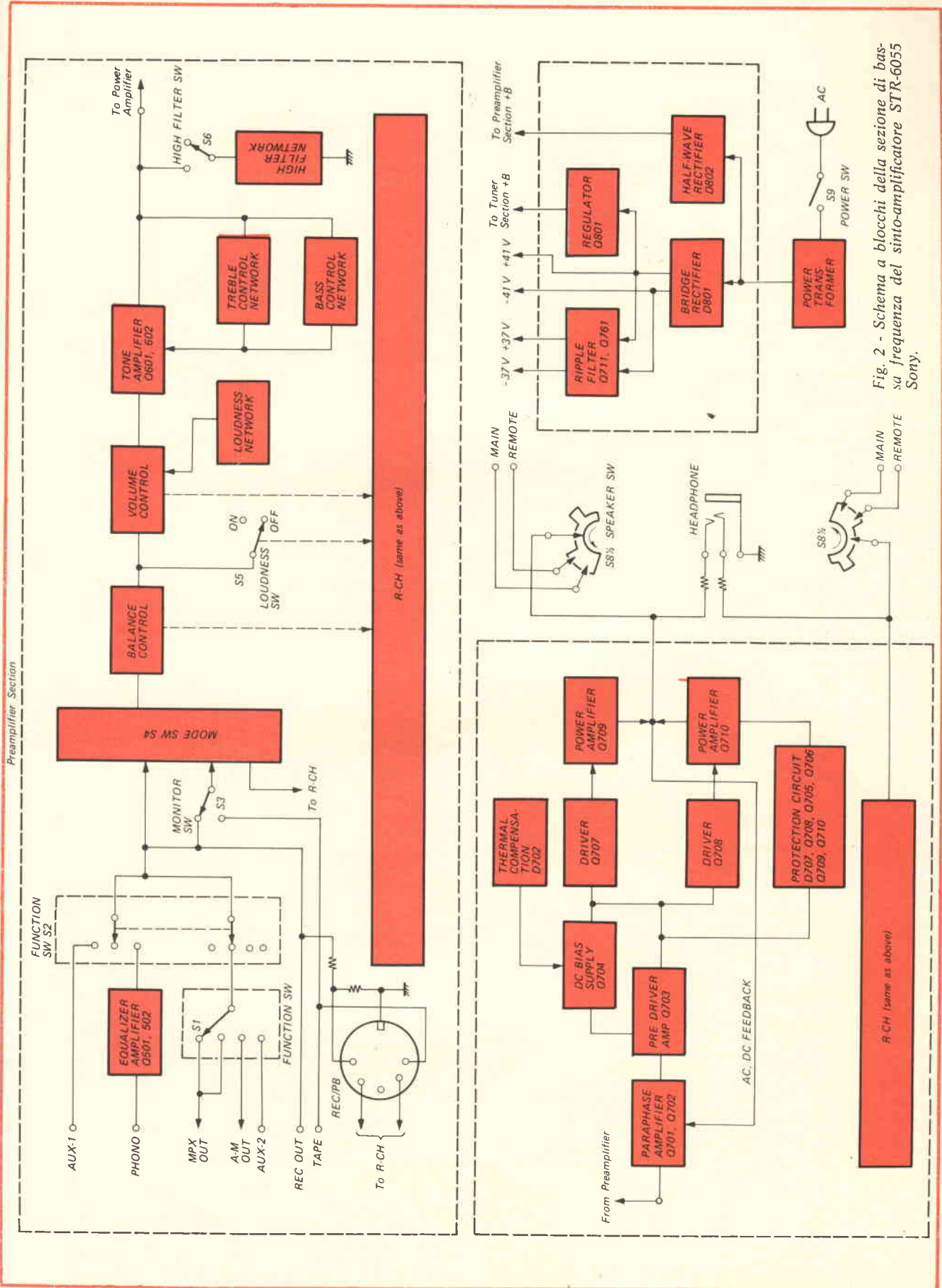


Fig. 2 - Schema a blocchi della sezione di base a frequenza del sinto-amplificatore STR-6055 Sony.

Controllo volume RV601 (RV651)

I segnali phono equalizzati ed i segnali applicati agli altri terminali d'ingresso sono inviati al controllo volume attraverso gli interruttori monitor e mode.

Il livello del segnale applicato al seguente amplificatore di controllo di tono è determinato regolando RV601.

Interruttore Loudness S5

Questo interruttore e R601, R602, C601, C602 compensano le limitazioni dell'orecchio umano che variano a seconda dell'intensità del suono percepito.

Quando questo interruttore è su ON e il controllo volume è regolato con una attenuazione di 30 dB, la risposta di frequenza totale è aumentata di 10 dB a 50 Hz e di 4 dB a 10 kHz con riferimenti al livello di 1 kHz.

Amplificatore controllo tono Q601, Q602, (Q651, Q652)

Questo amplificatore a due stadi ad accoppiamento diretto ha soprattutto una risposta lineare, ma esso funziona come un circuito di controllo di tono a reazione negativa. L'uscita fornita dal circuito collettore del Q602 viene rinviata al circuito emettitore del Q601 attraverso la rete dei controlli dei toni alti e bassi.

Controllo Treble RV603

La regolazione dell'RV603 determina l'aumento o la diminuzione della tensione di reazione negativa con variazione di 10 dB a 10 kHz.

Controllo Bass RV604

E' simile al controllo treble salvo per i componenti del filtro e per i valori della frequenza comunque, in questo circuito, la tensione di reazione negativa è determinata dalla regolazione dell'RV604 con variazione di 10 dB a 100 Hz.

Filtro passa-alto

Il filtro passa-alto di chiusura (R616 e C613) elimina le frequenze da 5 kHz e oltre quando l'interruttore è posto su ON.

SEZIONE AMPLIFICATORE DI POTENZA

Preamplificatore Q701, Q702

Q701 e Q702 formano un amplificatore il cui segnale di uscita è prelevato dal circuito collettore del Q701. Questo circuito offre diversi vantaggi nel sistema ad accoppiamento diretto. Alta stabilità alle variazioni di temperatura; alta impedenza d'ingresso senza riduzione del guadagno dell'amplificatore.

Polarizzazione D701, D751

Questi diodi sono polarizzati dalla tensione positiva e negativa attraverso RV701 e RV751 e forniscono una tensione stabilizzata al transistor Q701.

Compensazione termica e soppressore di rumore D711

Poiché tutti gli stadi sono accoppiati direttamente è necessaria la stabilità in c.c.

Il coefficiente di temperatura negativo del D711 fornisce la compensazione termica per il successivo stadio pilota. Esso agisce anche come soppressore di rumore per ridurre le scariche dovute ad un flusso di corrente non stabilizzata negli stadi successivi quando l'interruttore è chiuso.

Pilota Q703

Questo stadio è uno comune amplificatore lineare e determina le oscillazioni della tensione di uscita.

Regolazione Bias Q704, RV702

Q704 conduce e funziona come un piccolo resistore fornendo la polarizzazione necessaria ai due emettitori in cascata.

RV702 controlla la polarizzazione di base del Q704, determinando l'impedenza tra l'emettitore e il collettore del Q704, ed inoltre controlla la tensione di polarizzazione c.c. per il circuito complementare seguente.

Compensatore termico per bias D702

Il coefficiente di temperatura negativo del D702 fornisce una compensazione termica per i transistori complementari e di potenza. D702 è collegato al dissipatore del transistor di potenza per rivelarne gli aumenti di temperatura.

Circuito complementare Q707, Q708

Questi transistori funzionano come emettitori per fornire la quantità di corrente richiesta dagli stadi di uscita e fungono anche da invertitori di fase. L'inversione di fase è ottenuta usando i transistori PNP ed NPN.

Transistori di potenza Q709, Q710

I transistori di uscita (Q709, Q710) sono alimentati con una tensione di ± 40 V. Q709 conduce durante il semiciclo positivo e Q710

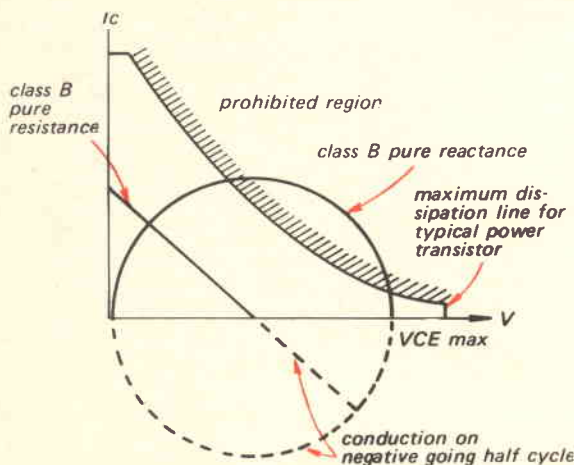
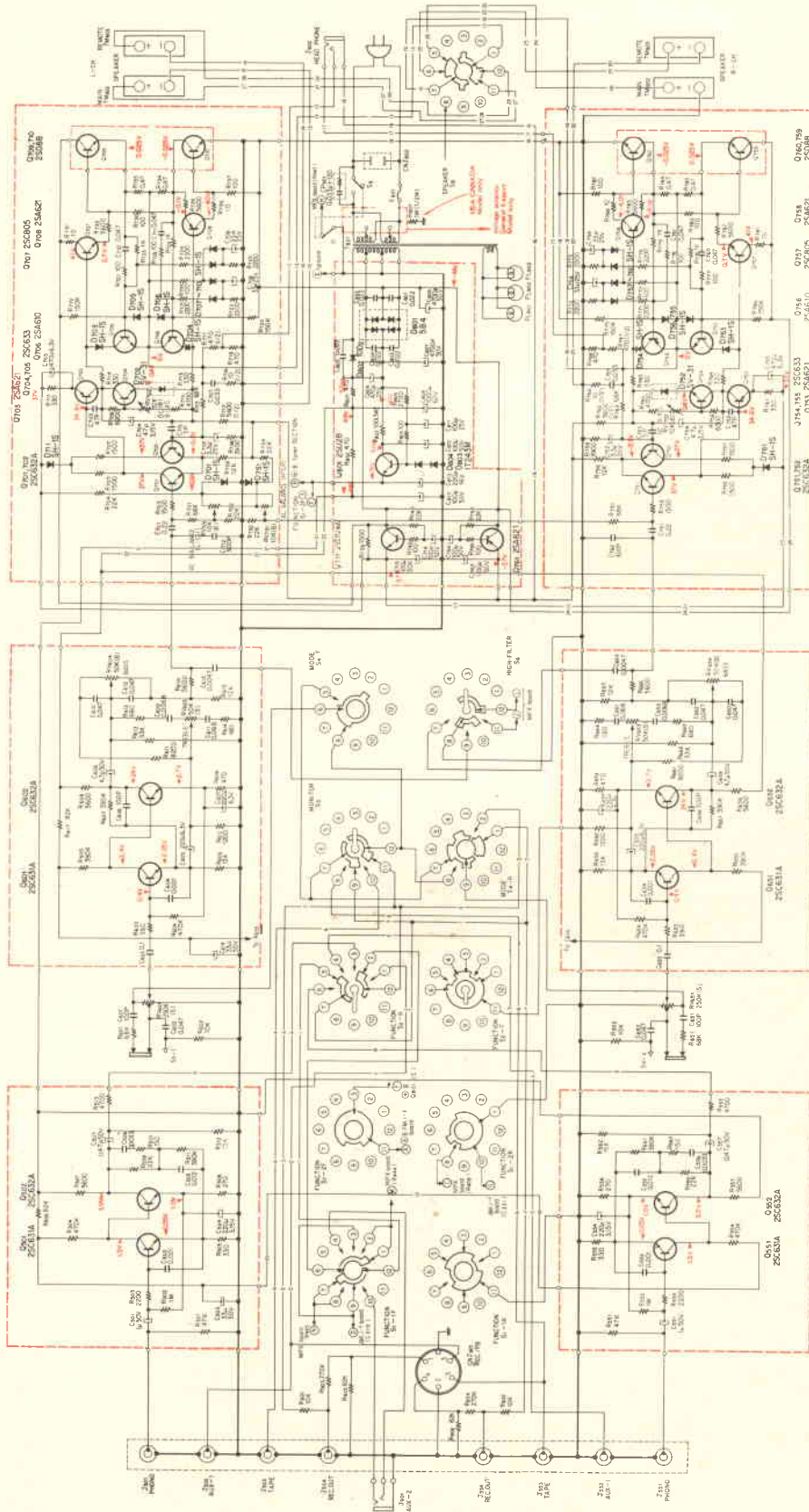
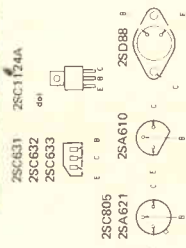


Fig. 3 - Linee di carico per una metà dello stadio di uscita in classe B in condizione di uguale impedenza di carico.

SCHEMATIC DIAGRAM — Audio Section —



Ref. No.	Function	Position	Ref. No.	Function	Position
S1	FUNCTION (1) (AUTO STEREO - MONO - AM - AUX-2)	AUTO STEREO	S6	HIGH FILTER	OFF
S2	FUNCTION (2) SW (AUX-1 - FUNCTION (1) - PHONO)	FUNCTION (1)	S7	MUTING SW	ON
S3	MONITOR SW (SOURCE - TAP)	SOURCE	S8	SPEAKER SW (REMOTE - OFF - MAIN - BOTH)	BOTH
S4	MODE SW (REVERSE - STEREO - L+R - LEFT - RIGHT)	STEREO	S9	POWER SW	OFF
S5	LOUDNESS SW	ON	S10	DI-EMPHASIS CHANGE-OVER SW (75µs - 50µs)	75µs



Note:
All measurements should be taken on a 100% duty cycle.
All measurements should be taken on a 100% duty cycle.
All measurements should be taken on a 100% duty cycle.

SONY
STR-6055
© 1970

Fig. 4 - Schema elettrico della sezione di bassa frequenza del sintonizzatore STR-6055 Sony.

durante quello negativo. Poiché tutti gli stadi sono direttamente accoppiati e ideati per ottenere potenziale zero all'uscita, il condensatore di accoppiamento che può causare distorsioni alle basse frequenze, viene eliminato.

Circuito di protezione

Al fine di proteggere i transistori di potenza sovraccaricati, da una eventuale distruzione, è utilizzato un nuovo circuito.

Nel caso di un corto ai terminali di uscita il circuito di protezione mantiene sufficientemente bassa la corrente nel transistor di potenza in modo da non surriscaldarlo. La

fig. 1 mostra una parte dello schema del circuito di protezione funzionante come segue:

Poiché il circuito è identico sia per il semiciclo positivo che per quello negativo, la descrizione che segue è riferita al positivo. Il Q705 limita il semiciclo positivo della tensione di alimentazione applicata alla base del Q707 quando la dissipazione di corrente al collettore Q709 supera il circuito di sicurezza.

La tensione di base è parzialmente determinata dal rapporto dei resistori R719, R726 e RL (Load).

La tensione di base è anche determinata dall'intensità di corrente nell'R733 e dalla tensione del collettore del Q709.

Durante il funzionamento normale, Q705 è escluso. Quando la dissipazione del collettore del transistor di potenza va oltre il valore specifico, Q705 si apre e limita la tensione al transistor di potenza. Questa condizione è anche subordinata al carico. La tensione di base del Q705 è determinata dai resistori R733, R726, R724, R725, e RL (Load). D709 ha la funzione di interrompere la tensione inversa durante il semiciclo negativo, Q705 si apre limitando la tensione al transistor di potenza quando il resistore di carico diminuisce oltre un certo limite.

In condizioni di carico reattivo circolerà una corrente massima negli amplificatori in classe B quando la tensione applicata al transistor di potenza è massima creando in tal modo la condizione limite per un guasto secondario (vedere fig. 3).

La figura 3 mostra le linee di carico per una metà dello stadio di uscita in classe B in condizione di uguale impedenza di carico; in un caso il carico è puramente resistivo e in un altro puramente reattivo. D705 protegge Q705 da un eventuale corto-circuito tra base ed emettitore dovuto alla tensione reattiva rivelata attraverso C709; D703 protegge Q705 da un corto-circuito tra collettore ed emettitore durante il semiciclo negativo.

Rettificatore D802

Un rettificatore a semionda D802 ed un filtro (C809, R801, R802 e C810) forniscono una tensione c.c. ben filtrata alla sezione del preamplificatore.

Regolatore di tensione (Q801, D803, D804)

L'uscita c.c. del rettificatore è filtrata dal C807 e applicata al regolatore Q801. Poiché la tensione alla base del Q801 è mantenuta costante dai diodi zener D803 e D804, la tensione dell'emettitore rimane costante sia nel carico che nelle variazioni di tensione.

L'uscita stabilizzata e ben filtrata di 15 V viene fornita ad una sezione del sintonizzatore.

SEZIONE AMPLIFICATORE

Potenza di uscita dinamica:	145 W/4 Ω, 100 W/8 Ω
Potenza di uscita RMS continua: (meno di 0,2% THD)	a 1 kHz 60 W /4 Ω (per ciascun canale) 43 W /8 Ω (per ciascun canale) 50 W /4 Ω (per entrambi i canali operanti simultaneamente) 40 W/8 Ω (per entrambi i canali operanti simultaneamente) da 20 Hz ÷ 20 kHz 30 W/8 Ω (per entrambi i canali operanti simultaneamente)
Larghezza di banda:	15 Hz ÷ 30 kHz
Distorsione armonica:	meno dello 0,2% uscita nominale meno dello 0,1% uscita 1 W
Distorsione IM:	meno dello 0,2% a tutti i livelli di potenza
Risposta in frequenza:	PHONO, R.I.A.A. curva di equalizzazione ± 0,5 dB, AUX 1, AUX 2, TAPE, 10 Hz ± 60 kHz +0-3 dB
Sensibilità ingresso ed impedenza: (con uscita nominale)	AUX 1, 2, TAPE, REC/PB (ingresso) 140 mV, 100 kΩ, PHONO, 1,8 mV, 47 kΩ
Tensione d'ingresso ed impedenza:	REC OUT, 250 mV, 10 kΩ REC/PB (ingresso), 30 mV, 80 kΩ Cuffia, eccetto le cuffie ad alta e bassa impedenza
Rapporto S/D:	PHONO, migliore di 70 dB, carico di rete B, 1,8 mV AUX 1, 2, TAPE, migliore di 90 dB, carico di rete A, 140 mV REC/PB (ingresso), migliore di 90 dB, carico di rete A, 140 mV
Controlli di tono:	BASS (manopola concentrica doppia) ± 10 dB a 100 Hz TREBLE (manopola concentrica doppia) ± 10 dB a 10 kHz
Filtro passa-alto:	6 dB/ottava, sopra 5 kHz
Controllo loudness:	+ 10 dB a 50 Hz, + 4 dB a 10 kHz



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

I RECENTI SVILUPPI DEL RISCALDAMENTO MEDIANTE MICROONDE

(Da «Electronique & microélectronique industrielles» - 15/2/73)

Il metodo di riscaldamento mediante microonde ha fatto la sua comparsa circa una decina di anni or sono con diversi gradi di successo: il nuovo principio di produzione delle calorie è risultato talmente diverso dal principio sfruttato a partire dall'età del fuoco, ed inoltre i vantaggi derivanti dalla nuova tecnica sono di tale entità, che lo sviluppo riscontrato in questi ultimi cinque anni è stato straordinariamente rapido.

Il principio classico del funzionamento, ottenuto mediante tutti i metodi precedentemente noti, è assai semplice: le calorie vengono prodotte all'esterno del corpo da riscaldare, e vengono ad esso trasmesse dall'esterno verso l'interno.

Il principio del riscaldamento mediante microonde è invece ancora più semplice: le calorie vengono sviluppate all'interno dei corpi da riscaldare, per cui non esiste più alcun sistema di trasmissione del calore.

Questi due ultimi punti rappresentano una rivoluzione considerevole delle tecniche del riscaldamento. I vantaggi che ne derivano risultano evidenti immediatamente, e consistono nella rapidità, nell'omogeneità, nella qualità, nella flessibilità dell'impianto, ed in un elevato rendimento.

Per fornire un'idea abbastanza precisa dei più recenti sviluppi, riproduciamo alla **figura 1** la fotografia di una complessa e moderna apparecchiatura per riscaldamento a microonde. La parte elettrica completa è contenuta nella parte superiore, di cui si nota il pannello frontale, recante i dispositivi di comando e di regolazione.

L'articolo che recensiamo, dopo questa interessante introduzione, cita quali sono stati i più recenti sviluppi agli effetti delle applicazioni domestiche e delle applicazioni industriali: per quanto riguarda le applicazioni domestiche, ci-

ta la cucina familiare ed il riscaldamento dei piatti surgelati nei ristoranti, nei «self-service», nelle cantine, ecc.

In questo campo specifico, la rapidità del riscaldamento determina il principale motivo di successo di questa moderna applicazione dell'elettronica: ad esempio, un'intera porzione alimentare può essere riscaldata a temperatura ideale in un periodo di tempo pari a circa novanta secondi, mentre la cottura di un uovo non implica che quaranta secondi.

