

Sperimentare

SELEZIONE

RADIO - TV

di tecnica

12

LIRE
650

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - DICEMBRE 1972

in
questo
numero:

generatore b.f.
15 Hz ÷ 22 kHz

carica batterie
automatico

monitor per tv
a scansione
lenta

ricetrasmittitore
per: 144 MHz

batteria
elettronica



Udo Toniato - Natale a Colori -
Guastalla - RE - 1972 -

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. 600
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

è appena
nato...
e già
conquista

SUPERSONY
TC-85



SONY®



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 !



- R**ecord di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- R**ecord di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)
- R**ecord di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- R**ecord di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- R**ecord di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- R**ecord di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

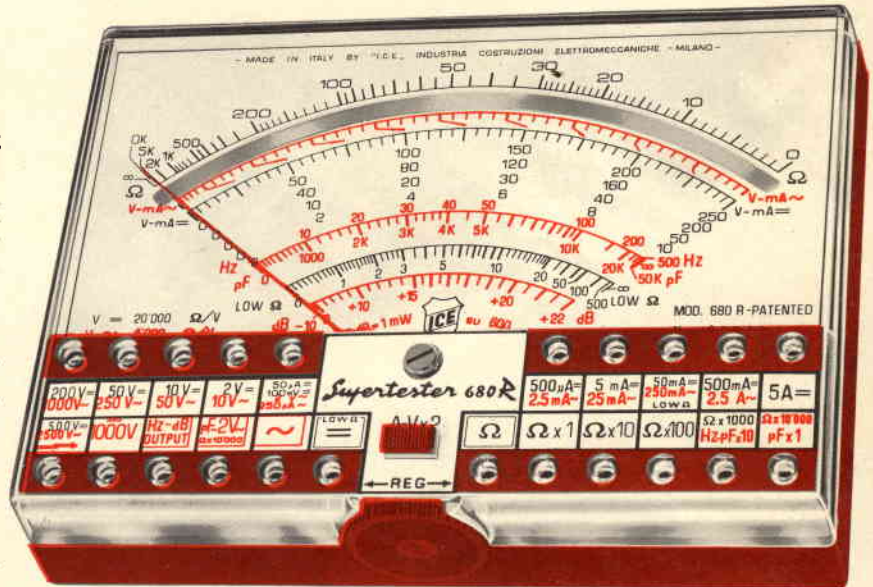
- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITA':** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 50.000 pF 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 resinpelle 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, (Ieo) - Ices - 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-picco-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

TRAGUARDO SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI

Rieccoci alla fine di un anno. Giornate corte e desiderio di luce. Davvero non siamo mai contenti. Nella canicola estiva invociamo l'inverno. D'inverno, non vediamo l'ora che venga la bella stagione «per uscire dall'ufficio che è ancora chiaro». Salvo pigliarsi un bell'acquazzone improvviso, come alternativa al sole che splende, ed essere senza ombrello.

Vediamo un po' che cosa è successo in questi ultimi mesi. La segretaria dell'ufficio abbonamenti ci implora di non parlarne più, ma noi non possiamo ascoltarla. Per prima cosa ringraziamo la moltitudine di amici che hanno già mandato l'adesione assicurandosi la rivista nel 1973 e relativi premi. A proposito

di premi, dobbiamo per forza di cose ricordare l'antica verità che tutto — ahimé — ha un limite. Perciò, a coloro che per qualsiasi motivo non si sono ancora abbonati, vorremmo raccomandare caldamente di affrettarsi perché presto i premi saranno esauriti.

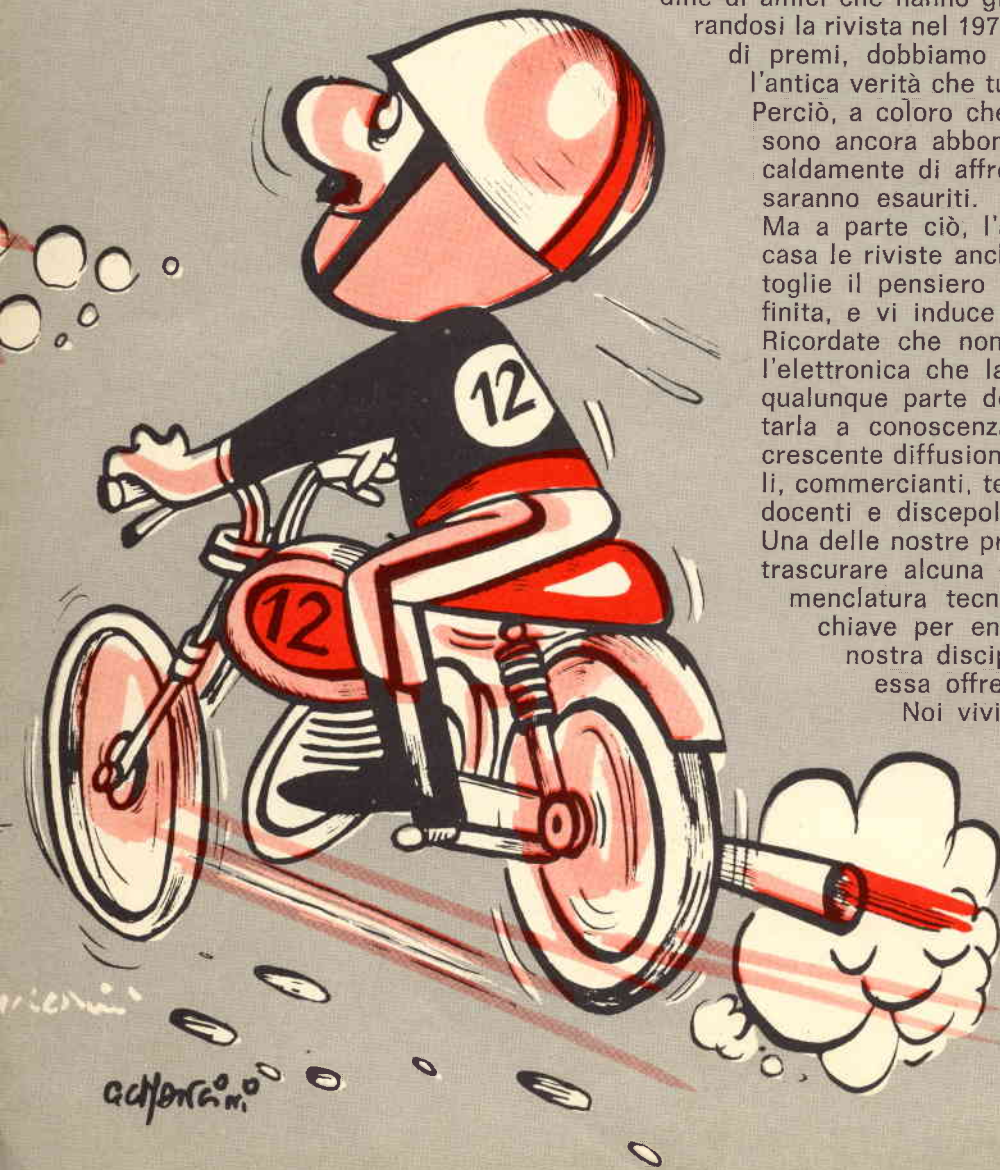
Ma a parte ciò, l'abbonamento vi fa trovare a casa le riviste anche se vi dovete assentare. Vi toglie il pensiero di acquistarla prima che sia finita, e vi induce a conservarla in raccolta.

Ricordate che non c'è notizia nell'ambito dell'elettronica che la nostra rivista non capti, in qualunque parte del mondo sia sorta, per portarla a conoscenza dei lettori. Ciò spiega la crescente diffusione fra professionisti, industriali, commercianti, tecnici di laboratorio, studenti, docenti e discepoli.

Una delle nostre preoccupazioni, è quella di non trascurare alcuna occasione di spiegare la nomenclatura tecnica internazionale, che è la chiave per entrare nella conoscenza della nostra disciplina, o nei nuovi settori che essa offre.

Noi viviamo dell'elettronica e per la elettronica. Perciò abbiamo amici dovunque si coltiva questa disciplina. Siate anche voi della grande schiera, affinché la vostra informazione proceda alla pari con tutti. Le istruzioni sono nella pagina di fronte.