Per quanto riguarda invece le applicazioni a carattere industriale, riteniamo utile anche in questo caso riprodurre alla **figura 2** l'aspetto di una complessa apparecchiatura allestita per svolgere lo studio di una pre-serie, nei confronti di una particolare produzione industriale. Anche in questo campo il riscaldamento a microonde rivela importanti vantaggi, proprio a causa della uniforme distribuzione del calore, e della mancanza di un sistema di trasmissione termica. In pratica, si rammenti che — dovendo

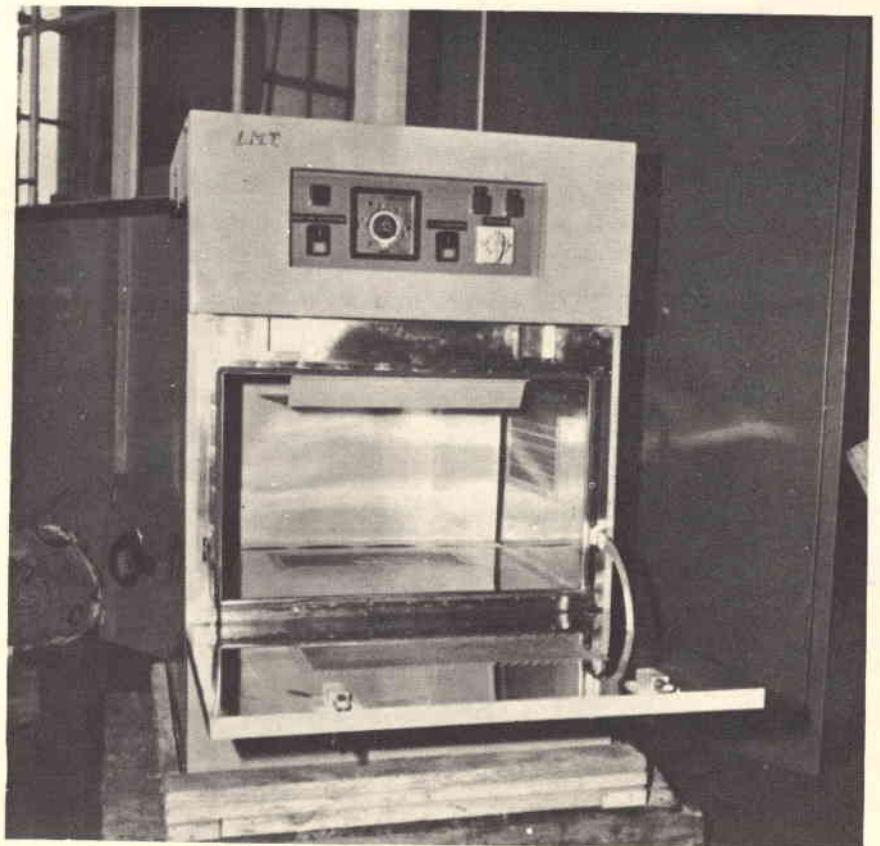


Fig. 1 - Una delle più moderne apparecchiature per il riscaldamento mediante microonde, di produzione LMT.

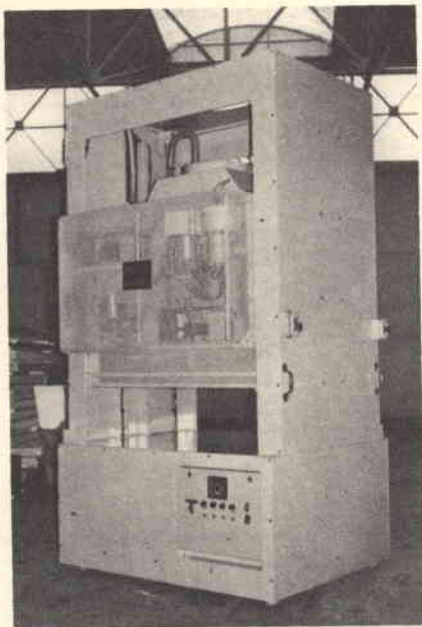


Fig. 2 - Altro esempio di apparecchiatura allestita presso la LMT per lo studio di una pre-serie in un campo industriale di produzione.

riscaldare un corpo di dimensioni relativamente notevoli con i metodi convenzionali — sussisteva sempre il fenomeno del riscaldamento dall'esterno verso l'interno. A causa di ciò, dal momento che il riscaldamento comporta inevitabilmente una certa dilatazione, accadeva che le variazioni di volume tra l'esterno e l'interno del corpo da riscaldare, dovute proprio all'effetto di dilatazione, provocavano in determinati casi alterazioni della struttura molecolare, incrinature, ecc., che — a lungo andare — compromettevano a volte anche molto seriamente l'integrità del pezzo.

Disponendo invece di un moderno impianto di riscaldamento per microonde, anche questo pericolo viene evitato, col vantaggio di una produzione assai più sicura ed uniforme.

L'articolo si dilunga ulteriormente con la descrizione delle più recenti apparecchiature impiegate in questo campo, e pubblica alcune tabelle che ne sintetizzano le caratteristiche.

Un altro paragrafo precisa quali sono i motivi per i quali è opportuno che in particolari situazioni la scelta cada su questo mezzo di riscaldamento, e conclude affermando che le qualità del nuovo principio, concretato attraverso la

perfetta sicurezza di funzionamento delle apparecchiature di attuale produzione, hanno permesso una estensione estremamente rapida di questo modo di riscaldamento. Non sussiste quindi alcun dubbio per quanto riguarda i futuri sviluppi, che non potranno che migliorare ulteriormente il livello tecnologico attualmente raggiunto.

APPLICAZIONI ELETTRICHE (Da «Toute l'Electronique» - 2/1973)

La breve rubrica intitolata «Applicazioni» che rileviamo sulla nota Rivista francese descrive in questa occasione due interessanti circuiti: il primo di essi, riprodotto alla figura 3, è un oscillatore a ponte di Wien, facente uso di un transistor ad effetto di campo (Q1) e di un amplificatore operazionale del tipo SN72748.

Questo circuito presenta, per la frequenza di risonanza, un'attenuazione pari a 3 ed una rotazione di fase nulla. Il guadagno dell'amplificatore deve quindi essere pari al valore fisso 3, e — se risulta leggermente inferiore — le oscillazioni si bloccano.

Se il guadagno è invece del valore maggiore, l'oscillatore risulta parzialmente saturato, per cui il segnale non presenta più una forma sinusoidale, e la condizione di frequenza non viene più rispettata.

I valori che determinano la frequenza delle oscillazioni sono naturalmente quelli di R e C, nelle due combinazioni in serie ed in parallelo, facenti parte dei due rami di sinistra del ponte. Il segnale sviluppato tra le due estremità del ponte disposte orizzontalmente viene applicato tra l'ingresso invertente e quello non invertente dell'amplificatore operazionale, il cui funzionamento è dovuto ad una tensione di alimentazione di 15 V, positiva e negativa rispetto a massa. Il segnale di uscita viene infine prelevato dall'uscita dell'amplificatore operazionale, ed una parte di esso, rettificato dal diodo D1, viene resa disponibile ai capi del potenziometro R4, il cui cursore fa capo ad una cellula RC di filtraggio, per dosare il rapporto di controreazione, agli effetti della correzione della forma d'onda.

Il secondo dispositivo elettronico descritto nella stessa rubrica è un amplificatore di bassa frequenza funzionante con una potenza di uscita di 2 W, il cui schema elettrico viene riprodotto alla figura 4.

Si tratta di un amplificatore di concezione del tutto classica, munito di uno stadio di uscita di tipo a simmetria complementare.

All'ingresso, esso consiste in un transistor ad effetto di campo a basso rumore, funzionante appunto come preamplificatore.

Questo transistor permette inoltre l'impiego di un potenziometro del valore di 1 MΩ, per la regolazione del volume.

Le caratteristiche principali di questo amplificatore sono le seguenti:

— Impedenza di ingresso: 1 MΩ

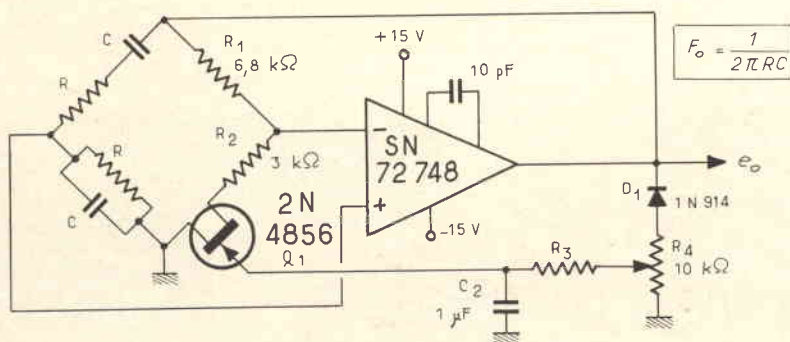


Fig. 3 - Schema elettrico del generatore a ponte di Wien, impiegante un transistor ad effetto di campo ed un amplificatore operazionale.

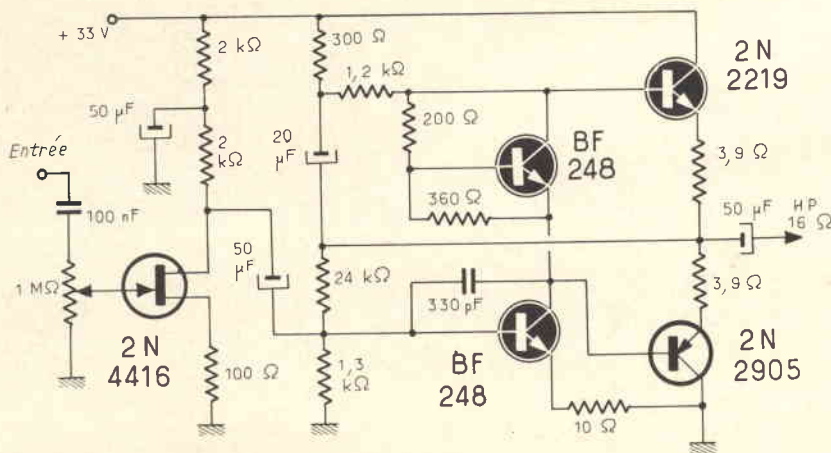


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza avente un'uscita di 2 W, munito di stadio finale del tipo a simmetria complementare.

- Distorsione alla potenza di 2 W: 3,7 %
- Alla potenza di 2,5 W: 1,2 %
- Alla potenza di 50 mW: 0,15 %
- Banda passante entro 3 dB: da 63 Hz a 17 kHz
- Intensità della corrente di alimentazione in assenza di segnali: 15 mA
- Intensità della corrente di alimentazione a massima potenza: 115 mA

Dal momento che il circuito presenta una sostanziale semplicità, e che il funzionamento è ineccepibile sotto i più rigorosi punti di vista, questo schema può essere adottato per l'allestimento di amplificatori di una certa qualità, con la possibilità di migliorarne ulteriormente le prestazioni, a seguito dell'eventuale aggiunta di un dispositivo per il controllo separato del tono per le frequenze acute e per quelle ridotte.

I CONVERTITORI DI TENSIONE (Da «Toute l'Electronique» - 2/1973)

L'articolo introduce l'argomento affermando che esistono diversi tipi di convertitori: fra questi: uno dei più semplici è indubbiamente quello il cui schema viene riprodotto alla **figura 5**, che comporta solo un transistor e un trasformatore.

Il suo funzionamento è assai simile a quello del classico oscillatore bloccato: il transistor funziona infatti come commutatore, nel senso che esso collega alternativamente una induttanza L_p ad una sorgente di tensione continua, $+V_{al}$.

La tensione ad impulsi che viene in tal modo ottenuta viene successivamente trasformata in impulsi di valore più elevato, mediante l'accoppiamento a trasformatore. La tensione secondaria presenta un valore che dipende naturalmente dal rapporto di trasformazione, e dal fattore di forma.

Per meglio illustrare i fenomeni elettrici che si verificano in questo tipo di convertitore, la **figura 6** rappresenta i diversi tipi di segnale, illustrandone la forma d'onda in corrispondenza dei punti più critici e di maggiore interesse. Per l'esattezza, i sei diagrammi rappresentano l'andamento della tensione V_{ce} , l'intensità della corrente di collettore, la tensione presente tra base ed emettitore, ed altri parametri attraverso i quali il testo spiega le condizioni di funzionamento del convertitore al quale ci siamo riferiti.

La teoria di funzionamento del convertitore suddetto viene chiarita attraverso complesse elaborazioni matematiche, tramite le quali l'articolo chiarisce sia le prestazioni teoriche, sia quelle pratiche, sia i parametri in base ai quali è possibile calcolare a priori il rendimento del circuito, allo scopo di accertarne la convenienza nell'eventualità che si desideri trasformare la tensione continua fornita eventualmente da una batteria di accumulatori in una tensione

alternata avente un valore ed una frequenza conforme alle esigenze.

I convertitori di questo tipo sono notoriamente utili soprattutto nelle applicazioni nelle quali si desidera disporre della tensione alternata alla frequenza

di rete su mezzi mobili. I casi più tipici sono le autovetture, i mezzi mobili di campeggio, i natanti, ecc.

L'articolo prosegue con un paragrafo che chiarisce le condizioni di funzionamento del dispositivo in condizioni di

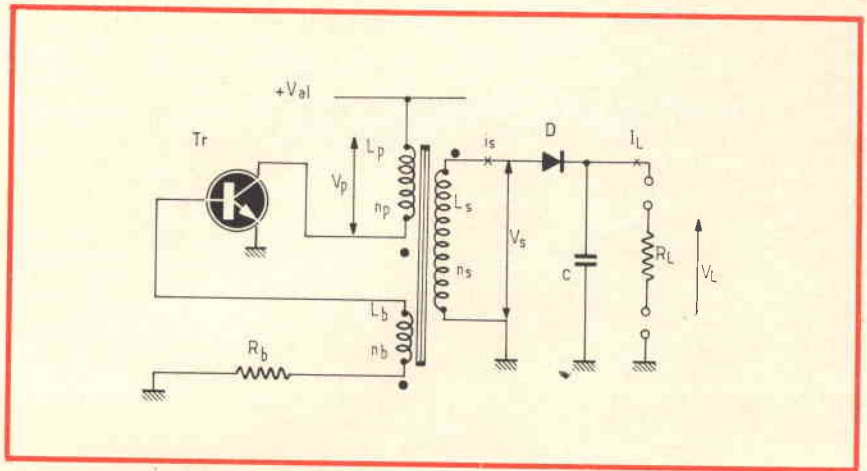


Fig. 5 - Circuito elettrico illustrante il principio di funzionamento del convertitore di tensione funzionante con un unico transistor, e con un trasformatore adeguatamente dimensionato.

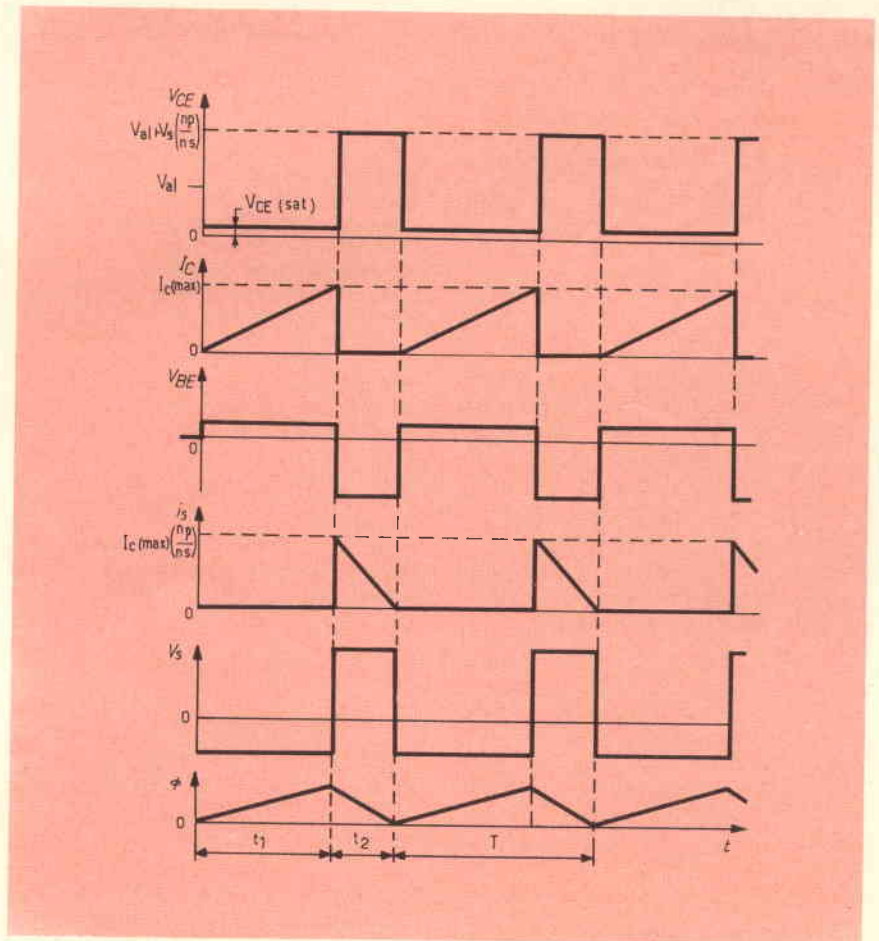


Fig. 6 - Curve di conduzione e di bloccaggio di un convertitore funzionante ad un solo transistor.

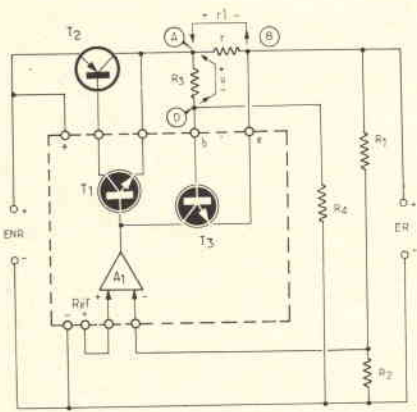


Fig. 7 - Schema elettrico di un dispositivo per la limitazione di corrente.

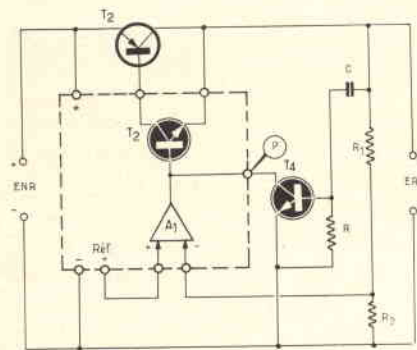


Fig. 8 - Schema elettrico di un sistema a salita programmata, impiegante l'uscita P, per la compensazione della frequenza.

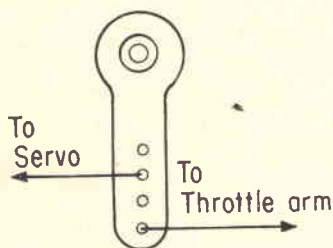


Fig. 9 - Collegamento tra il servocomando ed il braccio di una valvola.

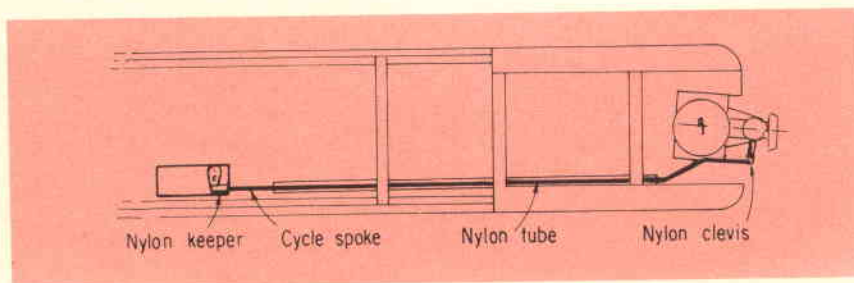


Fig. 10 - Metodo pratico per il comando di una valvola, sfruttando il movimento di un filo di nylon rigido attraverso un tubetto di supporto.

carico ed a vuoto, e con un altro paragrafo che descrive dettagliatamente le caratteristiche del trasformatore.

GLI ALIMENTATORI STABILIZZATI A CIRCUITI INTEGRATI

(Da «Toute l'Electronique» - 2/1973)

Ancora sulla Rivista Francese rileviamo questo terzo articolo, che costituisce il seguito di una precedente puntata, pubblicata sul numero 371.

In questo caso specifico l'elaborazione dell'argomento ha inizio con un paragrafo dedicato ai limitatori di intensità. In particolare, l'Autore si dilunga sul dispositivo di limitazione con ritorno, di cui in figura 7, riproduciamo lo schema elettrico.

In questo circuito di limitazione della corrente, il fatto che si applichi al transistor T3 (che comanda la limitazione) una tensione uguale alla differenza tra $r I$ (proporzionale alla corrente di uscita) ed u (proporzionale ad ER), è molto interessante. In pratica, l'alimentazione comincia ad entrare in regime di limitazione della corrente non appena viene superato il valore pre-determinato della corrente I_{max} , ma non fornisce — in stato di cortocircuito — che una corrente I_{min} , inferiore ad I_{max} , dopo di che riprende il suo regime normale non appena viene ridotta l'intensità della corrente consumata, al di sotto del valore minimo.

Con questa particolare applicazione si riscontrano i vantaggi del disgiuntore, senza che ne siano presenti contemporaneamente anche i difetti.

Un altro metodo per premunirsi contro le sovrintensità al momento della messa in funzione consiste nel realizzare un sistema del tipo cosiddetto a «salita programmata», mediante il quale, non appena il dispositivo viene messo sotto tensione, la tensione ER non può aumentare se non con una velocità prestabilita, il che permette agli stati di regime di stabilizzarsi, ai condensatori di caricarsi senza consumare una corrente troppo intensa, e quindi al circuito di normalizzarsi entro un periodo di tempo ragionevole.