Vi auguriamo grande successo e massime soddisfazioni.



adloni
m.

ELETTRONICA OGGI

„ 7.000

■ **LE DUE RIVISTE**

„ 13.000

DONI PER GLI ABBONATI

■ **SPERIMENTARE/ SELEZIONE RADIO-TV**

- 1 **TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI** relative ad altrettanti montaggi descritti su *Sperimentare*
- 2 **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
- 3 **CARTA DI SCONTO G.B.C.**
- 4 **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI ELETTRONICI** (inserti)

● **ELETTRONICA OGGI**

- 1 **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI** (inserti)
- 2 **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
- 3 **CARTA DI SCONTO G.B.C.**

■ **LE DUE RIVISTE**

- 1 **TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI** relative ad altrettanti montaggi descritti su *Sperimentare*
- 2 **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
- 3 **CARTA DI SCONTO G.B.C.**
- 4 **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI ELETTRONICI** (inserti)
- 5 **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI** (inserti)
- 6 **PRONTUARIO SEMICONDUITORI 1973, 300 pagine**

IMPORTANTE: Termine utile per abbonarsi con diritto ai doni: 15 dicembre 1972

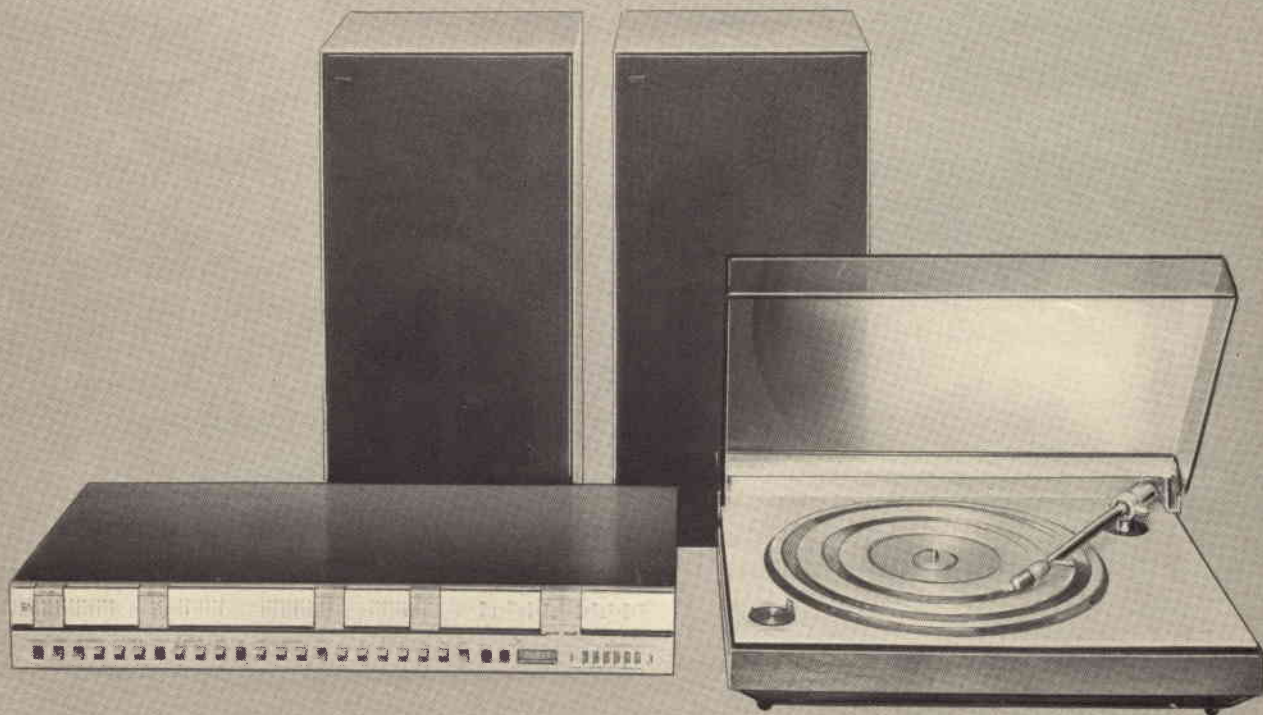
FRA LE PAGINE DI QUESTO FASCICOLO E' INSERITO UN BOLLETTINO. COMPLETATELO COL VOSTRO NOME E INDIRIZZO E CON L'IMPORTO DELL'ABBONAMENTO CHE AVRETE SCELTO. PORTATELO ALL'UFFICIO POSTALE. GRAZIE.

COMBINAZIONE 3000/2

sono tutti di qualità selezionata per garantirvi il massimo piacere anche come marchio di garanzia.

COMBINAZIONE 3000/2 Impianto stereo HI-FI composto da:

- 1 Amplificatore sintonizzatore stereo FM «Beomaster 3000/2»
- 1 Giradischi stereo «Beogram 3000»
- 2 Diffusori acustici «Beovox 3000»



IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI

SOMMARIO

in copertina:

1764 Natale a colori (di Udo Toniato)
1772 generatore di B.F. a ponte di wien
carica batterie automatico

realizzazioni sperimentali

1783 grillo elettronico
1785 trasmettitore miniatura FM
1787 relè avvisatore sensibile alle variazioni di luminosità
1788 generatore di B.F. tascabile
1789 unità amplificatrice con squelch
1791 amplificatore B.F. a C.I.
1793 indicatore e regolatore di livello
1796 due serrature elettroniche a combinazione

radioamatori

1803 sistema di controllo della temperatura
1807 una batteria elettronica
1811 cassa acustica speciale
1816 SSTV monitor per TV a scansione lenta
1825 amplificatore R.F. da 20W per la banda dei 160 MHz
1829 ricetrasmittitore per i 144 MHz
1836 impiego del C.I. TCA460 nel TV portatili in bianco e nero
1839 la radiostereofonia
1843 la misura della distorsione armonica
1847 il videodisco long playing
1849 piccolo vocabolario dei termini tecnici Sony
1855 calcolatore tascabile a otto cifre
1860 miracord 770 H ELAC
1863 l'elettronica nell'automobile

circuiti per hobbisti

1869 comandi a distanza e unità digitali
1877 la TV via cavo

QTC brevetti

1879 tutto ciò che è bene sapere sui microfoni
1882 i moderni ricevitori professionali e per radioamatori
1884 le lampade solide miniaturizzate
1891 codice Q
1895 amplificatore di potenza stereo TA-3200F

l'angolo del CB sony bulletin

rassegna delle riviste estere i lettori ci scrivono

1911
1921

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:

BSR	1763-1933	ERSA	1792	PHILIPS	1931	SIEMENS ELETTRA	1943
B & O	1754-1938	FACON	1935	PIEZO	1862	S.I.T. SIEMENS	1937
CASSINELLI	1815	GBC	1756	PRESTEL	1883	SOMMERKAMP	1920
CHEMTRONICS	1846	HELLESENS	1932	R.C.F.	1927	SONY	1750-1758-1928-1929
CHINAGLIA	1939	ICE	1751	SCUOLA RADIO ELETTRA	1936	SPRING	1940-1941
CORBETTA	1893	IRCI	1759		1828	TENKO	1934
ECLATRON	1838	KRUNDAAL	1757	SICTE	1828	UNAOHM	1771
ELAC	1762	PEERLESS	1942	SILEC	1810	VEDETTE RECORDS	1761
AEROPICCOLA	1925						
AMTRON	1782-1806-1859-1926-1930						
BASF	1944						
BRITISH	1790						

RADIORICEVITORE

GBC

PARIS



mod. FM/855

Gamme di ricezione: OM - OL - FM
Controllo automatico di frequenza in FM
Cambio gamme a tasti
Prese per registratore, altoparlante supplementare e antenna autoradio
Antenna telescopica per FM
Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 220 V - 50 Hz
Semiconduttori: 22 transistori
Dimensioni: 280 x 160 x 70

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori

Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli
Mauro Ceri - Arturo Recla

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

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

Amministrazione:

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di 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. 1.200

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,
aggiungere alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