Un esempio tipico di questa applicazione è illustrato nello schema elettrico di figura 8: in questo circuito viene usata l'uscita P, agli effetti della compen-

sazione di frequenza. Il transistor T4 tende a sbloccarsi se la tensione di uscita aumenta troppo rapidamente, in quanto la corrente di carica di C risulta in tal caso sufficiente per determinare la presenza dei capi di R di una caduta di tensione che sblocca parzialmente T4.

L'aumento di tensione si verifica quindi secondo una legge lineare, e, quando la tensione viene raggiunta, T4 si blocca nuovamente, e cessa di svolgere qualsiasi ruolo importante.

Il paragrafo conclusivo di questo articolo presenta il titolo assai opportuno «Quale circuito scegliere?».

Davanti alla molteplicità dei circuiti integrati che è possibile adottare per realizzare un dispositivo di alimentazione regolata, l'utente ha diversi motivi per esitare. Occorre soprattutto tenere presenti le esigenze relative alla messa a punto, ed inoltre le prestazioni globali dell'alimentatore, agli effetti della tensione e della corrente di uscita.

Un altro argomento che esercita una certa influenza è naturalmente la temperatura ambiente, dalla quale dipendono le caratteristiche dinamiche dell'intero dispositivo, e quindi le relative prestazioni.

IL CONTROLLO NELLE VOSTRE MANI

(Da «Radio Models» - 3/1973)

Ci riferiamo alla quarta parte di una serie di articoli, dedicata ai principianti, in fatto di controlli radio nel campo del modellismo. Dopo aver descritto le tecniche più elementari agli effetti del comando a distanza, in questa particolare occasione l'Autore si dilunga sugli accoppiamenti meccanici delle valvole di comando.

In pratica, l'accoppiamento tra il comando di una valvola ed il carburatore viene effettuato in diversi modi, a seconda delle esigenze specifiche del realizzatore.

Le diverse caratteristiche di questo sistema di comando dipendono sia dalle prestazioni del trasmettitore, soprattutto per quanto riguarda la potenza e la portata, sia dalla sensibilità del ricevitore installato a bordo del modellino. E' infatti assai logico che, se il ricevitore consente una potenza di uscita adeguata, il dispositivo meccanico comandato elettronicamente può presentare una certa robustezza, e quindi determinate caratteristiche costruttive: per contro, se il ricevitore fornisce un segnale di uscita di entità ridotta, è chiaro che anche il meccanismo comandato deve essere assai leggero, e tale cioè da poter essere azionato con correnti di intensità assai esigua.

Per fare un esempio pratico, la figura 9 illustra uno dei metodi più rudimentali: si tratta in pratica di impiegare una normale paglietta di ancoraggio, munita di quattro fori lungo il braccio esterno, e nel collegare ad una coppia di fori la trasmissione meccanica facente capo al servocomando, e la trasmissione mecca-

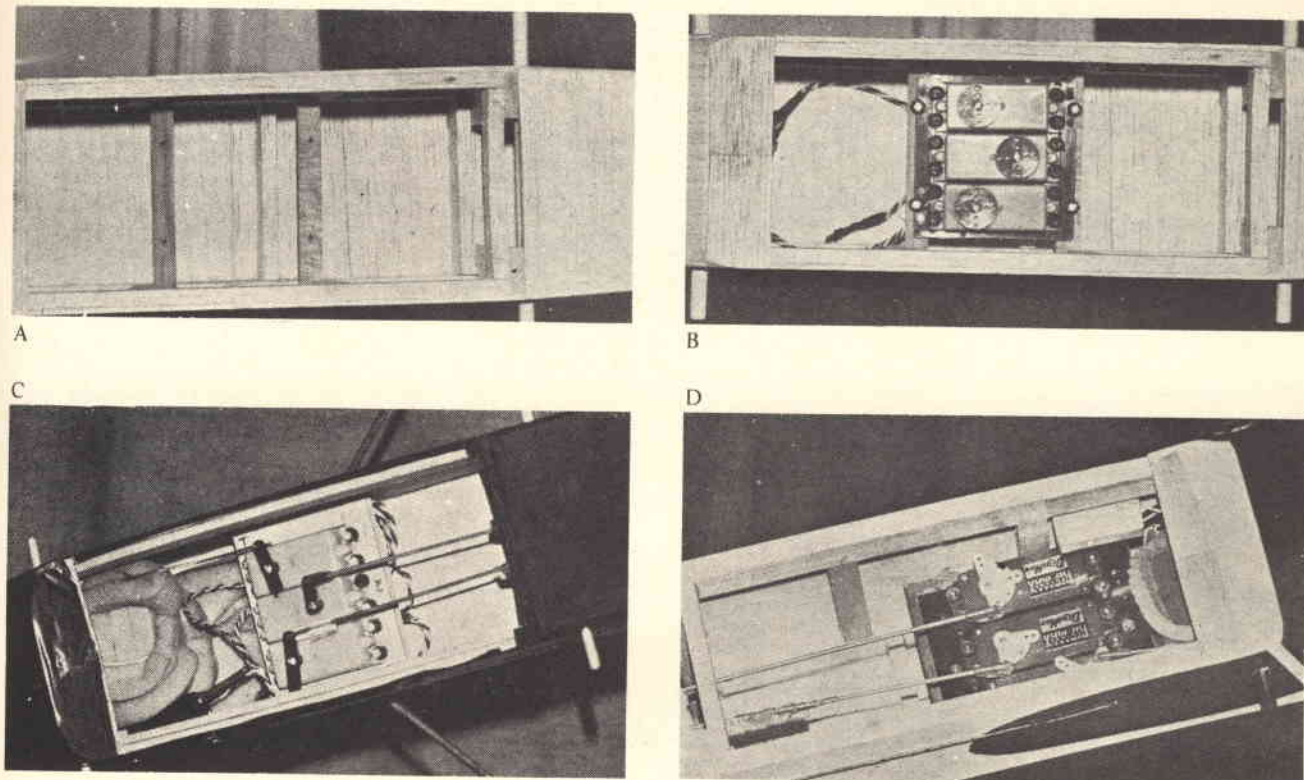


Fig. 11 - Tre diverse fasi dell'installazione di un servocomando a controllo elettronico, ed un'installazione radio basata sull'impiego di un dispositivo del tipo Futaba. «A» illustra i dettagli della fusoliera. «B» il metodo di fissaggio del supporto dei servocomandi, «C» un impianto radio completo con l'aggiunta del sistema di collegamento dei servocomandi, e «D» un'installazione simile, impiegante appunto una radio di produzione Futaba.

nica facente capo invece al dispositivo meccanico comandato, consistente in questo caso proprio nella valvola che dosa la carburazione.

La scelta della posizione di ancoraggio dei tiranti, rivolti nelle due direzioni opposte, deve essere tale da consentire il minimo sforzo meccanico nei confronti del perno intorno al quale questa levetta viene fatta ruotare ogni qualvolta il comando elettronico viene azionato.

La figura 10 rappresenta un'altra interessante idea, consistente nel metodo più semplice per il comando di una valvola, impiegando un filo rigido di nailon, che scorre attraverso un tubetto di diametro adatto. A sinistra si nota il supporto di ancoraggio, anch'esso di nailon, che scorre all'interno di un involucro a struttura cilindrica. Ogni qualvolta l'ancoraggio si sposta verso sinistra, il filo rigido di nailon lo segue, determinando la rotazione del dispositivo comandato, che si trova all'estremità destra della guida.

E' naturalmente previsto un sistema automatico di ritorno, che può consistere sia in una molla di richiamo, facilmente realizzabile in acciaio armonico, sia in un sistema magnetico, funzionante sullo sfruttamento dei fenomeni relativi all'attrazione ed alla repulsione di polarità magnetiche rispettivamente opposte o analoghe.

La figura 11 consiste in quattro fotografie, che illustrano i dettagli della tec-

nica di installazione di un servo comando in un modellino. In A viene riprodotta la struttura in legno del corpo del modellino, mentre in B si nota come al di sopra delle due barrette trasversali che fungono da supporto può essere installata la basetta che a sua volta raggruppa i servocomandi. La sezione C della figura illustra l'installazione radio completa e mette in evidenza la tecnica

con la quale i servocomandi sono stati accoppiati tramite astine di trasmissione ai diversi organi comandati elettricamente. In D — infine — è stato illustrato un dispositivo di radio comando di tipo analogo, impiegante però questa volta una radio del tipo Futaba. In questo caso specifico, i servocomandi sono montati in posizione molto avanzata, per mantenere nella posizione ideale il punto di bilanciamento del modello.

La figura 12 — infine — rappresenta la tecnica di installazione del supporto dei servo meccanismi sulle barrette trasversali chiaramente visibili nella sezione A della citata figura 11. Come si può osservare, si tratta di usare una vite mordente da legno di tipo convenzionale, facendo in modo che essa passi attraverso un normale gommino passa-cavo, che viene inserito a pressione in una squadretta fissata lungo il bordo esterno del supporto del servomeccanismo.

Grazie a questo particolare accorgimento, si può avere una certezza assoluta che le eventuali vibrazioni, che il modellino provoca o subisce durante il suo movimento, possano raggiungere la basetta di supporto dei servomeccanismi soltanto con una notevole attenuazione.

L'articolo prosegue con altri interessanti disegni ed altre fotografie, che possono essere di notevole valore didattico per chi si cimenta per le prime volte nel campo del radiocomando di modellini.

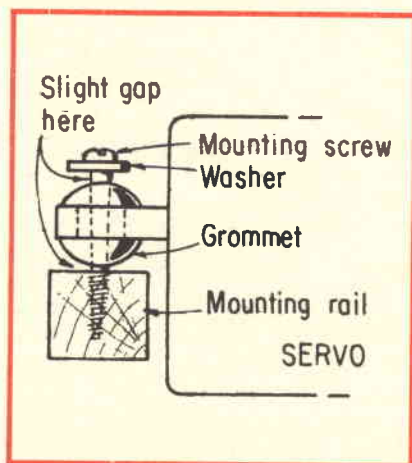


Fig. 12 - Metodo di fissaggio anti-vibrazioni del supporto dei servocomandi all'involucro facente parte del modellino.

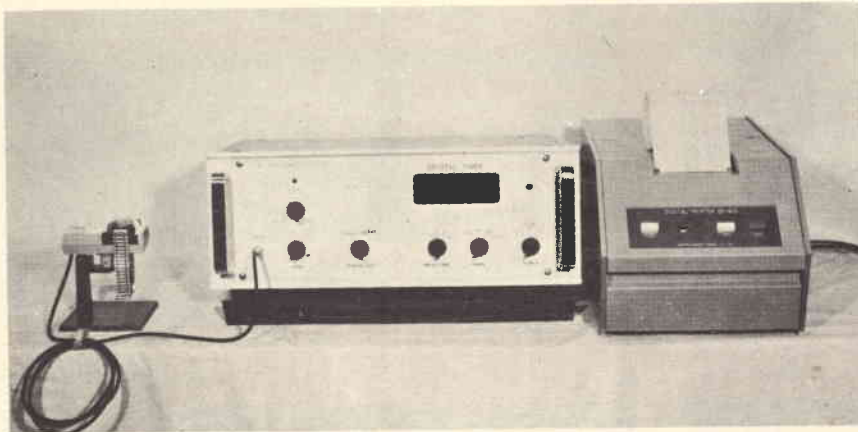


Fig. 13 - Completa apparecchiatura elettronica con la quale è possibile il controllo istantaneo della precisione di funzionamento dei moderni orologi elettronici funzionanti a diapason o a cristallo.

APPARECCHIATURE DI PROVA PER I CRONOMETRI DELLA NUOVA GENERAZIONE (Da «JEE» - 2/1973)

La disponibilità in commercio di orologi elettronici di altissima precisione, funzionanti con controllo a cristallo, è stata riscontrata contemporaneamente alla necessità di disporre di uno strumento di misura in grado di facilitare la manutenzione di questi nuovi dispositivi per la misura del tempo, avente caratteristiche adeguate alle moderne esigenze.

La stessa natura intrinseca del tempo comporta difficoltà fondamentali agli ef-

fetti delle relative misure. Il tempo non è infatti qualche cosa che si verifica in intervalli convenientemente ed uniformemente spaziatati tra loro, bensì è una grandezza continua, sprovvista di una unità basilare che non sia quella stabilita artificialmente.

L'unità fondamentale che è risultata più conveniente è il minuto secondo, e la funzione di un orologio, indipendentemente dalla categoria alla quale esso appartiene, consiste sostanzialmente nella misura dei secondi, nonché delle relative frazioni e dei relativi multipli.

Il movimento meccanico degli orologi di tipo classico poteva funzionare con sufficiente precisione nell'epoca ad esso

relativa. Sotto questo aspetto, un orologio da polso di qualità abbastanza buona può essere considerato sufficientemente preciso se presenta variazioni di ± 20 secondi al giorno, mentre gli orologi campione della medesima categoria possono funzionare con una precisione pari a ± 2 secondi al giorno.

Recentemente, gli orologi funzionanti a diapason ed a cristallo hanno raggiunto precisioni giornaliere pari a ± 2 ed a $\pm 0,2$ secondi, rispettivamente per gli orologi di buona qualità e per quelli di tipo professionale.

Se si considera l'enorme differenza che può essere riscontrata agli effetti della precisione tra i vecchi tipi ed i tipi moderni, è chiaro che solo una complessa e delicata apparecchiatura può consentire il controllo immediato delle prestazioni e della precisione di un orologio, che diversamente implicherebbe il controllo del suo funzionamento attraverso un numero di ore piuttosto elevato.

Ad esempio, per poter accertare lo eventuale errore di pochissimi secondi al giorno da parte di un orologio, è chiaro che il funzionamento deve essere protratto almeno per quarantotto ore, dopo di che il tempo segnato può essere controllato rispetto ad un altro orologio campione, nei confronti del quale viene effettuata la messa a punto, o comunque la taratura.

Non essendo oggi concepibile effettuare un controllo della precisione che imponga un periodo di tempo pari a ben due giornate complete, è stata universalmente avvertita la necessità di disporre di un'apparecchiatura elettronica del tipo che illustriamo alla figura 13, tramite la quale fosse possibile effettuare il controllo immediato delle prestazioni dell'orologio.

L'articolo descrive il principio di funzionamento di questa apparecchiatura, che funziona con l'applicazione all'ingresso dei complessi circuiti elettronici di un segnale derivato da un trasduttore, contenuto in un supporto sul quale viene appoggiato l'orologio sotto prova.

Il trasduttore contiene naturalmente un rivelatore dei segnali prodotti dal meccanismo di temporizzazione, i quali segnali, consistenti in impulsi elettrici, vengono applicati all'ingresso dell'amplificatore, per essere confrontati con quelli prodotti da una sorgente interna di segnale ad altissima precisione e ad altissima stabilità, in modo da accertare immediatamente qualsiasi discordanza agli effetti della frequenza di ripetizione degli impulsi.

Il grafico di figura 14 rappresenta la distribuzione delle frequenze acustiche di oscillazione riscontrata negli orologi meccanici di tipo convenzionale. Come è possibile riscontrare in questo grafico, l'ampiezza dei segnali che si succedono non è sempre la medesima, nel senso che varia col variare della frequenza e delle caratteristiche intrinseche del meccanismo, tra le quali rivestono notevole importanza la sensibilità alla temperatura, il grado di lubrificazione, lo stato

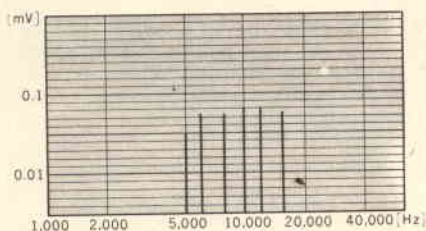


Fig. 14 - Grafico illustrante la distribuzione delle frequenze di oscillazione degli orologi meccanici di tipo convenzionale.

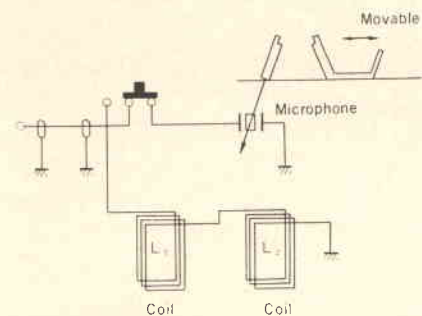


Fig. 15-A - Struttura del sensore del tipo a stativo rotante.

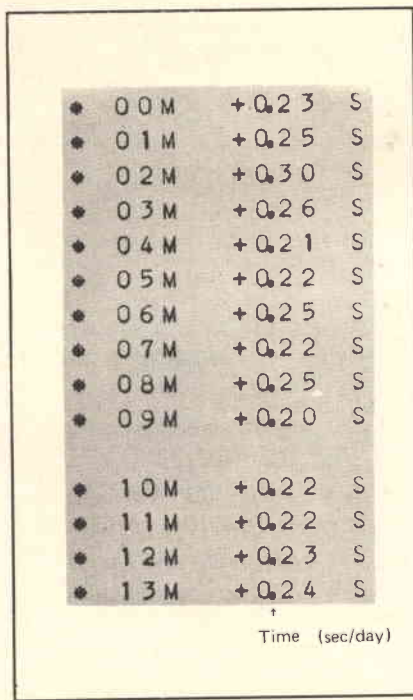


Fig. 15-B - Esempio di responso fornito dall'apparecchiatura di figura 13.

di usura delle punte del bilanciere, ecc.

La **figura 15-A** rappresenta invece la struttura interna del sensore, ossia del trasduttore attraverso il quale vengono captati i segnali da confrontare con la sorgente standard, del tipo a supporto rotante. Come è possibile rilevare, si tratta di due bobine di accoppiamento in serie tra loro, facenti capo ad un circuito di commutazione che inserisce in sostituzione del segnale captato da queste bobine un microfono facente capo a sua volta ad un eccitatore meccanico di tipo mobile. La **figura 15-B** è infine un campione del risultato ottenuto con la verifica di un orologio funzionante a cristallo mediante l'apparecchiatura elettronica illustrata alla citata figura 13. In sostanza, si tratta di un nastro di carta, che riporta nella colonna di sinistra la successione dei periodi di controllo, ed a destra i dati relativi alla frazione di secondi che costituisce l'errore giornaliero. Nel caso illustrato, le variazioni sono comprese tra un minimo di 0,21 s/giorno, ed un massimo di 0,30 s/giorno.

Sebbene l'articolo non sia molto dettagliato, e consista soprattutto in argomentazione di carattere teorico, la sua lettura è tuttavia interessante per chi dedica parte della propria attività allo studio dei moderni sistemi per la misura del tempo.

STUDIO E REALIZZAZIONE PRATICA DEI MODULI

(Da «Radio plans» - 1/1973)

Unitamente ai metodi di interconnessione dei moduli ad alta fedeltà, pubblicati in un precedente numero della medesima Rivista, si è concluso il primo studio dedicato a questo argomento specifico.

Per concludere quindi l'argomento anche sotto un diverso punto di vista, la Redazione propone nel numero citato un questionario, allo scopo di conoscere qual'è l'apparecchio che ha interessato la maggior parte dei lettori. In attesa dei risultati di questo sondaggio, l'argomento viene però ripreso per quanto riguarda lo studio dei moduli precedentemente descritti, allo scopo di fornire altre informazioni complementari sui punti più oscuri, e di colmare eventuali lacune della precedente esposizione.

La prima serie di notizie complementari riferita al modulo amplificatore in classe B, al modulo di alimentazione a tre transistori, al modulo preamplificatore e correttore della tonalità, ad un filtro attivo, ad un modulo di riverberazione e ad un modulo di interconnessione.

In aggiunta alle note integrative, viene descritta in questa occasione una unità di regolazione e di protezione dei circuiti che alimentano un'apparecchiatura elettronica, il cui schema elettrico viene riprodotto alla **figura 16**.

Il circuito comprende in totale quattro transistori: i primi tre, Q1, Q2 e Q3 costituiscono un circuito classico di alimentazione stabilizzata.

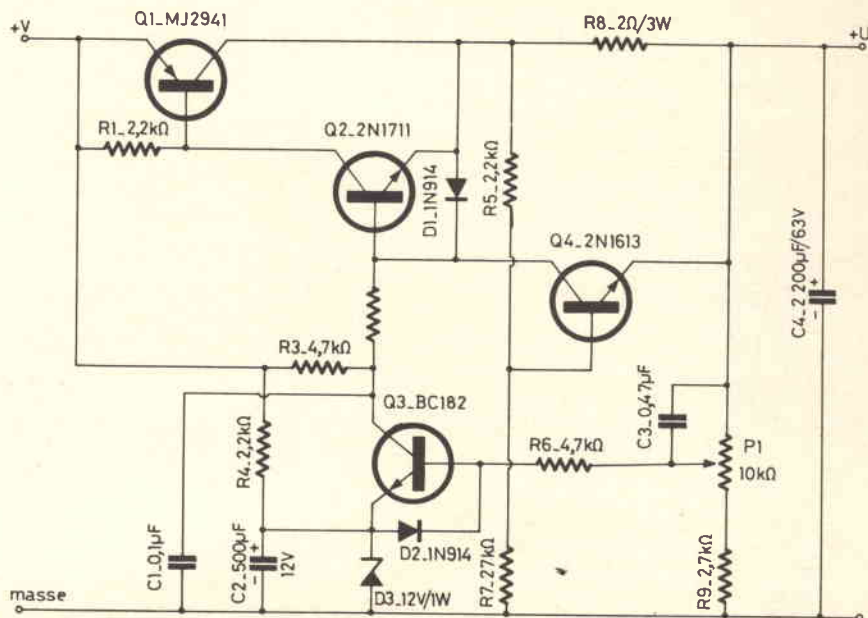


Fig. 16 - Schema elettrico della sezione di stabilizzazione che è possibile inserire tra la cellula di filtraggio di un alimentatore ed il carico.

Il transistor Q1 è l'elemento zavorra, ossia il componente a resistenza variabile. Il relativo emettitore viene polarizzato con un potenziale positivo che costituisce l'ingresso del modulo, vale a dire la tensione rettificata e filtrata dalla cellula di livellamento.

La base viene invece polarizzata ad opera del resistore R1, che determina anche il potenziale di collettore di Q2.

Si noti che un diodo al silicio, D1, è stato predisposto tra l'emettitore e la base di Q2. Questo diodo mantiene ai suoi capi una tensione dell'ordine di 0,6

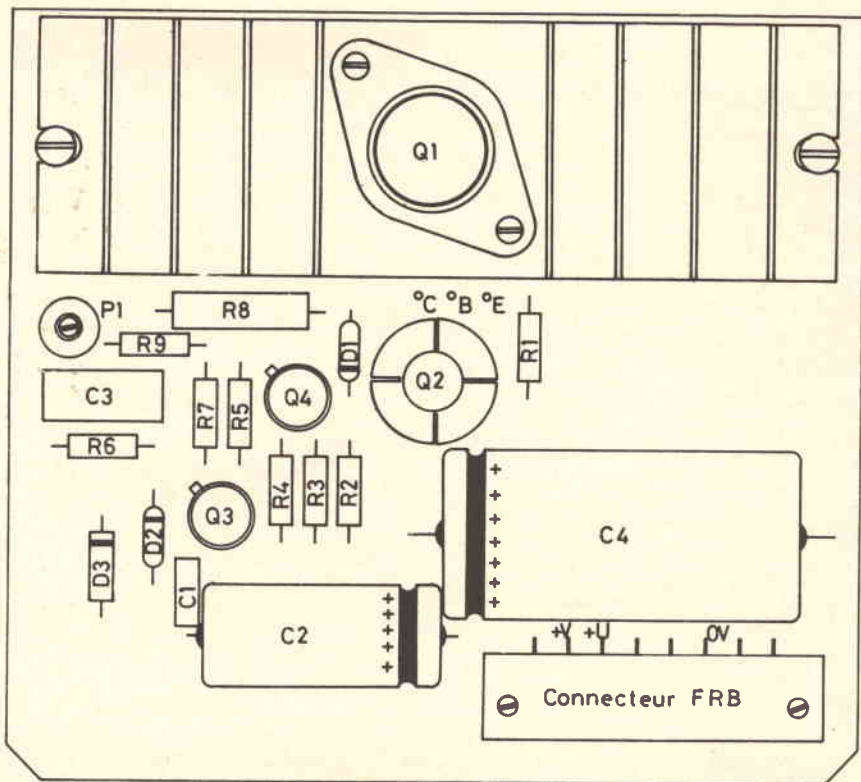


Fig. 17 - Disposizione dei componenti sulla basetta di supporto del circuito di fig. 16.

V, il che significa che il potenziale di base risulta pari a quello dell'emettitore, aumentato di 0,6 V.

In tali condizioni, qualunque sia la tensione di uscita, vale a dire il potenziale di collettore di Q1, la base di Q2 risulta sempre ad un potenziale superiore a quello dell'emettitore, evitando quindi che il transistor del tipo «n-p-n» possa bloccarsi.

Si riscontra anche la presenza di un diodo identico, D2, tra la base e l'emettitore dell'amplificatore di errore, Q3. Il relativo emettitore viene polarizzato mediante un diodo zener da 12 V, che fornisce la tensione di riferimento agli effetti della stabilizzazione della tensione di uscita, nel modo convenzionale.

Dopo aver descritto con sufficiente precisione la struttura ed il funzionamento del circuito di stabilizzazione, l'articolo viene completato con la figura 17, che rappresenta in disegno la tecnica realizzativa dell'intero dispositivo. Naturalmente, Q1, vale a dire il transistor di potenza funzionante da elemento di regolazione in serie, viene montato su di un adeguato dissipatore termico, nella parte superiore della basetta. Al di sotto sono presenti gli altri componenti minori, tra cui i grossi condensatori elettrolitici C2 e C4, ed una basetta di ancoraggio per l'applicazione della tensione di ingresso, e per rendere disponibile la tensione stabilizzata di uscita.

L'articolo è completo anche di una figura che illustra la struttura delle connessioni stampate sulla suddetta basetta, e comprende anche una tabellina nella quale sono elencati dettagliatamente tut-

ti i valori dei componenti che costituiscono il circuito.

TECNICA DI REGISTRAZIONE DEI SEGNALI A BASSA FREQUENZA SU REGISTRATORI DI TIPO COMMERCIALE

(Da «Electronic engineering» - 1/1973)

Nella premessa viene precisato che, senza alcuna modifica, i registratori di tipo convenzionale possono essere usati anche per registrare segnali a frequenza bassissima, nella gamma compresa cioè tra 0 e 2 kHz, impiegando la modulazione di frequenza ad impulsi.

Se si considera che i segnali a frequenza bassissima non possono essere di solito registrati direttamente sui nastri magnetici, a meno che non si faccia uso di un metodo adatto di modulazione, è intuitivo che la modulazione di ampiezza non si presta a tale scopo a causa della caratteristica non lineare del nastro magnetico, ed anche a causa della inerente suscettibilità di distorsione dovuta al rumore.

La modulazione di frequenza ad impulsi è stata riscontrata la più idonea, soprattutto a causa della larghezza di banda relativamente ridotta che risulta necessaria, e della semplicità dei circuiti che è necessario allestire a tale scopo.

Il primo paragrafo chiarisce il principio di funzionamento con l'aiuto dello schema a blocchi che riproduciamo nella sezione A di figura 18. In questo schema a blocchi si nota in alto a sinistra la sorgente del segnale, la cui uscita viene applicata ad un amplificatore

differenziale seguito da un generatore di impulsi.

In basso è visibile il registratore a nastro preceduto da un limitatore, e si nota anche un commutatore che prevede le due posizioni di registrazione e di ascolto, il cui segnale di uscita viene applicato all'ingresso di un sagomatore di impulsi, seguito da un multivibratore monostabile. L'uscita di questo multivibratore fa capo contemporaneamente ad un filtro attivo del tipo passa-basso, e ad un secondo filtro a banda passante, che — tramite un commutatore — fornisce un segnale di pilotaggio al registratore a nastro.

La sezione B della stessa figura 18 illustra lo schema elettrico dell'amplificatore differenziale con reiezione di modo comune. I due preamplificatori ad alta impedenza di ingresso ed a basso rumore vengono accoppiati direttamente ad un amplificatore differenziale, che presenta un circuito di reazione e due stadi di uscita del tipo ad accoppiamento di emettitore. Questi due transistori vengono usati anche per pilotare un microamperometro a bobina mobile, oltre che per fornire il segnale bilanciato di reazione negativa.

Lo strumento ad indice svolge il doppio compito di indicare il livello del segnale, e di fornire la misura del bilanciamento statico dell'amplificatore differenziale.

La figura 19 rappresenta lo schema elettrico del generatore di impulsi, del multivibratore monostabile e del filtro a banda passante, nonché del limitatore. Il grafico di figura 20 — infine — rappresenta il responso alla frequenza e lo spostamento di fase che vengono ri-

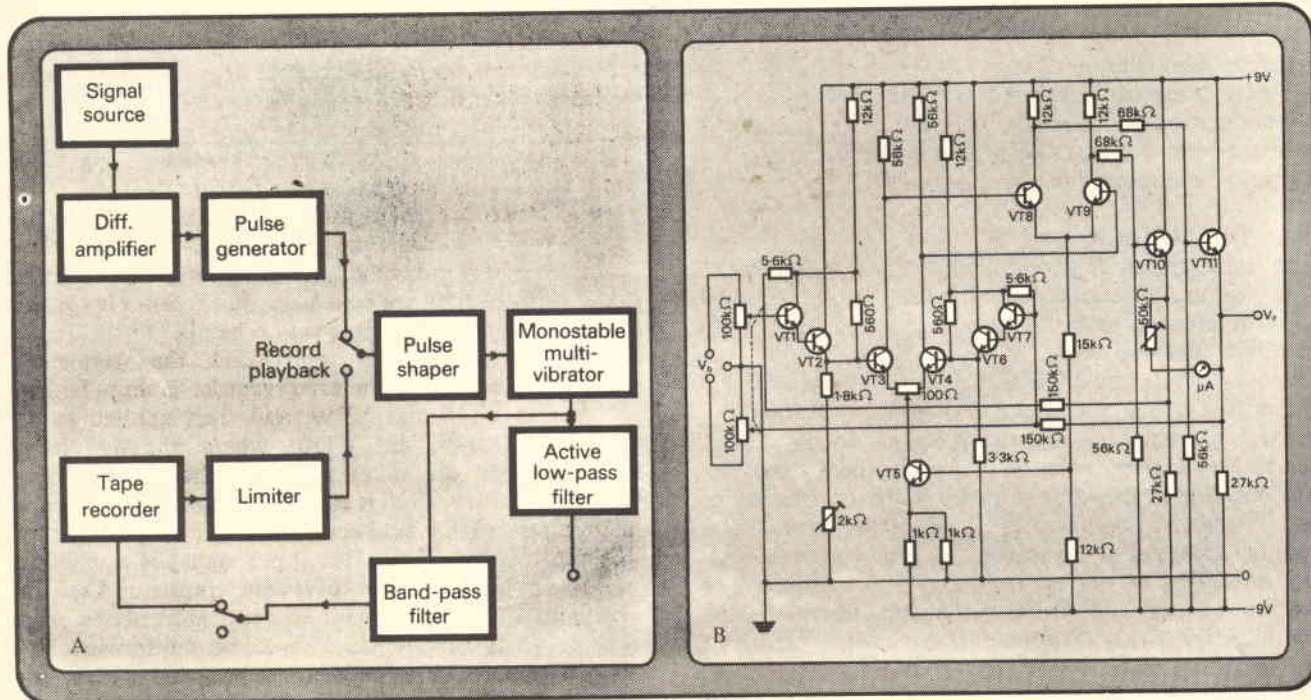


Fig. 18 - «A» rappresenta lo schema a blocchi del sistema di registrazione su nastro magnetico degli impulsi a bassissima frequenza. In «B» è invece riprodotto l'amplificatore differenziale, con reiezione di modo comune.

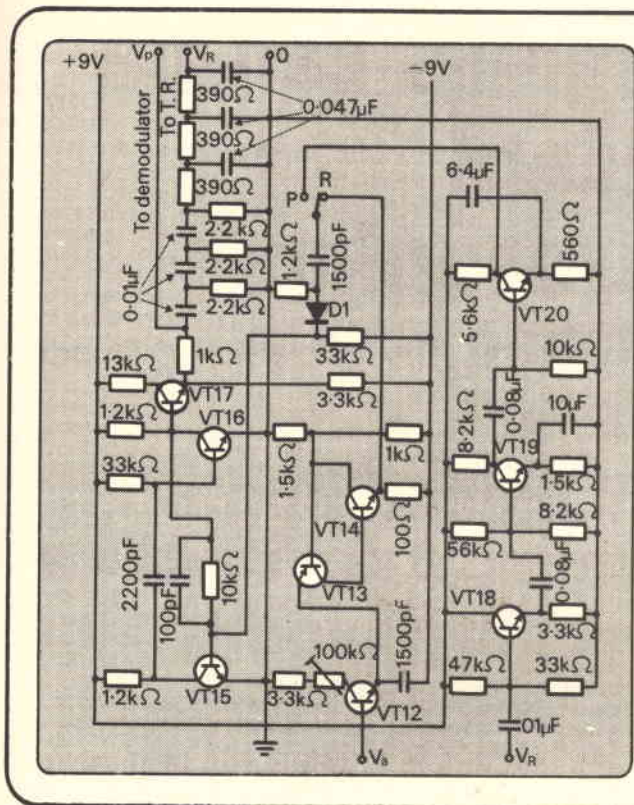


Fig. 19 - Schema elettrico del generatore di impulsi, del multivibratore monostabile, del filtro passa-banda e del limitatore, contenente anche tutti i valori dei vari tipi di componenti.

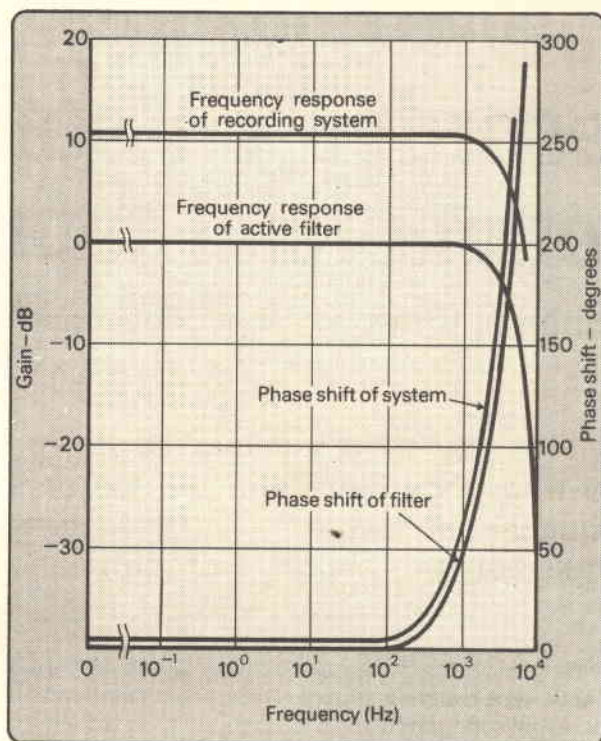


Fig. 20 - Risposta di frequenza e sfasamento del sistema di registrazione e del filtro. Le curve sono riferite anche agli effetti di sfasamento del sistema e del filtro.

scontrati nel sistema di registrazione, ed attraverso il filtro.

Il segnale amplificato, prelevato da uno qualsiasi degli stadi ad accoppiamento di emettitore, controlla il generatore a corrente costante VT12, e quindi il ritmo di ripetizione degli impulsi dell'oscillatore a rilassamento illustrato nello schema di figura 19. Il treno di impulsi viene applicato, tramite una rete a resistenza e capacità di tipo differenziale, all'ingresso di un multivibratore monostabile ad accoppiamento di collettore, costituito da VT15 e da VT16.

VT17 è invece uno stadio di amplificazione e di separazione, al quale l'uscita del multivibratore viene accoppiato direttamente.

Gli impulsi di forma d'onda rettangolare, modulati nei confronti della frequenza, vengono prelevati dal resistore di emettitore, ed applicati ad entrambi i filtri. È importante notare che il ritmo di ripetizione dei segnali prodotti dal generatore di impulsi deve essere compatibile con la costante di tempo del multivibratore monostabile, ed anche rispetto alla larghezza di banda del filtro a banda passante che segue.

Quando il segnale viene riprodotto, la uscita a modulazione di frequenza del registratore a nastro viene amplificata ad opera degli stadi VT18 e VT19, per essere successivamente applicata ad un

amplificatore sovrapilotato, VT20, nel quale si verifica la funzione di correzione della forma d'onda non lineare.

In assenza di segnale di ingresso, lo stadio VT20 è in stato di interdizione, in quanto la relativa base non presenta che un potenziale di polarizzazione nullo.

L'articolo descrive dettagliatamente le caratteristiche di funzionamento del dispositivo, e fornisce alcuni esempi pratici di impiego, che possono essere di notevole interesse didattico.

I DECIBEL

(Da «HI-FI» - 2/1973)

Il concetto di decibel (rappresentato dal simbolo dB) è ormai un vero e proprio luogo comune, in quanto la maggior parte delle caratteristiche tecniche delle apparecchiature elettroniche vengono espresse in funzione di questo metodo di valutazione.

Trattandosi però non di una unità assoluta, bensì di una unità di confronto, esistono ancora numerose persone che, pur avendo una certa esperienza tecnica ed una discreta preparazione teorica, non si sono ancora abituati a ragionare nei confronti di questo metodo di misura, per cui incontrano certe difficoltà agli effetti dell'interpretazione delle suddette caratteristiche.

A tale riguardo, è interessante rilevare il breve articolo pubblicato dalla Rivista francese, che chiarisce al riguardo alcuni concetti fondamentali.

Nel campo della musica, esistono dei passaggi in «pianissimo», e passaggi in «fortissimo»; lo scarto tra questi due livelli viene valutato appunto in dB.

Nella musica viva, come ad esempio in una sala da concerto, nella quale regna il silenzio, lo scarto può superare i 100 dB per una orchestra di grandi proporzioni. Tale scarto rappresenta appunto la dinamica del brano musicale.

Ebbene, i registratori più perfezionati non permettono solitamente di registrare queste variazioni di livello. I magnetofoni da studio, ad esempio, possono ammettere differenze di livello dell'ordine di soli 70 dB.

In tal caso si dice che la dinamica dell'apparecchio ammonta appunto a 70 dB. Questa dinamica viene più spesso caratterizzata nelle specifiche, mediante il rapporto tra segnale e rumore.

Se si esaminano i banchi di prova dei magnetofoni Braun, Ferrograph, e Revox, si nota che il rapporto tra segnale e rumore supera i 60 dB. Quello degli apparecchi più modesti è invece di solito al livello di 56 dB.

Si nota quindi che, se si vuole registrare il suono complesso prodotto da una grande orchestra, anche con un registratore da studio, è necessario «truc-

LES DECIBELS											
	10 mW	30 mW	60 mW	600 mW	1 W	3 W	6 W	10 W	20 W	30 W	40 W
	0										
30 mW	5 dB	0									
60 mW	8 dB	3 dB									
600 mW	18 dB	13 dB	10 dB	0							
1 W	20 dB	15 dB	12 dB	2 dB	0						
3 W	25 dB	20 dB	17 dB	7 dB	5 dB	0					
6 W	28 dB	23 dB	20 dB	10 dB	8 dB	3 dB	0				
10 W	30 dB	25 dB	22 dB	12 dB	10 dB	5 dB	2 dB	0			
20 W	33 dB	28 dB	25 dB	15 dB	13 dB	8 dB	5 dB	3 dB	0		
30 W	35 dB	30 dB	27 dB	17 dB	15 dB	10 dB	7 dB	5 dB	2 dB	0	
40 W	37 dB	32 dB	28 dB	18 dB	16 dB	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	1 dB	0
60 W	38 dB	33 dB	30 dB	20 dB	18 dB	13 dB	10 dB	8 dB	5 dB	3 dB	2 dB

care», vale a dire «comprimere» la dinamica, in modo tale che i «pianissimi» non scompaiano nel rumore di fondo, e che i «fortissimi» non siano invece limitati nei picchi.

Dopo questa breve argomentazione teorica, il paragrafo conclusivo chiede al Lettore cosa si intende per un decibel assoluto.

In una serie precedente di articoli pubblicati dalla stessa Rivista, è stato precisato che i decibel esprimono un rapporto. E' però possibile ammettere che in determinati casi, per comodità di linguaggio, uno dei due termini del rapporto sia fisso.

In questo caso i calcoli vengono semplificati, ed è perciò sufficiente definire esattamente il livello in milliwatt del termine fisso.

Se si ammette che questo livello corrisponda alla soglia di udibilità alla frequenza di 1.000 Hz, ciò permette di stabilire una scala dei valori di rumore, espressi in decibel.

Questo è proprio ciò che viene fatto abitualmente, per cui molta gente parla di questi decibel assoluti, esattamente come se si trattasse di valori convenzionali.

Rammentiamo dunque che i decibel che indicano un livello di rumore ven-

gono calcolati secondo il metodo classico, ma che il livello di riferimento corrisponde alla soglia di udibilità.

Beninteso, i milliwatt o i watt impiegati per il calcolo sono watt acustici. Tutto ciò può sembrare molto complicato, in quanto sussiste una certa tendenza a dimenticare che il watt è una unità di potenza, nel senso che un cavallo vapore equivale a 736 W.

Per meglio fornire al Lettore le unità di paragone, la tabella riproduce la variazione dei livelli espressi in decibel, in funzione di diversi valori della potenza acustica, compresi tra un minimo di 10 mW, ed un massimo di 40 W.

CHEMTRONICS

TROL - AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00 - g 227 LC/0450-00

TUN - O - LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00 - g 454 LC/0510-00

CONTACT - KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contatti relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO - ARC

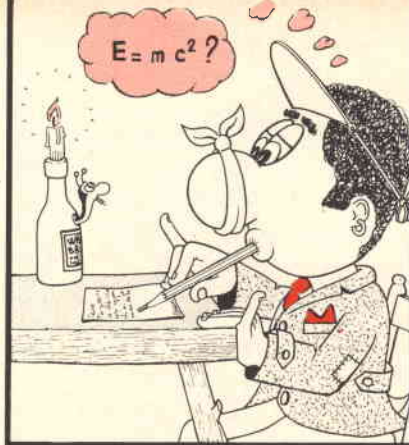
Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00



IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G. B. C. IN ITALIA

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 3.000* 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 ridotto a lire 2.000.

Sig. BARBATO F. - Venezia
Ricevitori OC - gamme marine ed aeree

Fra i ricevitori di tipo portatile che può acquistare presso i punti di vendita della organizzazione GBC e che permettono la ricezione di più bande consigliamo i seguenti:

Modello SONY TR-8460 (codice ZZ/8105-00) che consente esclusivamente la ricezione delle gamme aeree comprese fra 108 e 136 MHz. E' dotato di eccellente selettività conseguita mediante l'impiego di filtri ceramici.