FET

multitest

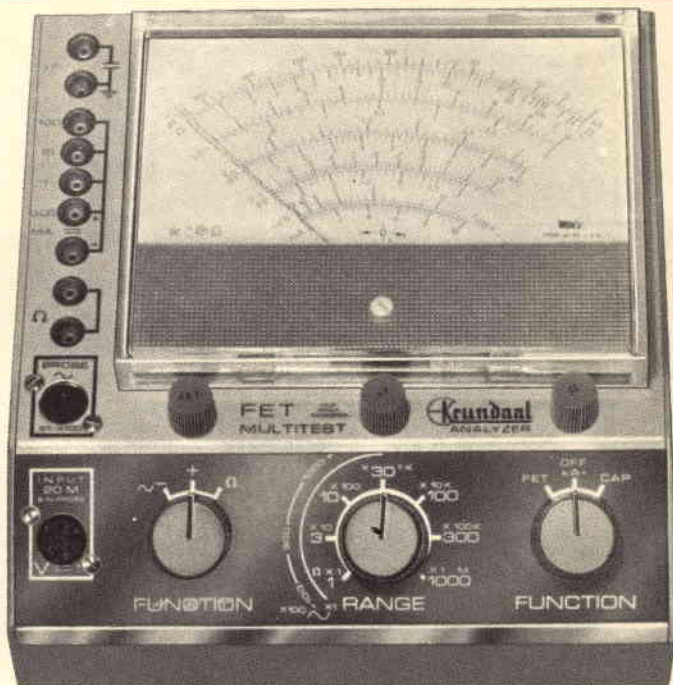
NUOVO

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- Vc.c.** — 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 M Ω
— tolleranza 2% f.s.
- Vc.a.** — 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 M Ω , 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ...20 MHz lineare
— 20 MHz ...50 MHz \pm 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm** — da 0,2 Ω a 1000 M Ω f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro** — da 2... 2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova \approx 4,5 V. 35 kHz
- Milliampere** — da 0,05 ...100 mA
— tolleranza 2% f.s.



ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3...11,1 MHz
Gamma B - 5,3...5,7 MHz
Taratura singola a cristallo 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

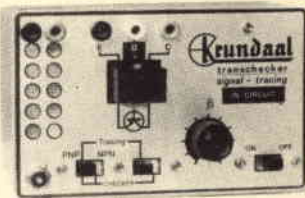
Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)

— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0,5%
— Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT

Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. **Signaltracing**. Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



SIGNAL TRACER

Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso. 2 M Ω
Distorsione inferiore all'1% a 0,25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore, campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

nuova versione
Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

GRATIS A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)

LA SONY VUOL VENDERE PRODOTTI ITALIANI IN GIAPPONE

Noi della Sony siamo convinti che il Giappone costituisca un eccellente mercato per i prodotti italiani.

Certo, il Giappone è un Paese straniero per gli uomini d'affari italiani. Tuttavia è la patria della Sony, che ne conosce sia il mercato che il potenziale.

Noi pensiamo che ciò rappresenti, per la nostra Compagnia, un'opportunità di lavorare con i produttori italiani, per un reciproco vantaggio.

Perciò, noi vorremmo mettere le nostre forze di vendita e la nostra conoscenza del mercato giapponese, a disposizione di quelle Compagnie i cui prodotti troveranno pronta

accoglienza da parte dei consumatori giapponesi.

La rete di vendita della Sony, in Giappone, è impostata sui consumatori abituali. Il Giappone ha questi consumatori. Avete il prodotto?

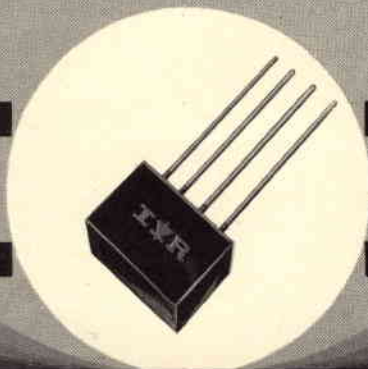
A questo fine, la Sony ha creato una Compagnia commerciale Sony, la cui attività esclusiva sarà l'importazione in Giappone di prodotti da tutto il Mondo. Come rappresentante in Italia è stato designato il Sig. Kiyoshi Furuya Baarerstrasse 73, 6300 Zug, Switzerland.