Modello SONY - 8600 W (ZZ/8266-00) - a quattro gamme così suddivise: Onde medie: 530 ÷ 1605 kHz. Onde lunghe: 150 ÷ 400 kHz, per la ricezione anche dei radiofari e loro rilevamento radiogoniometrico. Modulazione di frequenza: 87,5 ÷ 108 MHz. Gamma aerea: 108 ÷ 135 MHz. Dotato anch'esso di filtri ceramici e adatto anche per la individuazione delle radio spia.

Modello SONY - CRF - 150 (ZZ/8090-00) - 13 gamme che consentono la ricezione delle onde medie, lunghe, FM e delle onde corte da 1600 kHz a 26100 kHz. Si tratta di un ricevitore particolarmente indicato per SWL.

Modello CRF-5090 (ZZ/8102-00) Ricevitore particolarmente adatto alle sue esigenze poiché consente la ricezione delle seguenti gamme: Modulazione di frequenza 87,5 ÷ 108 MHz. Gamma aerea 108 ÷ 136 MHz. Onde lunghe: 150 - 400 kHz (stazioni radiodiffusione e radiofari). Onde medie: 530 ÷ 1605 kHz. Onde corte: 1.600 ÷ 26.100 kHz. Consente rilevamenti radiogoniometrici.

Questi due ultimi ricevitori possono essere alimentati tanto in continua, mediante pile, quanto a rete. Tutti e quattro sono del tipo portatile. Il loro peso è rispettivamente 1,3 kg - 1,9 kg - 7 kg e 6,6 kg.

Il ricevitore CRF 5090 è illustrato in figura 1.

Sig. D'ARCANGELO F. - Bari
Regolatore di tensione di uscita, di potenza

Per risolvere il suo problema Le consiglio l'acquisto di un autotrasformatore di tensione variabile, che può effettuare presso qualsiasi punto di vendita della organizzazione GBC Italiana.

Ne esistono di differenti tipi atti ad erogare potenze differenti.

Ad esempio il modello GBC - XE/0034-43, che è illustrato in figura 2, molto probabilmente è uno fra quelli che corrisponde alle caratteristiche di alimentazione che Le interessano.

Infatti ha una potenza di oltre 1.300 VA, pertanto leggermente superiore a quella richiesta, tensione di ingresso 220 V, tensione di uscita regolabile da 0 V a 260 V.

La temperatura di impiego può variare in limiti molto ampi che vanno da -20° a + 40° C. Resistenza di isolamento maggiore di 5 MΩ.

E' prevista una durata per oltre 100.000 rotazioni complete!



Fig. 1 - Ricevitore per gamma aerea, marina, FM, radiofari, medie, e corte SONY CRF-5090. 9 gamme alimentazione continua ed alternata (codice GBC ZZ/8102-00).

La manopola (catalogo XE/0010-19) viene fornita a parte.

Presso la GBC potrà comunque trovare altri trasformatori regolabili, per potenze comprese fra 160 VA e 1.300 VA.



Fig. 2 - Autotrasformatore variabile monofase (GBC - XE/0034-43) da 1300 VA, tensione di ingresso 220 V, tensione di uscita regolabile da 0 a 260 V.

Sig. DE CARLI G. - Roma
Ponti di misura

Per eseguire delle misure di precisione, per scopi altamente professionali, Le consigliamo il Ponte di Wheatstone - Thomson, del tipo portatile, modello WT-5 costruito dalle Officine Galileo di Firenze. Si tratta di uno strumento che nulla ha da invidiare ad altri di fabbricazione estera, il cui schema elettrico di principio è mostrato in figura 3.

Le caratteristiche generali sono le seguenti: Campo di misura da 0,0001 Ω a 10 M Ω , utilizzando 4 o 5 decadi del lato di confronto C. I valori delle resistenze dei 2 lati di rapporto «A» e «B» sono: 1, 10, 100, 1.000, 10.000 Ω . Precisione: 0,02%. Valori delle resistenze dei due lati di confronto «C»: 10 x (0,1, 10, 100, 1.000 Ω) precisione 0,02%.

La precisione delle misure dello strumento, usato come ponte di Thomson, per resistenze da 0,0001 Ω a 0,01 Ω : da $\pm 0,2\%$ a $\pm 0,1\%$; per resistenze da 0,01 Ω a 0,1 Ω : da $\pm 0,1\%$ a $\pm 0,06\%$; per resistenze da 0,1 Ω a 10 Ω : $\pm 0,06\%$. Precisione per lo strumento usato come ponte di Wheatstone: per resistenze da 1 Ω a 10 k Ω : $\pm 0,06\%$; per resistenze da 10 k Ω a 1 M Ω : da $\pm 0,06\%$ a $\pm 0,3\%$; per resistenze da 1 M Ω a 10 M Ω : $\pm 3\%$.

E' stato impiegato un galvanometro con indice luminoso, scala 35 - 0 - 35 mm, costante amperometrica: $K_a = 18,5 \text{ mm}/\mu\text{A}$.

Alimentazione interna con cambio di tensione all'ingresso 110, 125, 145, 160, 220, 280 V e con due uscite distinte: una per l'alimentazione del ponte l'altra per l'alimentazione della lampadina del galvanometro.

L'ingombro è di 482 x 226 x 210 mm. Il peso di 12,200 kg.

L'apparecchio è corrispondente alle Norme n. 219 della CEI, che sono in armonia con le raccomandazioni della ICE International Commission Electrotechnics.

La figura 4 si riferisce alla fotografia dell'apparecchio nel suo insieme.



Fig. 4 - Fotografia del ponte di misura WT-5 il cui schema di principio è illustrato in figura 3.

Sig. BONAMORE D. - Napoli
Ricevitore con «phasing»

Il dispositivo detto «phasing» fu molto usato nei ricevitori privi di filtri la cui selettività era affidata unicamente ai trasformatori di media frequenza. I moderni ricevitori professionali impiegano ovviamente dei dispositivi più perfezionati ed efficienti.

Il phasing è molto utile, nel ricevitore Collins in suo possesso, per migliorare la selettività dei segnali in CW ed in esso è sfruttata la risonanza di un quarzo che è collegato in serie fra due circuiti amplificatori di media frequenza.

In parallelo a questo cristallo viene collegato un condensatore variabile, di bassa capacità, mediante il quale è possibile effettuare dei piccoli spostamenti di frequenza in modo da portare il circuito in risonanza con la frequenza del segnale perturbatore che si vuole eliminare attenuandolo fortemente.

Il condensatore che permette di variare la frequenza viene detto per l'appunto phasing e la falla dovuta alla attenuazione «rejection notch».

Nel ricevitore in suo possesso i circuiti di questo genere sono per l'appunto 5, ciascuno dei quali può essere accordato su di una differente frequenza.

Sig. BIANCHI L. - Milano
Trasmettitore banda 65 - 80 MHz

Il trasmettitore il cui schema elettrico è illustrato in figura 5 è stato realizzato in Inghilterra per funzionare sulla frequenza di 70 MHz e ovviamente, cambiando il valore del quarzo e modificando leggermente le bobine od il valore dei condensatori in parallelo ad esse, può essere sintonizzato su qualsiasi altra frequenza della gamma 65 - 80 MHz che Le interessa.

La figura 6 si riferisce alla vista superiore dello chassis e la figura 7 allo schema di cablaggio.

Nel caso in questione il quarzo funziona sulla frequenza di 8,8 MHz poiché la frequenza viene moltiplicata per 8 (infatti $8,8 \times 8 = 70,4 \text{ MHz}$). La potenza di uscita è dell'ordine di 10 ÷ 15 W.

Eventualmente, dietro l'importo di lire 2.000, potremo inviargli la fotocopia dello articolo originale, in lingua inglese, in cui sono contenute le norme per la messa a punto e consigli costruttivi.

Il materiale impiegato è il seguente:

R1 = 100 k Ω , 1/4 W; R2 = 47 k Ω , 1/4 W; R3 = 4,7 k Ω , 1/2 W; R4 = 100 k Ω , 1/4 W; R5 = 47 k Ω , 1 W; R6 = 1 k Ω , 1/4 W; R7 = 470 Ω , 1/2 W; R8 = 22 k Ω , 1/2 W; R9 = 12 k Ω , 1 W; R10 = 68 Ω , 1/4 W.

C1 = 10 pF mica arg.; C2 = 100 pF mica arg.; C3 = 0,01 μF disco ceram.; C4 = 0,01 μF disco ceram.; C5 = 22 pF mica arg.; C6 = 0,01 μF disco ceram.; C7 = 0,01 μF disco ceram.; C8 = 0,01 μF disco ceram.; C9 = 2.000 pF, 600 V; C10 = C11 = C12 = C13 = 0,01 μF disco ceram.; C14 = 2.000 pF, 600 V.

TC1 = 25 pF trimmer ad aria. TC2/3 = 25 pF + 25 pF trimmer a farfalla (butterfly); TC5 = 2 - 8 pF trimmer tubolare. TC6 = 50 pF trimmer ad aria.

Valvole: V1 = 6AM6; V2 = 5763; V3 = 5763.

L1 = 10 spire di filo del n. 18, diametro 12,5 mm spaziate su 18 mm.

L2 = 7 spire di filo del n. 20, diametro 9 mm spaziate di 21 mm.

L3 = L2.

L4 = 9 spire di filo n. 18 spaziate su 21 mm.

L5 = una spira isolata posta al centro di L4.

M1 = milliamperometro miniatura da 5 mA; M2 = milliamperometro miniatura da 100 mA ed altro materiale vario come interruttore, zoccoli per valvole ecc.

Sig. MARCELLI N. - Milano
Calcolo della propagazione delle onde e.m.

Indubbiamente il calcolo delle propagazioni delle onde em aventi frequenze superiori ai 30 MHz, per applicazioni ai ponti radio, servizi mobili, radiotelevisivi ecc., presenta delle notevoli difficoltà e provoca una certa perdita di tempo. Ci risulta comunque che recentemente in Francia, ad opera dello specia-

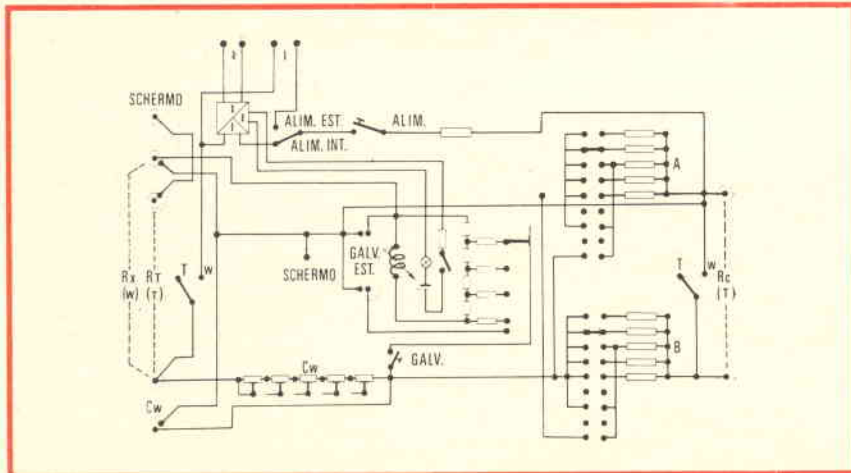


Fig. 3 - Schema di principio del ponte di Wheatstone - Thomson WT-5, portatile e da rack costruito dalle Officine Galileo, per misure da 0,0001 Ω a 10 M Ω .

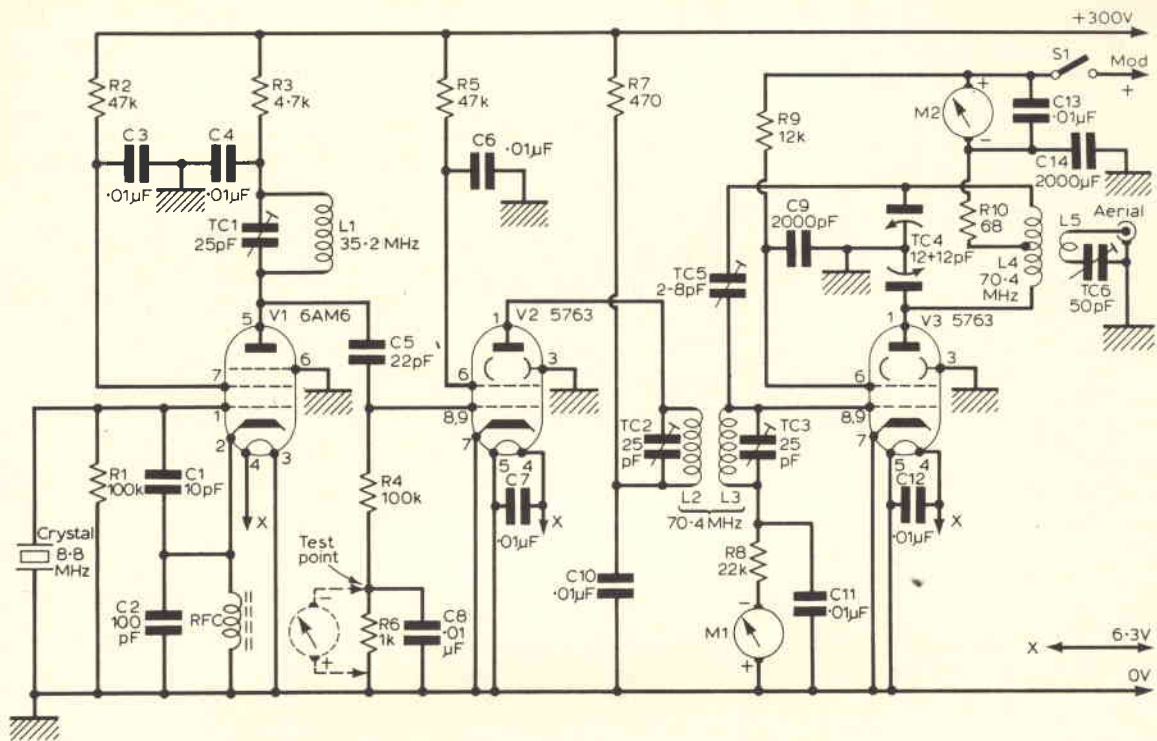


Fig. 5 - Schema elettrico del trasmettitore controllato a quarzo, adatto a coprire frequenze della gamma 65 - 80 MHz.

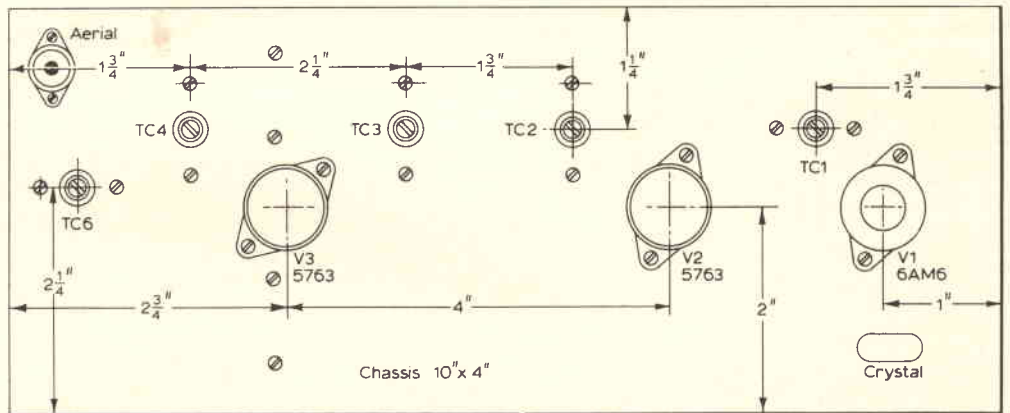


Fig. 6 - Chassis del trasmettitore di cui alla figura 5 visto dal lato superiore.

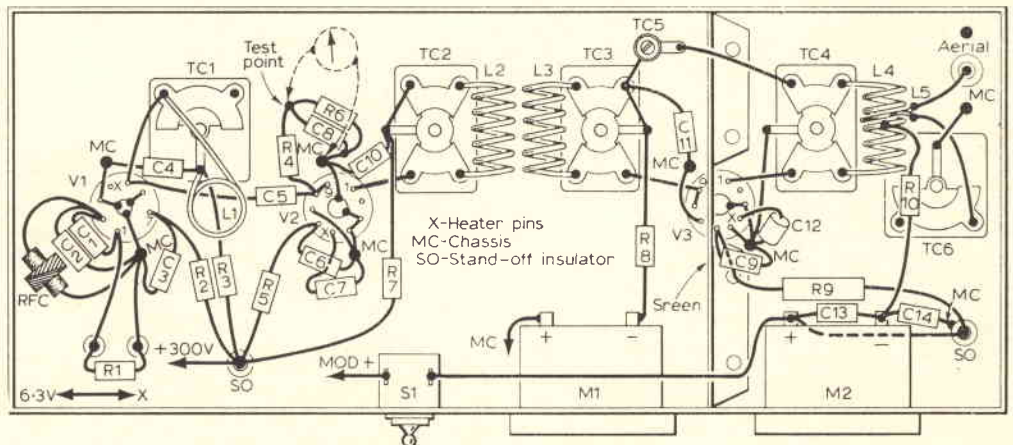


Fig. 7 - Schema di cablaggio del trasmettitore il cui schema elettrico è visibile in figura 5.

lista L. Boithias è stato pubblicato il volume *CALCUL PAR NOMOGRAMMES DE LA PROPAGATION DES ONDES - FREQUENCES SUPERIEURES A 30 MHz.*

I nomogrammi che sono inseriti in questo testo consentono di risolvere rapidamente e con elevata precisione i seguenti cinque casi:

- 1°) Serie E - spazio libero - in cui si danno le caratteristiche di un'onda emessa da un'antenna in assenza di qualsiasi ostacolo.
- 2°) Serie R - riflessione, rifrazione - dove si trattano tutti i problemi legati alla riflessione al suolo o alla rifrazione nell'atmosfera nella propagazione in visibilità.
- 3°) Serie D - diffrazione - allo scopo di consentire il calcolo della propagazione delle onde em al di là dell'orizzonte.
- 4°) Serie M - meteorologia - in cui si danno le caratteristiche radioelettriche dell'atmosfera neutra che influenza la propagazione delle onde em.
- 5°) Serie A - Antenne, amplificatori - relativa alle caratteristiche di alcune apparecchiature direttamente legate alla propagazione delle onde em.

Ovviamente si tratta di un libro che è destinato, sia agli specialisti in tale genere di impianti che ai radioamatori che si interessano di propagazione sulle VHF e UHF.

Sig. LOI N. - Cagliari
Collegamenti tramite riflessioni lunari

Il radioamatore americano WB610M ha pubblicato recentemente sulla rivista QSO un grafico mediante il quale è possibile determinare la possibilità di effettuare collegamenti a distanza tramite delle riflessioni lunari (figura 8).

Per maggiore semplicità ho ricavato il grafico in questione dalla rivista della REF il quale si riferisce alle seguenti condizioni:

- a) potenza irradiata dal trasmettitore 500 W.
- b) temperatura di rumore del ricevitore 300 °K.
- c) banda passante del ricevitore 100 Hz.

Il guadagno delle antenne è dato in funzione di un radiatore isotropico.

Il seguente esempio illustra il modo di impiego dell'abaco (linea tratteggiata).

Se si utilizza la frequenza di 1296 MHz con un'antenna parabolica di 35 dB di guadagno, cioè 70 dB andata e ritorno, si dovrà unire il punto 1296 della scala di sinistra, con il punto 70 dB della scala di destra. Nella scala centrale si leggerà che il livello medio del segnale ricevuto sarà di + 5 dB e pertanto il collegamento sarà possibile.

Sig. REPETTO N. - Savona
Segnali per richieste di soccorso

Per chiedere assistenza, o soccorso, una nave, o qualsiasi altra imbarcazione, deve impiegare uno dei seguenti sistemi:

a) - in radiotelegrafia segnale di S O S (... — — — ...). A questo proposito, anche per rispondere ad un lettore di Meda che mi ha telefonato in merito, confermo, come ho già avuto occasione di precisare, che SOS non è altro che l'abbreviazione della frase inglese *Save Our Souls — salvate le nostre anime —* (sebbene si richieda di salvare il corpo!).

La definizione *signal of succour* è pura invenzione (gli inglesi definiscono tale segnale *distress signal* oppure *distress call*) così come sono del tutto arbitrarie le altre definizioni in lingua italiana che abbiamo avuto occasione di ascoltare tempo addietro per radio. Del resto a questo genere di cose siamo abituati da tempo visto che gli esperti della RAI usano abitualmente parole come *tribordo*, *babordo*, *ciurma*, e così via, specialmente nelle trasmissioni destinate ai giovani!

Il gruppo SOS sostituì un altro gruppo usato in passato per il fatto che la sua composizione, in alfabeto Morse, è fra le più chiare e comprensibili.

b) segnale emesso in radiotelegrafia consistente nella parola inglese *MAY-DAY* (che si pronuncia esattamente come la parola inglese *m' aider*).

c) segnale di pericolo con bandiere che indichino le lettere N C.

d) segnale fumogeno capace di produrre abbondante fumo di colore arancione.

e) movimento lento e ripetuto delle braccia allargate dall'alto al basso, da ciascun lato.

f) suono continuo emesso con qualsiasi apparecchio sonoro (segnali da nebbia, megafono ecc.).

g) razzi od altri artifici pirotecnici, che proiettino delle stelle rosse lanciati uno alla volta a brevi intervalli.

h) bandiera quadra che abbia al di sotto, o al di sopra, un pallone o qualsiasi altra cosa che assomiglia ad un pallone.

Sig. GALLO D. - Firenze
Attenuazione in un impianto collettivo

In un impianto collettivo l'amplificazione e la potenza necessaria per consentire una buona ricezione agli utenti, si possono determinare esattamente soltanto quando si conoscono i valori dei segnali in antenna e le perdite che si verificano lungo la linea di distribuzione.

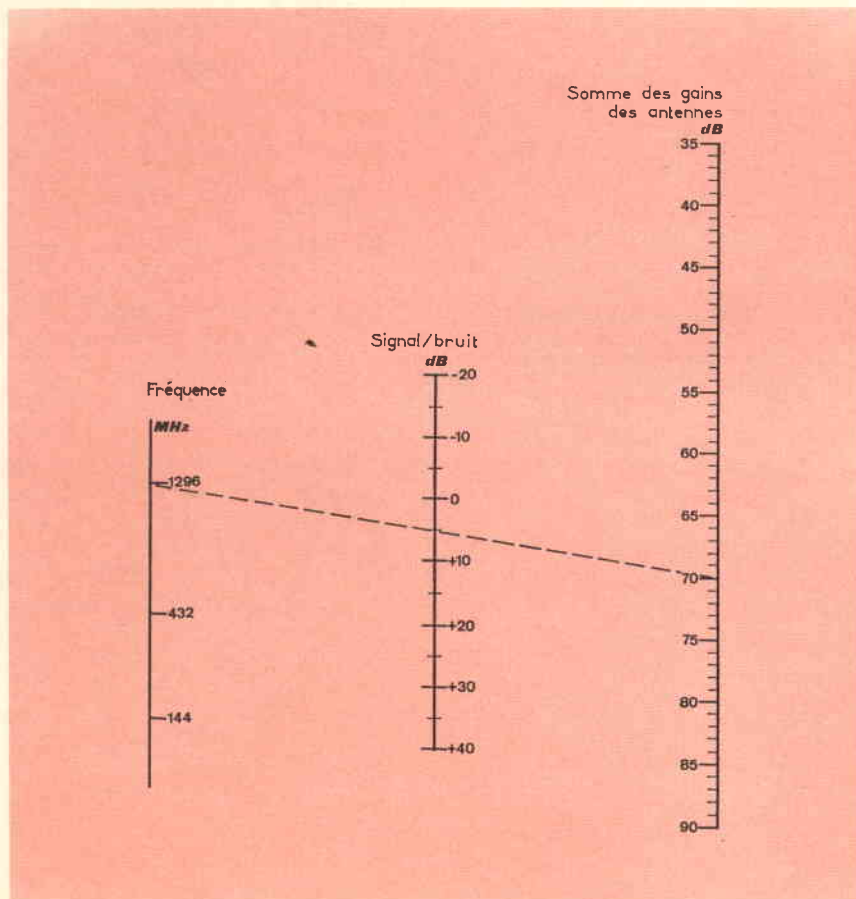


Fig. 8 - Abaco adottato da WB610M per la determinazione della possibilità di effettuare collegamenti tramite riflessione lunare.

Normalmente si usa calcolare le perdite che si riscontrano per la presa più sfavorita. I valori delle attenuazioni a tale presa, saranno dati dalla somma delle singole attenuazioni e precisamente:

$$P_i = P_p + P_d + n \times P_s + P_c + P_{a_i}$$

in cui:

P_i = all'attenuazione di prelievo alla presa.

P_p = all'attenuazione di prelievo della presa.

P_d = all'attenuazione del derivatore.

n = al numero delle prese o dei derivatori della colonna montante.

P_s = all'attenuazione di sorpasso (in media 1 dB)

P_c = all'attenuazione del cavo.

P_{a_i} = all'attenuazione dei divisori.

Facciamo un esempio di calcolo: se si ha un impianto con 20 prese suddiviso su quattro montanti ed avendo un segnale di antenna dell'ordine di 1 mV, per conoscere il valore dell'amplificazione che occorre, si dovrà prima procedere al calcolo delle perdite alla presa più sfavorita e pertanto si userà l'espressione di cui sopra tenendo presente che non si utilizzano i derivatori.

Se: $P_p = 12$ dB, $P_s = 1$ dB; $P_d = 0$; $n = 5$, $P_c = 7$ dB (lunghezza cavo 40 m), $P_{a_i} = 6$ dB, avremo che:

$$P_i = 12 + 5 \times 1 + 7 + 6 = 30 \text{ dB.}$$

Pertanto se vogliamo avere all'ultima presa un segnale, ad esempio di 2 mV, si dovrà utilizzare un amplificatore che sia in grado di dare una tensione di uscita di 30 dB, cioè 64 mV, con un guadagno minimo di 36 dB che dovrà essere maggiorato con un certo coefficiente di sicurezza, generalmente $5 \div 6$ dB.

Sig. D'AMATO F. - Napoli Apparecchiature medicali

In Giappone esistono molte ditte che si dedicano alla costruzione degli apparecchi medicali ed in particolare agli elettrocardiografi.

Il modello SCC2 della Fukuda Denshi, Co, 39-4, Hongo 3-chome, Bunkyo-ku, Tokyo presenta le seguenti principali caratteristiche tecniche: impedenza di entrata: maggiore di 5 MΩ. Rapporto di discriminazione: più di 60 dB. Frequenza caratteristica: - 3 dB fra 0,1 ÷ 70 Hz. Costante di tempo: maggiore di 2 secondi. Sensibilità: maggiore di 20 mm/mV. Peso: circa 7,8 kg.

La figura 9 si riferisce invece ad una apparecchiatura fissa per cardiologia costruita dalla CEC, Chuo Electronics, Co, 1-9-9, Motohongo machi, Hachioji, Tokyo.

Sigg. MARCHI D. - Torino, DONATI F. - Urbino Tavoli di regia

Sui tavoli di regia abbiamo già pubblicato qualcosa in questa stessa ru-



Fig. 9 - Apparecchiatura fissa per cardiologia costruita dalla CEC - Chuo Electronics Co, Ltd. di Tokyo.

brica, d'altronde la loro scelta è strettamente legata al tipo di lavoro che si deve svolgere ed al volume dello stesso.

La figura 10 si riferisce ad esempio ad un interessante tavolo di regia e per discoteche della RCF il quale contiene due cassettiere per l'alloggiamento dei vari apparecchi, amplificatori od altre apparecchiature. Le misure sono quelle rela-



Fig. 11 - Apparecchiatura P/PA - Parla-Ascolta della RCF che permette di effettuare il dialogo per mezzo di diffusori.

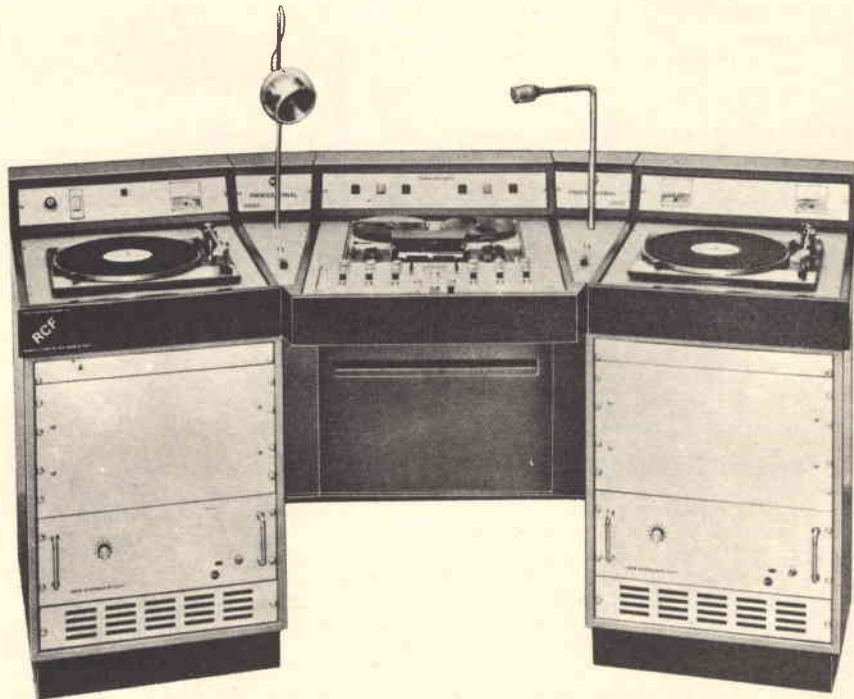


Fig. 10 - Tavolo di regia per discoteche della RCF con cassettiere per l'alloggiamento di amplificatori od altre apparecchiature.

tive ai componenti rack standard 19' cioè 482,6 mm fino a 15 unità, 636 mm.

Il piano è suddiviso in tre distinti settori aventi la larghezza di 19' (482,6 mm) per l'inserimento di apparecchiature diverse come registratori, giradischi, miscelatori ed altri apparati di regolazione e comando.

Il tavolo dispone di un'alzata frontale atta a contenere la strumentazione e le segnalazioni luminose. Le dimensioni di ingombro sono 2040 x 88 x 90 mm.

La RCF può eventualmente fornire le apparecchiature sussidiarie, come preamplificatori-miscelatori, sintonizzatori, lettori di registrazione, pannelli di alimentazione, di ventilazione.

La figura 11 si riferisce ad esempio ad un PARLA/ASCOLTA che permette di effettuare il dialogo per mezzo di diffusori e che contiene: regolatore della sensibilità di ascolto, regolatore del volume monitor, chiamata generale, presa per comando a distanza, segnalazione luminosa per diffusori, alimentazione 110/220 V 50/60 Hz.

Fig. COLOMBO G. - Livorno
Richiesta di stazione di ascolto SWL

Per ottenere l'autorizzazione ad ascoltare le emissioni di radioamatore ed ottenere il nominativo di ascolto dovrà redigere su carta legale da 500 lire la seguente domanda diretta al MINISTERO P.T. Direzione Centrale Servizi Elettrici, Viale Cristoforo Colombo 153, 00100 ROMA.

Il sottoscritto nato a
il residente a
in via CAP

chiede il rilascio dell'autorizzazione ad impiantare ed esercitare nel proprio domicilio una stazione radio di ascolto sulle bande di frequenza di radioamatore e la connessa assegnazione di un nominativo.

Il sottoscritto dichiara di essere cittadino italiano e di essere a conoscenza delle norme che regolano in Italia le radiocomunicazioni ed in particolare si impegna a non rivelare ad alcuno le comunicazioni al di fuori delle bande di radioamatore eventualmente captate.

Allega una marca da bollo da L. 500, con osservanza. Data e firma autenticata.

I minori di 14 anni e coloro che si trovano nella impossibilità di ottenere l'autenticazione della firma possono allegare alla domanda un certificato di cittadinanza italiana.

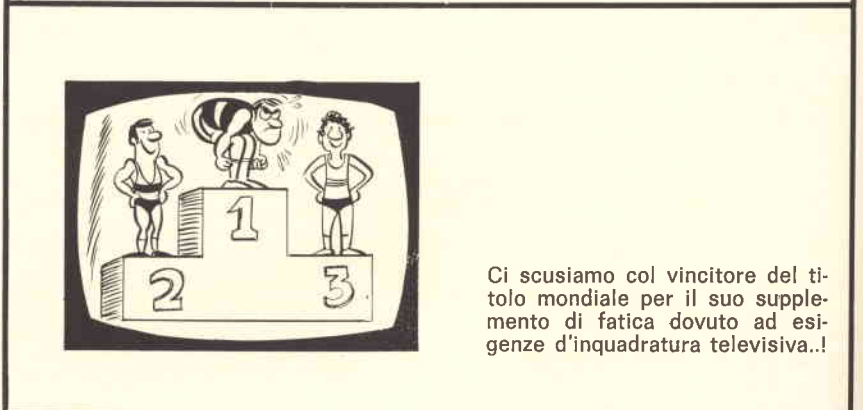
I soci dell'ARI della quale abbiamo pubblicato l'indirizzo negli scorsi numeri della Rivista (rubrica QTC) possono inoltrare la domanda tramite tale associazione.



**VIDEO
RISATE**



Certo che pochi possono vantarsi di aver dato un bel pugno sul naso dell'arbitro Lo Brutto!!!

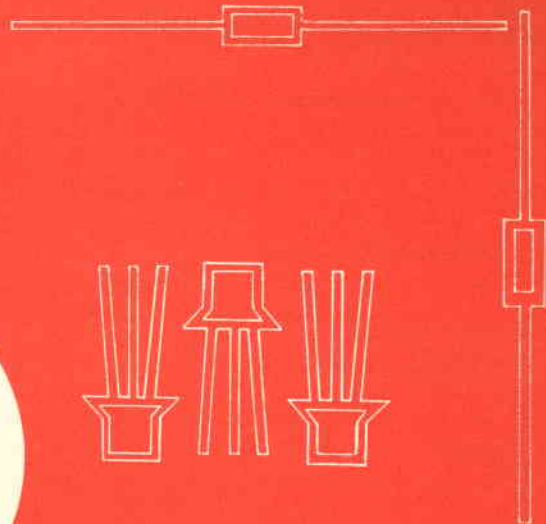


Ci scusiamo col vincitore del titolo mondiale per il suo supplemento di fatica dovuto ad esigenze d'inquadratura televisiva..!



Unite i punti dall'1 al 20. Vedrete apparire un personaggio famoso dei teleschermi.

Continuiamo in questo numero la pubblicazione, iniziata sul numero 1/73, di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Philips.



EQUIVALENZE E DATI TECNICI DEI SEMICONDUTTORI

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore: M K G	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna						Osservazioni sul corrispondente Philips			
					A	B	C	D	E	F	Contenitore	valore inferiore	valore superiore	
					Pot (W)	VCBO (V)	VCEO (VCER) (V)	IC(AV) (ICM) (A)	hFE (hfe)	fT (MHz)				
2N 2369	A	N	I, TI, P	2N 2369 A	TO-18 M	0,36	40	15	(0,5)	40+	500+			
2N 2387		N	TI	(BC237 A)	TO-50 K	0,3	45	45	0,03	60+		SOT-30		BDE
2N 2388		N	TI	(BC237 A)	TO-50 K	0,3	45	45		150+		SOT-30		D
2N 2396		N	TI	(2N 2221 A)	TO-105	0,45	60	40	0,3	20	50	TO-18		ABDEF
2N 2405		N	P, R, M	2N 2405	TO-5 M	/5/	120	90	1	60-200	120			
2N 2410		N	TI	2N 2218	TO-5 M	0,8	60	30	0,8	25+	200+			E
2N 2411		P	TI	(BC 178 VI)	TO-18 M	0,3	25	20	0,1	20+	140+			BCE
2N 2412		P	TI	(BC 178 VI)	TO-18 M	0,3	25	20	0,1	40+	140+			BCE
2N 2483		N	D, TI, F	2N2483	TO-18 M	/1,2/	60	60	0,05	350	60+			
2N 2484		N	D, TI, F	2N2484	TO-18 M	/1,2/	60	60	0,05	450	80+			
2N 2538		N	TI	2N 2219	TO-5 M	0,8	60	30	0,8	100+	-			
2N 2539		N	TI	2N2222	TO-18 M	0,5	60	30	0,8	50+				E
2N 2540		N	TI	2N2222	TO-18 M	0,5	60	30	0,8	100+			E	
2N 2586		N	TI	BC107A	TO-18 M	0,3	60	45	0,03	120+			B	DE
2N 2604		P	TI	(BCY79IX)	TO-46 M	0,4	60	45	0,03	(350)		TO-18	AB	D
2N 2605		P	TI	(BCY79X)	TO-46 M	0,4	60	45	0,03	(600)		TO-18	ABE	D
2N 2614		P	R	(AC 126)	TO-1 M	0,12	40	(35)	(0,05)	(100)			BC	ADE
2N 2692		N	TI	BCY70	TO-18 M	0,3	45	30	0,05	60+			E	ACD
2N 2693		N	TI	BCY70	TO-18 M	0,3	45	30	0,05	40+				ACDE
2N 2694		N	TI	BC108A	TO-18 M	0,3	45	20	0,05	20+			B	D
2N 2695		P	TI	(BC 328)	TO-46 M	0,36	25	25	0,5	30+		TO-92		ABE
2N 2696		P	TI	2N 2906	TO-18 M	0,36	25	25	0,5	30+				ABCE

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna							Osservazioni sul corrispondente Philips			
				Contenitore	M K G	P _{tot} (W)	V _{CB0} (V)	V _{CEO} (V _{CER}) (V)	I _{C(AV)} (I _{CM}) (A)	h _{FE} (h _{fe})	f _T (MHz)	Conteni- tore	valore inferiore	valore superiore
2N 2712	N	GE, SP	(BC 238 A)	TO-92	K	0,2	18	18	0,1	(75)		SOT-30		ABCE
2N 2822	N	SE	-	TO-3	M	/200/	200	200	25	10-50	-			
2N 2824	N	SE	-	TO-3	M	/200/	100	100	30	10-40	-			
2N 2825	N	SE	-	TO-3	M	/200/	150	150	30	10-40	-			
2N 2863	N	TI	BFY51	TO-5	M	/3/	60	25	1	30+				AE
2N 2864	N	TI	BFY51	TO-5	M	/3/	60	25	1	20+				AE
2N 2865	N	TI	(BF180)	TO-72	M	0,2	25	13	0,05	20+			ADE	C
2N 2883	N	TI	BFW17	TO-5	M	/1,75/	40	20	0,3	20+			CD	AE
2N 2884	N	TI	BFW17	TO-5	M	/1,75/	40	20	0,3	20+			CD	AE
2N 2890	N	SE	BSW 66	TO-5	M	/5/	100	80	(2)	30+	30+			CF
2N 2891	N	SE	(BD 140)	TO-5	M	/5/	100	80	(2)	50+	30+	SOT-32	BD	A
2N 2894	P	I, TI, SE, P	2N 2894	TO-18	M	0,36	12	12	0,2	70	400+			
2N 2904	P	I, TI, P	2N 2904	TO-5		/3/	60	40	0,6	40+	200+			
2N 2904	A	P	2N 2904A	TO-5		/3/	60	60	0,6	40+	200+			
2N 2905	P	I, TI, P	2N 2905	TO-5		/3/	60	40	0,6	100+	200+			
2N 2905	A	P	2N 2905A	TO-5		/3/	60	60	0,6	100+	200+			
2N 2906	P	TI, I, P	2N 2906	TO-18		/1,8/	60	40	0,6	40+	200+			
2N 2906	A	P	2N 2906A	TO-18		0,4	60	60	0,6	40+	200+			
2N 2907	P	TI, I, P	2N 2907	TO-18		/1,8/	60	40	0,6	100+	200+			
2N 2907	A	P	2N 2907A	TO-18		0,4	60	60	0,6	100+	200+			
2N 2944	P	TI, M	(BC 178 VI)	TO-46	M	0,4	15	10	0,1	80+		TO-18	A	BC
2N 2945	P	TI, M	(BC 178 VI)	TO-46	M	0,4	25	20	0,1	40+		TO-18	A	BCE
2N 2946	P	TI, SE	(2N 3964)	TO-46	M	0,4	40	35	0,1	30+	-	TO-18	A	BCDE
2N 3009	N	TI	(BSX 20)	TO-52		0,36	40	15	0,2	30+		TO-18		
2N 3010	N	TI	BSX 19	TO-18		0,3	15	6	0,05	25+				BCD
2N 3011	N	TI	BSX 20	TO-18		0,36	30	12	0,2	30+				BCE
2N 3012	P	TI	(BC 178 VI)	TO-18	M	0,36	12	12	0,2	30+	400+		ADF	BCE
2N 3013	N	TI, SE	(BSX 20)	TO-52		0,36	40	15	0,2	30+		TO-18		E
2N 3014	N	TI	(BSX 20)	TO-52		0,36	40	20	0,2	25+		TO-18	C	E
2N 3015	N	TI	2N 2218	TO-5		/3/	60	30	-	30+				
2N 3019	N	P, M, F, SG	2N 3019	TO-5	M	0,8	140	80	1	100-300	100			
2N 3020	N	P, I, F, M, SG	2N 3020	TO-5	M	0,8	140	80	1	(30)	80			
2N 3033	N	TI	(BF 177)	TO-18	M	0,3	100	(100)	0,02	-	-	TO-5		AD
2N 3034	N	TI	(BF 177)	TO-18	M	0,3	70	(70)	0,02	-	-	TO-5		ABCD
2N 3035	N	TI	(BC 107 A)	TO-18	M	0,3	50	(50)	0,02	-	-		B	D
2N 3036	N	TI	(2N 3019)	TO-5	M	/5/	120	80	1,2	50	-			DE
2N 3037	N	TI	(2N 1893)	TO-50	K	/1/	120	70	0,5	40	-	TO-5		ACE
2N 3038	N	TI	(2N 1893)	TO-50	K	/1/	100	60	0,5	80	-	TO-5		ABC
2N 3053	N	P, SE	2N 3053	TO-5	M	/5/	60	40	(1,5)	50-250	100+			
2N 3054	N	SE, P, R	2N 3054	TO-66	M	/25/	90	55	4	25-100	0,8			
2N 3055	N	R, P, A, S, M	2N 3055	TO-3	M	/115/	100	60	15	20-70	1,5			
2N 3114	N	TI	BD 115	TO-5		/5/	150	150	0,2	30+		TO-39	D	E
2N 3233	N	SP	(2N 4347)	(TO-3)	M	/117/	110	100	3	18-55	-	TO-3	A	BCD
2N 3241	A	N	(2N 2222)	TO-104		0,5	30	25	-	100+	175	TO-18		BCF