SONY®

**Ponte monofase al silicio
tipo BS-B da 2 Amp.
per tensioni fino a 800 PRV
anche su carico capacitivo
incapsulamento in epossidica**

**massima
affidabilità**

**sicurezza
di lavoro**



INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

BORGARO TORINESE

10071 via Liguria 49 - Telefono 49 84 84 (5 linee)

Telex 21257 - Telegr. TLX 21257 Rectifit Borgaro

UFFICIO DI MILANO

20151 via dei Cignoli 3 - T. 30 86 5 30 - 30 86 5 32

UFFICIO DI BOLOGNA

40141 via Francesco Cilea 5 - Telefono 47 88 75

AGENZIA DI ROMA

00194 via Alberico Albricci 9 - Telef. 32 76 4 65

1050
pagine

QUESTO E' GRATIS!

nuovissimo catalogo
componenti elettronici

G.B.C.
italiana

1973



ma non per tutti! ... solo per chi si
abbona alle nostre riviste
entro il 15 dicembre 1972
dopo tale data il prezzo, per tutti, è L. 5000 - disponibilità: marzo 73

OGGI POTETE CHIEDERE DI PIU' AL VOSTRO APPARECCHIO STEREOFONICO

PHASE 6 SUPER STEREO

Vedette
records

IL PRIMO SUONO A 3 DIMENSIONI

UNA NUOVA CONQUISTA NELL'ALTA FEDELTA'

Oggi al vostro apparecchio stereofonico potete chiedere di riprodurre la maestosa profondità di una grande orchestra, la presenza degli strumenti solisti, l'emozione di una purissima, travolgente sonorità.

Potete chiedergli tutto questo, ma dovete dargli la possibilità di obbedirvi. Dovete dargli un long playing, una musicassetta o uno stereo 8 Vedette Records 6 Fasi Superstereo.

Perchè i 6 fasi Superstereo Vedette Records hanno una sorgente sonora in più rispetto alle due normali della stereofonia.

Ed è proprio per questa sorgente aggiunta (chiamata tecnicamente l'«altoparlante fantasma») che le riproduzioni acquistano una straordinaria suggestione, superiore persino a quella che potreste ricevere dall'esecuzione dal vivo.

Da oggi potete finalmente ascoltare le migliori orchestre e i migliori esecutori del mondo nella produzione Vedette Records a 6 Fasi Superstereo, una produzione che offre eccezionali purezza e realtà dei suoni perchè registrata in Alta Fedeltà.

IL LONG PLAYING DELL'ANNO: "CIAK"

I maggiori successi di musica da film dell'anno, arricchiti dalla nuova suggestione del Phase 6 Superstereo



- Il Padrino
- Fratello sole, sorella luna
- Shaft
- Giù la testa
- C'era una volta il West
- Il braccio violento della legge
- We have all the time in the world
- Il violinista sul tetto
- ... e altri



Tutta la collezione VEDETTE RECORDS 6 FASI SUPERSTEREO, oltre che su dischi long playing, è registrata anche su musicassette e cartucce stereo 8.

GRATIS il catalogo illustrato VEDETTE RECORDS che è inserito in ogni disco. Se il vostro fornitore di fiducia è momentaneamente sprovvisto, richiedetelo direttamente alla VEDETTE RECORDS - Via Lumiere, 2 - Cinelandia - 20093 Cologno Monzese (Milano) - telef. 9124691/2/3

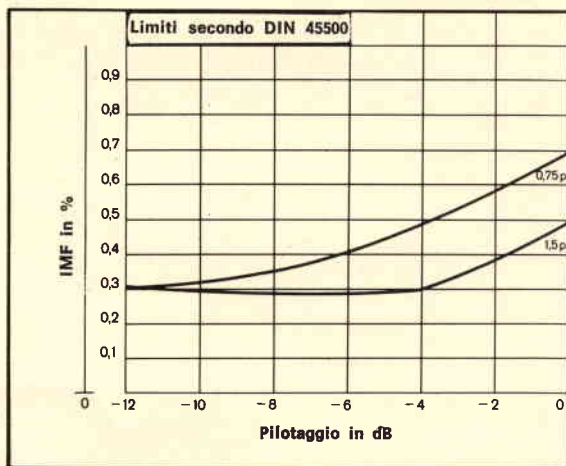
PHASE 6 SUPER STEREO

UN SUONO MAI UDITO PRIMA!