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna							Osservazioni sul corrispondente Philips		
				Contenitore M K G	A	B	C	D	E	F	Contenitore	valore inferiore	valore superiore
					P _{tot} (W)	V _{CB0} (V)	V _{CE0} (V _{CE}) (V)	I _{C(AV)} (I _{CM}) (A)	h _{FE} (h _{fe})	f _T (MHz)			
2N 3252	N	TI	BFY 51	TO-5 M	/5/	60	30	1	30+	200		F	
2N 3253	N	TI,SE	(BSX 59)	TO-5	/5/	75	40	1	25+	175+		A	EF
2N 3261	N	A,R	BSX 20	TO-18 M	0,3	40	15	0,5	30+	300+			A
2N 3299	N	I	2N 2218	TO-5 M	0,8	60	30	0,5	40+	250+			D
2N 3303	N	P,TI,F	2N 3303	TO-39FL M	/3/	25	12	1	30+	450+			
2N 3304	P	TI	BSX 20	TO-18	0,3	6	6	-	30+	500+			BCE
2N 3375	N	P,I,T	BLY 59	TO-60 M	-10-	65	40	(1,5)	5-50	500			
2N 3391	N	SE	BC 238 B	TO-98 K	0,2	25	25	(0,1)	250	-		C	
2N 3392	N	SE	BC 238 A	TO-98 K	0,2	25	25	(0,1)	150	-		C	
2N 3402	N	SE	(BC 338)	TO-98K K	0,56	25	25	0,5	75-225	250	TO-92	AF	BE
2N 3403	N	SE	(BC 338)	TO-98K K	0,56	25	25	0,5	180-540	250	TO-92	AF	B
2N 3404	N	SE	(BC 337)	TO-98K K	0,56	50	50	0,5	75-225	250	TO-92	ACF	E
2N 3405	N	SE	(BC 337)	TO-98K K	0,56	50	50	0,5	180-540	250	TO-92	ACF	
2N 3414	N	SE	(BC 338)	TO-98 K	0,36	25	25	0,5	75-225	250	TO-92	F	ABE
2N 3415	N	SE	(BC 338)	TO-98 K	0,36	25	25	0,5	180-540	250	TO-92	F	AB
2N 3416	N	SE	(BC 337)	TO-98 K	0,36	50	50	0,5	75-225	250	TO-92	CF	AE
2N 3417	N	SE	(BC 337)	TO-98 K	0,36	50	50	0,5	180-540	250	TO-92	CF	A
2N 3426	N	P,F,SG	2N 3426	TO-39FL M	0,6	25	12	1	30+	450+			
2N 3441	N	SE,R	(2N 3442)	TO-66 M	/25/	160	140	3	20-80	0,8	TO-3		AD
2N 3442	N	P,SE	2N 3442	TO-3 M	/117/	160	140	(15)	20-70				
2N 3444	N	TI	BSX 61	TO-5	/5/	80	50	1	20+	150+		A	F
2N 3447	N	M	(BDY 61)	TO-3 M	/115/	80	60	4	(40-120)	10		AB	DEF
2N 3485	P	TI	(2N 2906 A)	TO-46 M	0,4	60	60	0,6	40+	-	TO-18		
2N 3485	A	P	(2N 2906)	TO-46 M	0,4	60	40	0,6	40+	-	TO-18		
2N 3486	P	TI	(2N 2907 A)	TO-46 M	0,4	60	60	0,6	100+	-	TO-18		
2N 3486	A	P	(2N 2907)	TO-46 M	0,4	60	40	0,6	100+	-	TO-18		
2N 3502	P	TI	2N 2905	TO-5	/3/	45	45	0,6	100+			C	
2N 3503	P	TI	2N 2905A	TO-5	/3/	60	60	0,6	100+				B
2N 3504	P	TI	2N 2907	TO-18 M	0,4	45	45	0,6	100+	-		C	B
2N 3505	P	TI	2N 2907 A	TO-18 M	0,4	60	60	0,6	100+	-			
2N 3543	N	I	(BDY 61)	TO-3 M	/60/	65	60	5	10-80	150+		ABF	E
2N 3553	N	P	BFW 47	TO-39 M	/7/	65	40	(1)	15-200	500			
2N 3554	N	TI	BSX 60	TO-5 M	/5/	60	30	1,2	25+			A	B
2N 3568	N	F,SG	(BC 337)	TO-105 K	0,3	80	60	0,5	(100)	60	TO-92	BC	AEF
2N 3570	N	TI,P	(BFX 89)	TO-72 M	0,2	30	15	(0,05)	20	1500		DF	
2N 3572	N	TI	(BFX 89)	TO-72 M	0,2	25	13	(0,05)	20+	1500		DF	BC
2N 3585	N	R	(BDY 94)	TO-66 M	-30-	500	300	2	3	10	TO-3		ABDE
2N 3615	P	M	(ASZ 16)	TO-3 M	/85/	80	40	7	30-60			ABC	DE
2N 3616	P	M	(ASZ 15)	TO-3 M	/85/	100	50	7	30-60			AE	CD
2N 3617	P	M	(ASZ 16)	TO-3 M	/85/	80	40	7	45-90	3		ABC	DE
2N 3632	N	P,I,T	BLY 60	TO-60 M	-20-	65	40	(3)	15-200	400			
2N 3642	N	F	(BC 337)	(SOT30) K	0,35	60	45	0,5	(40)	250	TO-92	B	AE
2N 3644	P	F	(BC 327)	(SOT30) K	0,3	45	45	0,5	(80)	200	TO-92		AE
2N 3662	N	SE	(BF 200)	TO-98 K	0,2	18	12	0,025	20	700	TO-72	ADF	BC

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna								Osservazioni sul corrispondente Philips		
				Contenitore		Ptot (W)	VCBO (V)	VCEO (VCER) (V)	IC(AV) (ICM) (A)	hFE (hfe)	fT (MHz)	Conteni- tore	valore inferiore	valore superiore
				M K G										
2N 3700	N	P, I, SG	2N 3700	TO-18	M	0,5	140	80	1	(80)	100			
2N 3701	N	P, I, SG	2N 3701	TO-18	M	0,5	140	80	1	(30)	80			
2N 3702	P	TI	(BC 308 VI)	TO-92	K	0,36	40	25	0,2	50+	100+	SOT-30	ABD	EF
2N 3703	P	TI	(BC 307 VI)	TO-92	K	0,3	50	30	0,2	30+	100+	SOT-30	ABD	CEF
2N 3704	N	TI	BC 337	TO-92	K	0,36	50	30	0,8	100+	100+		B	ACF
2N 3705	N	TI	BC 337	TO-92	K	0,36	50	30	0,8	50+	100+		B	ACEF
2N 3706	N	TI	BC 338	TO-92	K	0,36	40	20	0,8	30+	100+		B	ACEF
2N 3707	N	TI	BC 237A	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	100+		SOT-30		ACD
2N 3708	N	TI	(BC 237A)	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	45+		SOT-30		ACDE
2N 3709	N	TI	(BC 237A)	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	45+		SOT-30		ACDE
2N 3710	N	TI	BC 237A	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	90+		SOT-30		ACD
2N 3711	N	TI	BC 237B	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	180+		SOT-30		ACD
2N 3712	N	TI	BD 115	TO-5	M	/5/	150	150	0,2	30+		TO-39	D	CE
2N 3724	N	I	BSX 60	TO-5	M	0,8	50	30	1	30+	300+		F	B
2N 3725	N	I	BSX 59	TO-5	M	0,8	80	50	1	35+	300+		F	
2N 3738	N	SE	(BU 126)	TO-66	M	/25/	250	225	3	40-200	0,8	TO-3	DE	ABCF
2N 3771	N	P, SE, R	2N 3771	TO-3	M	/150/	50	40	(30)	15-60	0,8			
2N 3772	N	P, SE, R	2N 3772	TO-3	M	/150/	100	60	(30)	15-60	0,8			
2N 3773	N	SE, R	-	TO-3	M	/150/	160	140	30	15-60	-			
2N 3777	P	TI	(2N 4033)	TO-5	M	/5/	100	100	1	20-60	1		ABC	EF
2N 3829	P	TI	(2N 3964)	TO-52	M	0,36	35	20	0,2	30+	350+	TO-18	F	BCE
2N 3830	N	TI	(BFX 34)	TO-5	M	/10/	80	50	1,2	30+	-	TO-39	A	BCDE
2N 3831	N	TI	(BD 131)	TO-5	M	/10/	70	40	1,2	35+		SOT-32	B	CD
2N 3832	N	TI	BSY 19	TO-72	M	0,2	15	6	0,035	15+				ABCDEF
2N 3855	N	SE	BC 238 A	TO-98	K	0,2	18	18	(0,1)	120	130	SOT-30		ABCF
2N 3856	N	SE	BC 238 B	TO-98	K	0,2	18	18	(0,1)	200	140	SOT-30		ABCF
2N 3866	N	I, P	2N 3866	TO-5	M	/5/	55	30	-		800			
2N 3877	N	G	(BF 178)	TO-98	K	0,2	70	70	0,05	20	-	TO-39	C	AB
2N 3903	N	M	BC 237 A	TO-92	K	0,310	60	40	-	50-150	250	SOT-30	A	CEF
2N 3904	N	M	BC 237 A	TO-92	K	0,310	60	40	-	100-300	300	SOT-30	A	C
2N 3905	P	M	(BCY 70)	TO-92	K	0,31	40	40	0,2	50	200	TO-18		AE
2N 3906	P	M	(BCY 70)	TO-92	K	0,31	40	40	0,2	100	250	TO-18	F	A
2N 3914	P	TR	(2N 2906)	TO-18	M	0,4	60	40	0,2	60	8			ADF
2N 3924	N	P	BFW 46	TO-39	M	/7/	36	18	(1,5)	10-150	250			
2N 3926	N	P	BLY 57	TO-60	M	-10-	36	18	(3	5-150	250			
2N 3927	N	P, I, T	BLY 58	TO-60	M	/23/	36	18	(4,5)	P2=12 W	200			
2N 3962	P	I	2N 3963	TO-18	M	0,3	60	60	0,1	100-450	200			BC
2N 3963	P	P, I, F, TI, SG	2N 3963	TO-18	M	0,36	80	80	0,2	(100)	40			
2N 3964	P	P, I, SG, TI	2N 3964	TO-18	M	0,36	45	45	0,2	(250)	50			
2N 4000	N	TI	2N 3019	TO-5	M	1	100	80	1	30+	40+		A	EF
2N 4001	N	TI	BSW 66	TO-5	M	1	120	100	1	40+	40+		BF	F
2N 4030	P	I, P	2N 4030	TO-39	M	0,8	60	60	1	40-120	100+			
2N 4031	P	I, P	2N 4031	TO-39	M	0,8	80	80	1	40-120	100+			
2N 4032	P	I, P	2N 4032	TO-39	M	0,8	60	60	1	100-300	150+			

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna							Osservazioni sul corrispondente Philips		
				A		B	C	D	E	F	Conteni- tore	valore inferiore	valore superiore
				Contenitore	M K G	Ptot (W)	VCBO (V)	VCEO (VCER) (V)	IC(AV) (ICM) (A)	hFE (hfe)			
2N 4033	P	P, I, SG	2N 4033	TO-5 M	/4/	80	80	1	100-300	150+			
2N 4036	P	P, R,	2N 4036	TO-5 M	/7/	90	65	1	40-140	60+			
2N 4037	P	P, R	2N 4037	TO-5 M	1	50	50	1	50-250	60			
2N 4046	N	I	2N 2218	TO-5 M	0,8	50	30	0,5	40+	300+			D
2N 4048	P	P, M	2N 4048	TO-36 M	/170/	45	30	(100)	60-120	0,002			
2N 4049	P	P, M	2N 4049	TO-36 M	/170/	60	45	(100)	60-120	0,002			
2N 4050	P	P, M	2N 4050	TO-36 M	/170/	75	60	(100)	60-120	0,002			
2N 4051	P	P, M	2N 4051	TO-36 M	/170/	45	30	(100)	80-180	0,002			
2N 4052	P	P, M	2N 4052	TO-36 M	/170/	60	45	(100)	80-180	0,002			
2N 4053	P	P, M	2N 4053	TO-36 M	/170/	75	60	(100)	80-180	0,002			
2N 4058	P	TI	(BCY 72)	TO-92 K	0,25	30	30	0,03			TO-18	C	A
2N 4059	P	TI	(BC 308 B)	TO-92 K	0,25	30	30	0,03	45-660	-	SOT-30	C	AD
2N 4060	P	TI	(BC 308 VI)	TO-92 K	0,25	30	30	0,03	45-165	-	SOT-30	C	AD E
2N 4061	P	TI	(BC 308 A)	TO-92 K	0,25	30	30	0,03	90-330		SOT-30	C	AD E
2N 4062	P	TI	(BC 308 B)	TO-92 K	0,25	30	30	0,03	180-660		SOT-30	C	AD E
2N 4264	N	M	(BC 238 A)	TO-92 K	0,31	30	15	0,2	40-160	300	SOT-30	AD	C F
2N 4265	N	M	(BC 238 A)	TO-92 K	0,31	30	12	0,2	(120)	300	SOT-30	AD	C E
2N 4286	N	-	BC 238 C	(TO-92) K	0,25	30	25	0,1	(600)	40	SOT-30		AF
2N 4289	P	-	(BC 307 B)	(TO-92) K	0,25	60	45	0,1	(600)	40	SOT-30	BE	AF
2N 4347	N	P, A	2N 4347	TO-3 M	/100/	140	120	(10)	20-70				
2N 4393	N	A, M, TI	(BSV 68)	TO-18 M	0,375	120	120	-	20	50		AC	E
2N 4402	P	M	BC 307 VI	TO-92 K	0,31	40	40	-	50-150	150	SOT-30	A	RCE
2N 4403	P	M	BC 307 A	TO-92 K	0,31	40	40	-	100-300	200	SOT-30	AEP	BC
2N 4424	N	SE	(BC 337)	TO-98 K	0,36	40	40	0,5	180-540	-	TO-92		ABC
2N 4425	N	SE	(BC 337)	TO-98K K	0,56	40	40	0,5	180-540	-	TO-92		ABC
2N 4427	N	P	2N 4427	TO-39 M	3,5	40	20	0,4	10-200	700			
2N 4918	P	M	(BD 132)	SOT-32 K	-25-	40	40	1	20-100	3		A	BCEF
2N 4919	P	M	(BD 138)	SOT-32 K	-25-	60	60	1	20-100	3		AD	EF
2N 4920	P	M	(BD 140)	SOT-32 K	-25-	80	80	1	20-100	3		AD	EF
2N 4921	N	M	(BD 131)	SOT-32 K	-25-	40	40	1	20-100	3	A	BCEF	
2N 4922	N	M	(BD 137)	SOT-32 K	-25-	60	60	1	20-100	3		AD	EF
2N 4923	N	M	(BD 139)	SOT-32 K	-25-	80	80	1	20-100	3		AD	EF
2N 4951	N	SE, SP	(BC 337)	TO-98 K	0,36	60	30	0,5	60-200	250	TO-92	BF	ACE
2N 4952	N	SE, SP	(BC 337)	TO-98 K	0,36	60	30	0,5	100-300	250	TO-92	BF	AC
2N 4953	N	SE, SP	(BC 337)	TO-98 K	0,36	60	30	0,5	200-600	250	TO-92	BF	AC
2N 4954	N	SE, SP	(BC 338)	TO-98 K	0,36	40	30	0,5	60-600	250	TO-92	CF	AB
2N 5006	N	F	(BD 183)	TO-61 M	-100-	-	80	10	30-90	30+	TO-3	EF	
2N 5007	N	F	-	TO-61 M	-100-	-	80	10	70-200	40+			
2N 5036	N	R	(2N 3055)	SPEC. K	/83/	150	60	6	20+	0,8	TO-3	B	ACDEF
2N 5037	N	R	(BD 181)	SPEC. K	/83/	-	40	8	20+	0,8	TO-3		CDF
2N 5083	N	F	(2N 3055)	TO-59	/35/	150	60	(10)	120+	50+	TO-3	BEF	AD
2N 5086	P	M	(BC 307 A)	TO-92 K	0,31	50	50	0,05	(150)	310	SOT-30	ACF	D
2N 5088	N	M	(BC 237 B)	TO-92 K	0,31		30	-	300-900	50	SOT-30	E	CF
2N 5089	N	M	(BC 239 C)	TO-92 K	0,31		25	-	400-1200	50	SOT-30	C	F

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna						Osservazioni sul corrispondente Philips			
					M	P _{tot}	V _{CB0}	V _{CEO}	I _{C(AV)}	h _{FE}	f _T	Conteni- tore	valore inferiore	valore superiore
					K G	(W)	(V)	(V)	(ICM) (A)	(h _{fe})	(MHz)			
2N 5139	P	F	(BC 308 VI)	(6 X 9)		0,2	20	20	0,1	40	300	SOT-30	F	ABCE
2N 5147	P	F	(2N 4031)	TO-39 M	1	100	80	2	30-90	50			ABD	EF
2N 5148	N	F	BSW 65	TO-39 M	1	100	80	2	30-90	50			ABD	F
2N 5149	P	F	(2N 4033)	TO-39 M	1	100	80	2	70-120	60			ABD	FF
2N 5150	N	F	(2N 3019)	TO-39 M	1	100	80	2	70-200	60			AD	BEF
2N 5151	P	F	(2N 4031)	TO-39 M	1	100	80	5	30-90	60			ABD	EF
2N 5152	N	F	BSW 65	TO-39 M	1	100	80	2	30-90	60			ABD	F
2N 5153	P	F	(2N 4033)	TO-39 M	1	100	80	5	70-200	70			ABD	EF
2N 5154	N	F	(2N 3019)	TO-39 M	1	100	80	2	70-200	70			AD	BEF
2N 5172	N	SP	(BC 237 A)	(TO 92) K		0,2	25	25	0,1	100		SOT-30		ABCE
2N 5189	N	A,R	2N 3053	TO-39 M	1	60	35	1+	30	350		TO-5	F	CE
2N 5209	N	M	(BC 237 A)	TO-92 K		0,31	50	-	100-300	30		SOT-30	C	F
2N 5210	N	M	(BC 237 B)	TO-92 K		0,31	50	-	200-600	30		SOT-30	C	F
2N 5219	N	M	(BC 239 B)	TO-92 K		0,31	15	-	35-500	150		SOT-30		CF
2N 5223	N	M	(BC 239 B)	TO-92 K		0,31	20	-	50-800	150		SOT-30		F
2N 5240	N	R	(BDY 97)	TO-3 M		/100/	375	300	5	20	5		A	F
2N 5262	N	A,R	BFX 34	TO-39 M	1	75	50	2	35+	350		AF	BCE	
2N 5284	N	F	(BDY 90)	TO-59 M		/50/	-	100	5	30-90	60+	TO-3	F	D
2N 5288	N	F	(BDY 90)	TO-61 M		/100/	120	100	10	30-90	30+	TO-3	A	F
2N 5290	P	F	-	TO-61 M		/100/	-	100	10	30-90	30+			
2N 5320	N	A,R	BSV 94	TO-39 M	1	100	75	2	30+	50			AD	CF
2N 5321	N	A,R	BSV 93	TO-39 M	1	75	50	2	40-250	50			AD	BCF
2N 5322	P	A,R	(2N 4036)	TO-39 M	1	100	75	2	30+	50			BCD	EF
2N 5323	P	A,R	(2N 4036)	TO-39 M	1	75	50	2	40+	50			D	BCF
2N 5354	P	SE	(BC 328)	TO-98 K		0,36	25	25	0,3	40-120	250	TO-92	F	ABDE
2N 5355	P	SE,SP	(BC 328)	TO-98 K		0,36	25	25	0,3	100-300	250	TO-92	F	ABD
2N 5356	P	SE,SP	(BC 328)	TO-98 K		0,36	25	25	0,3	250-500	250	TO-92	F	ABD
2N 5365	P	SE	(BC 327)	TO-98 K		0,36	40	40	0,3	40-120	250	TO-92	F	ABCDE
2N 5366	P	SE	(BC 327)	TO-98 K		0,36	40	40	0,3	100-300	250	TO-92	F	ABCD
2N 5367	P	SE	(BC 327)	TO-98 K		0,36	40	40	0,3	250-500	250	TO-92	F	ABCD
2N 5447	P	TI	(BC 328)	(SOT30) K		0,36	40	25	0,2	(60)	100	TO-92	B	ADEF
2N 5496	N	R		TOP-66 K		/50/	90	70	7	20+	-			
2N 5550	N	M	(BF 178)	TO-92 K		0,31	-	140	-	60-250	100	TO-39	E	ACF
2N 5551	N	M	(BF 178)	TO-92 K		0,31	-	160	-	80-250	100	TO-39	E	AF
2N 5655	N	M	(BF 338)	(SOT32) K		/20/	275	250	0,5	30+		TO-5	ACDE	B
2N 5949	N	TI	(BC 337)	(SOT30) K		0,36	50	30	0,8	(100)	100	TO-92		ACEF
2SB 370	P		(AC 128)	(TO-18) M		0,2	25	18	0,5	150		TO-1	CE	RD
2SC 23C	N		(BD 137)	TO-8		13	75	50	(0,5)	20+		A	CDE	
2SC 103	N	-	(BDY 91)	TO-3 M		/50/	150	80	6	35+	-		BE	D
2SC 856	N		(BF 178)	(TO-1)		0,3	150	150	(0,05)	30+		TO-39	CF	A
2SC 897	N	-	(BDY 90)	TO-3 M		/60/	150	90	7	25+	-		AB	CDE
2SC 917	N		(BF 177)	(TO-72) M		0,3	40	40	(0,05)	20-100	-	TO-39		AB

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM



**PRODUZIONE
STRUMENTI
ELETTRONICI**

MILANO

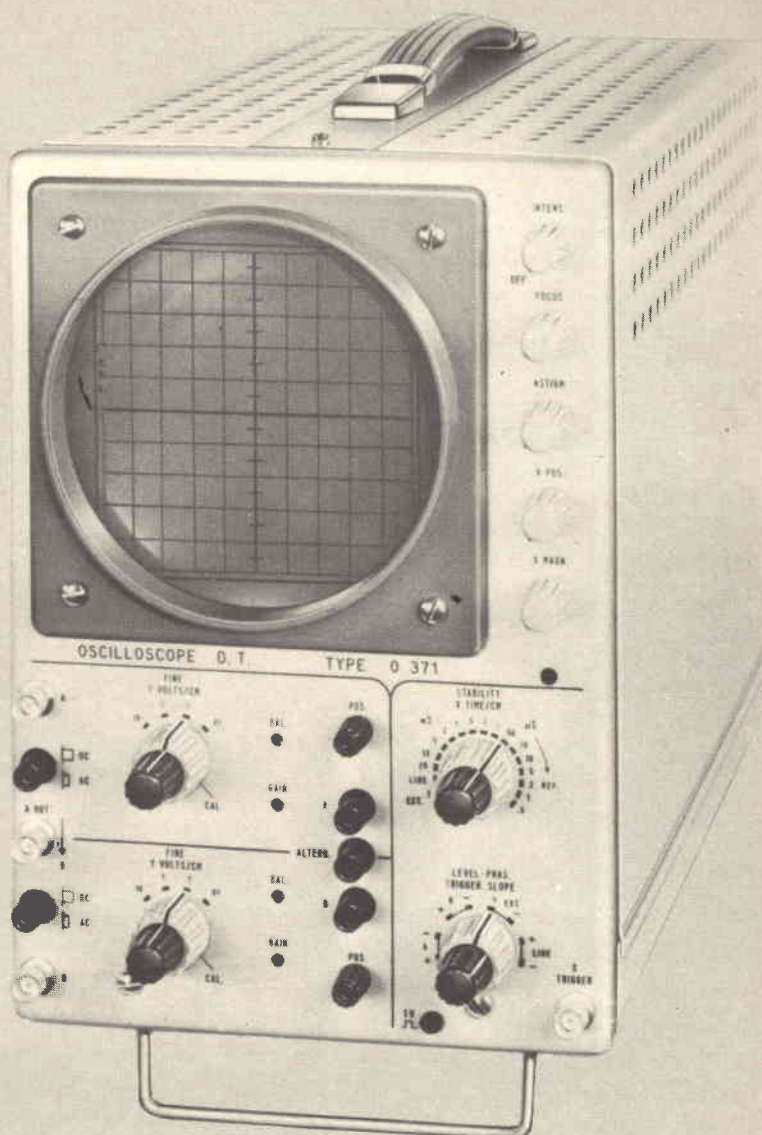
Via Moscova, 40/7
Tel. 667326 - 650884

ROMA

Via Saluzzo, 49
Tel. 727663

PRODUZIONE TES:

Alimentatori stabilizzati - Analizzatori - Distorsionometri - Generatori BF - Generatori AM-FM - Generatori sweep-marker - Millivoltmetri elettronici - Misuratori d'impedenza - Misuratori di campo - Misuratori di potenza d'uscita - Misuratori wow e flutter - Multimetri elettronici e digitali - Oscilloscopi a larga banda - Ponti RCL - Prova transistori - Voltmetri elettronici fet.



nuovo oscilloscopio doppia traccia Mod. 0371

2 canali identici A e B — Banda passante dalla DC a 8 MHz — Sensibilità Y 10 mV pp/cm — Sensibilità monotraccia 1 mVpp/cm — Asse tempi da 0,1 μ s a 20 ms/cm — Funzionamento trigger o ricorrente — Sensibilità x 100 mV pp/cm — Espansione equivalente 5 diametri — Asse Z soppressione con - 25 Vpp — Tubo 5" schermo piatto — Semiconduttori impiegati n° 77 — Elevata affidabilità — Garanzia 1 anno, tubo compreso — Prezzo molto competitivo



tecnica, stile, hi-fi prestigiosi !



COMBINAZIONE 1001

Ogni apparecchio illustrato in questa pagina ha ottenuto ammirazione e riconoscimento in campo internazionale per le caratteristiche tecniche, la linea, le prestazioni.

L'insieme costituisce un completo impianto HI-FI di eccezionale prestigio, certamente fra i primissimi al mondo. La Casa costruttrice è Bang & Olufsen, la famosissima B&O per i raffinati dell'HI-FI, i quali sono soliti dire che, dopo l'ascolto di un complesso B&O, null'altro riesce a soddisfare. Se non credete, ascoltatelo voi stessi.

COMBINAZIONE 1001

COMPOSTA DA:

1 Sinto-amplificatore stereo FM Mod. Beomaster 1001

Gamma di ricezione FM: 87,5 ÷ 104 MHz
Sensibilità: 1,8 µV
Potenza d'uscita: 15 + 15 W continui
(20 + 20 W musicali)
Distorsione armonica: < 1%
Uscita per ambiofonia
Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB
Alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 545 x 78 x 205

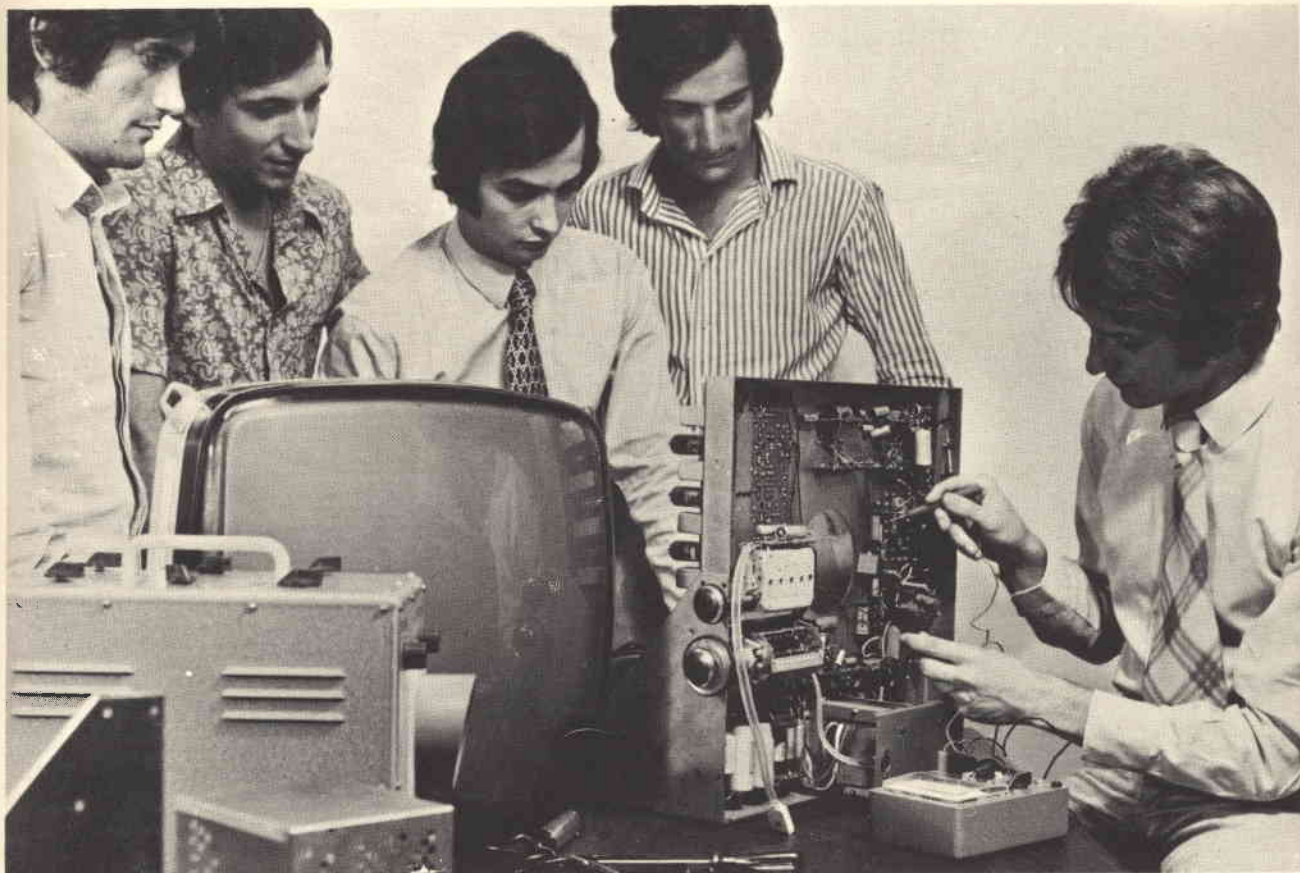
1 Giradischi stereo Mod. Beogram 1001

Velocità: 33 1/3 - 45 giri/minuto
Trascinamento a cinghia
Completo di cartuccia SP - 14A
Risposta di frequenza:

20 ÷ 20.000 Hz
Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a.
Dimensioni: 115 x 358 x 308

2 Casse acustiche Mod. Beovox 1001

Sistema: a due altoparlanti
Potenza d'uscita: 20 W continui - 40 W musicali
Impedenza: 4 Ω
Risposta di frequenza: 60 ÷ 18.000 Hz
Dimensioni: 380 x 280 x 136



QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA** ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE?

Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI TEORICO-PRATICI:
RADIO STEREO TV - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni (e senza aumento di spesa), i materiali necessari alla creazione di un completo laboratorio tecnico. In più, al termine del corso, potrete frequentare gratuitamente per 15 giorni i laboratori della Scuola, per un periodo di perfezionamento.

Inoltre, con la **SCUOLA RADIO ELETTRA** potrete seguire anche i

CORSI PROFESSIONALI:

DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE - TECNICO DI OFFICINA - LINGUE.

e il nuovissimo **CORSO-NOVITA':**

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori. Richiedetela, gratis e senza impegno, specificando il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa. Compilate, ritagliate (o ricopiate su cartolina postale) e spedite questo tagliando alla:



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/376

10126 Torino

dolci



(segnare qui il corso o i corsi che interessano)
 MITTENTE:
 NOME _____
 COGNOME _____
 PROFESSIONE _____ ETÀ _____
 VIA _____ N. _____
 CITTÀ _____
 COD. POST. _____ PROV. _____
 MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY
 PER PROFESSIONE O AVVENIRE

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

376

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD



C'è un modo più pratico per avere il mondo in mano...



Il mondo intero in mano col magnifico radiorecettore portatile CRF-160 a 13 gamme d'onda — OC₁ ÷ OC₁₀ e, in più, FM, AM e OL. Unico nel suo genere ...con il CRF-160 potete ascoltare le ultime notizie dalle capitali di tutto il mondo sulle OC, godere trasmissioni musicali FM dalle ricche tonalità; tenervi al corrente sulle previsioni del tempo. Anche rilassarvi con i programmi OM.

La zona di udibilità straordinariamente ampia del CRF-160 vi permette inoltre di ascoltare le interessanti conversazioni dei radioamatori. Con un oscillatore a battimenti (BFO) incorporato, che consente la ricezione a banda laterale unica (SSB) per uso marittimo o per radioamatori, questo radiorecettore sarà un prezioso compagno nelle vostre crociere sul mare.

E' utile nello studio, sintonizzandolo regolarmente sulle trasmissioni OC provenienti dal Paese di cui studiate la lingua. Il CRF-160 vi sarà di inestimabile aiuto nell'assimilare la pronuncia. Di facile manovra, ha

una maniglia per il trasporto e una copertura anteriore con chiusura a scatto.

Portatelo con voi dovunque, a bordo di un natante sul mare aperto, in treno, in aereo.



**IN VENDITA PRESSO
I MIGLIORI
RIVENDITORI**

Richiedete cataloghi a:

**FURMAN S.p.A.
VIA FERRI 6
20092 CINISELLO B.**





INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

AEROSTUDIO BORGHI

La gamma piú completa

di diodi, thyristor, zener,

circuiti ibridi, relay statici, assemblaggi, ecc.

prodotti negli

stabilimenti

in Italia

U.S.A., Gran Bretagna, Giappone.



**Gli
americani
ne vanno pazzi.
Altrettanto gli inglesi.
Ora è il Vostro turno.**

L'810 è il miglior giradischi che noi abbiamo prodotto.
E noi della BSR McDonald abbiamo costruito più giradischi
di qualsiasi altro fabbricante al mondo.
L'abbiamo progettato per farVi ascoltare una musica « pulita »
che nessun altro giradischi può eguagliare:
« pulita » da ronzio
« pulita » per mancanza di distorsione
« pulita » per mancanza di fluttuazione di velocità.
Infatti l'810, rispetto agli altri giradischi in commercio, ha il vantaggio di essere costruito
in base alle più esigenti specifiche di produzione.
Provate.

I VOSTRI DISCHI DIVENTERANNO ORCHESTRA VIVA.
I minimi dettagli dell'810 sono contenuti nel libretto illustrato che Vi invieremo
gratuitamente non appena riceveremo l'allegato tagliando da Voi compilato.

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sul
giradischi 810 della BSR Mc Donald. (SP1)

Nome

Cognome

Indirizzo:

C.A.P.: Città:

BSR (ITALIA) S.p.A. - Piazza Luigi di Savoia, 22 - 20124 MILANO

BSR
McDONALD
BSR (ITALIA) S.p.A.
Piazza Luigi di Savoia
22-20124 MILANO

Distributore: GBC Italiana viale Matteotti, 66 20092 Cinisello B.

condensatori elettrolitici



Antenne e accessori per antenne 27 MHz - VHF



Supporto «Hustler» Mod. BM-1

Supporto per il fissaggio su paraurti, in acciaio inox
Fascia zincata per una maggiore resistenza alla corrosione
KT/0730-00

Supporto «Hustler»
Mod. GCM-1

Supporto per fissaggio su
grondina
Possibilità di inclinazione
sino a 180°
KT/0750-00



Supporto «Hustler»
Mod. SSM-3

Supporto per fissaggio su carrozzeria.
Adatto per imbarcazioni. Molla in acciaio inox.
Inclinazione regolabile sino a 180°
Attacco per antenne da 3/8"
KT/0780-00



Molla «Hustler» Mod. RSS-2

Molla in acciaio inox, da impiegare
con antenne tipo CB-111 oppure CB-211
KT/0660-00



Supporto «Hustler» Mod. MM-1

Supporto per fissaggio su carrozzeria
Possibilità di inclinazione sino a 180°
Munito di connettore coassiale tipo SO-239
KT/0740-00



COMMUNICATIONS BOOK

38 pagine : Ricetrasmittitori OM-CB

16 pagine : Antenne OM-CB

60 pagine : Accessori

**ACCESSORISTICA...
QUESTA E' LA FORZA GBC!**

RCF

Costruzioni elettroacustiche di precisione

AMPLIFICATORI A TRANSISTORI

AM 102

Potenza: lavoro 10 W massima 15 W - **Distorsione:** 3% a 10 W - **Risposta in Frequenza:** 150 ÷ 15000 Hz
Circuiti di Entrata: 2 in commutazione (micro/fono)
Sensibilità: microf. 1 mV - fono 100 mV - **Rapporto Segnale/Disturbo:** -60 dB - **Impedenza di Uscita:** 8-16 Ω - **Controlli:** volume - tono - **Alimentazione:** c.c. 12 V - 150 mA a segnale 0 - 1,5 A mass. segnale
Dimensioni: mm 153x57x150 - **Peso:** kg. 0,900



AM 960

Potenza: lavoro 60 W massima 100 W - **Distorsione:** 1% a 60 W - **Risposta in Frequenza:** 20 ÷ 20000 Hz ± 2 dB - **Circuiti di Entrata:** 2 microf. - 1 registr. - 1 fono mag. - 1 fono/radio - **Circuiti di Uscita:** per pilotaggio unità di potenza - per registratore - **Sensibilità:** microf. 0,6 mV - fono mag. 25 mV - fono/radio 150 mV - **Rapporto Segnale/Disturbo:** microf. -60 dB - fono mag. -60 dB - fono/radio -65 dB - **Controlli:** 5 volume - 1 volume gener. toni alti - toni bassi - **Impedenza Uscita:** 2-4-8-16-42-160 Ω - 100 V cost. - **Alimentazione:** c.a. 50/60 Hz - 110/240 V - **Dimensioni:** mm 400x160x305
Peso: kg. 14,500



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ 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

*Si crede che in un orologio
la cosa più importante
sia la misura
del tempo*

L'aggiunta di una radio può apparire
superflua; non, però, nella nuova
radio-sveglia digitale ELAC RD 100.
L'eccezionale qualità sonora è il risultato
di una combinazione ottenuta fra
l'amplificatore, l'altoparlante e la nuova
interessante estetica della custodia.
Lo garantisce il nome ELAC.
Sorprendente, poi,
è la parte delle commutazioni.

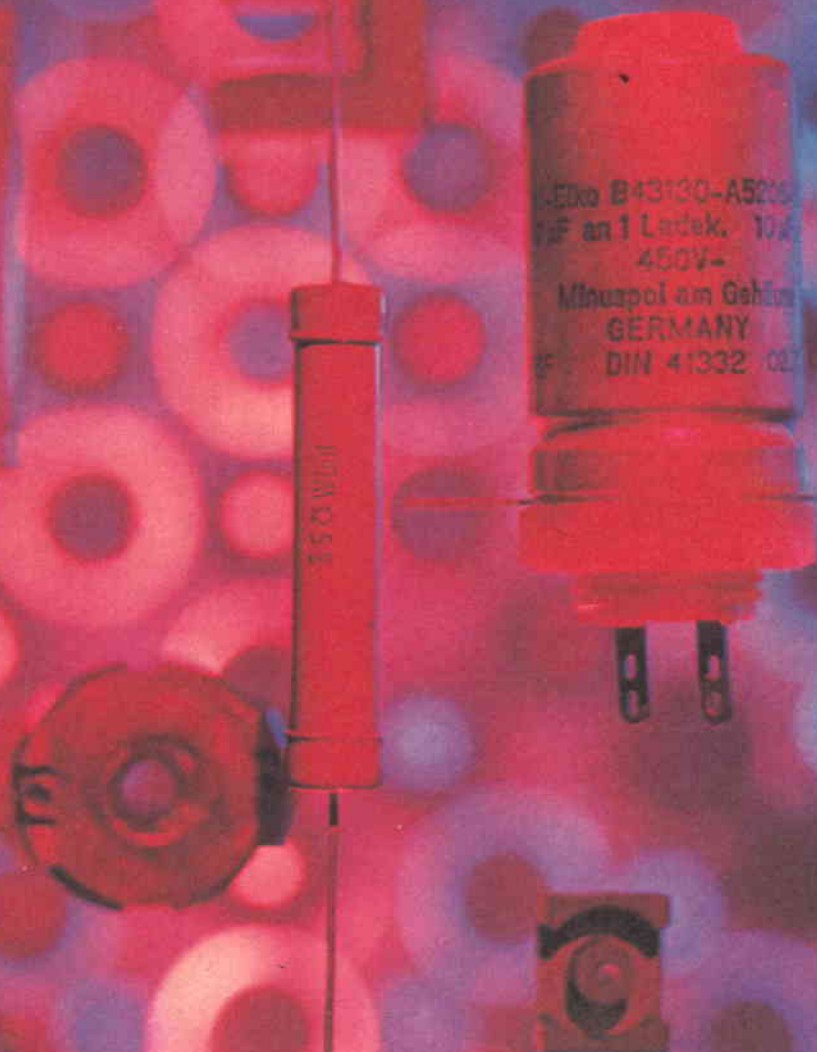


ELAC RD 100

ELAC

Accendere la radio ad un tempo
prestabilito? Automaticamente!
Spegnerla? Automaticamente!
Spegnerla anche dopo essersi
addormentati? Automaticamente!
Svegliarsi con la musica o col cicalino?
Automaticamente! Altro vantaggio:
le inserzioni automatiche
nell'ELAC RD 100 avvengono
una sola volta nelle 24 ore.
L'orologio automatico è di precisione.
Ulteriori informazioni possono essere
richieste presso tutti
i migliori rivenditori.

L'affidabilità li contraddistingue



■ condensatori Styroflex® ■ condensatori a carta metallizzata (MP) ■ condensatori ceramici ■ condensatori a mica ■ condensatori elettrolitici a lunga vita ■ condensatori al tantalio (norme MIL) ■ resistenze a filo ed a strato metallico o di carbone ■ nuclei in ferrite ■ dispositivi eliminadisturbi ■ contraddistinti - grazie alla adozione della moderna tecnologia nelle fasi produttive e nelle operazioni di controllo - dalla costanza del livello qualitativo e dalla massima affidabilità delle caratteristiche tecniche

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

componenti passivi della Siemens

La BASF e le nuove frontiere della registrazione



Le nuove musicassette del "super-sound". Nastro al diossido di cromo con la meccanica speciale SM - sistema dolby. Eliminazione del rumore di fondo. Fedeltà alle norme HiFi.



L = Low noise (bassissimo rumore di fondo)
H = High output (più elevato livello di modulazione)

BASF Compact-Cassette LH con meccanica speciale SM



Il suono del futuro con le compact-cassette BASF al diossido di cromo con la meccanica speciale SM. Bassissimo rumore di fondo, più elevato livello di modulazione. Dinamica veramente da norme HiFi.

BASF fascino della musica



S.A.S.E.A. S.p.A.
Via Rondoni, 1
20146 Milano