quando i tecnici parlano di intermodulazione di frequenza conviene ascoltarli

Recentemente, la nota rivista tedesca «*Hi-Fi Stereofonie*», a proposito delle cartucce ELAC, ha pubblicato:
«L'intermodulazione di frequenza - IMF - assieme alla facilità d'esplorazione è data per due distinti valori della forza d'appoggio. Essa è determinata con le due frequenze concomitanti 300/3000 Hz e con pieno pilotaggio. Nelle cartucce ELAC la IMF è stata notevolmente migliorata e nel modello STS444-E raggiunge valori molti inferiori all'1%».
Inoltre, sulla stessa rivista si legge:
«...la caratteristica di risposta, la diafonia e l'analisi delle onde quadre rendono un'idea oltremodo rassicurante sulla qualità dei pick-up ELAC». La prova musicale uditiva dimostra che i pick-up ELAC STS244-17 e STS344-17 dal punto di vista della qualità musicale sono eccellenti.

Distorsioni non lineari — IMF —
in funzione del pilotaggio
per diverse potenze
Disco campione:
DIN45542, zona 1
Dall'andamento della curva
è rilevabile il valore minimo
di intermodulazione di frequenza
della cartuccia Elac
tipo STS444-E.
Esso è di -6 dB
(3 cm/s 300 Hz -
0,75 cm/s 3000 Hz) ed anche
con la minima forza
d'appoggio è dello 0,4%.



Gli orecchi critici
ascoltano con ELAC!



I tipi STS444 appartengono, sotto ogni punto di vista, alla classe più elevata. Le prove riportate nelle riviste tecniche confermano che le cartucce ELAC sono fra le migliori del mondo. Non sono però fra le più costose.
Desiderate altre informazioni?
Rivolgetevi presso tutti i migliori rivenditori.

il sistema Hi-Fi

E' interessante notare che tutti i pick-up Hi-Fi ELAC sono compatibili con i dischi incisi secondo il sistema a matrice quadrifonica (per esempio CBS - SQ).

ELAC



**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.

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 B.C.
22-20124 MILANO G.

Italiana - Distributore

GENERATORE DI B.F. A PONTE DI WIEN

Come abbiamo anticipato sul numero di novembre della nostra rivista, in questo articolo presentiamo il secondo progetto relativo alla campagna abbonamenti 1973. Si tratta di un generatore di bassa frequenza di caratteristiche veramente buone e quindi degno di ben figurare nel laboratorio personale di ogni Lettore. Il circuito stampato dell'apparecchio sarà inviato in omaggio, unitamente ai circuiti stampati degli altri due progetti facenti parte della serie relativa alla campagna abbonamenti, a tutti coloro che sottoscriveranno o rinnoveranno l'abbonamento entro il 15 dicembre 1972.

Precisiamo, inoltre, che il primo progetto della serie, relativo ad un alimentatore stabilizzato per circuiti integrati, è stato pubblicato sul numero precedente di Sperimentare mentre il terzo progetto appare in questo stesso numero nelle pagine seguenti.

Gianfranco LIUZZI

Per generare delle frequenze sufficientemente stabili, nel campo delle basse frequenze, si ricorre spesso alla progettazione di circuiti a battimenti; questi, però, sono validi soltanto se destinati ad apparecchiature altamente professionali e pur essendo

molto costosi non sempre danno i risultati sperati.

Gli oscillatori a resistenza e capacità, noti più comunemente con il nome di generatori RC, a differenza di quelli ad induttanza (le cui bobine per evidenti motivi devono essere schermate), sono più

facili da progettare e pertanto risultano di costruzione più semplice. Essi permettono altresì di ottenere in uscita delle forme d'onda migliori congiunte a elevate doti di stabilità. Si tratta di due fattori che in strumenti di questo genere sono della massima importanza. Da notare, inoltre, che eliminando le induttanze è possibile scendere a delle frequenze di pochi hertz.

Il circuito che è comunemente impiegato per progettare i generatori RC è il noto ponte di Wien che, come tutti i ponti del genere, deriva dal ponte di Wheastone, e che è anche utilizzato per costruire apparecchiature destinate alle misure di capacità.

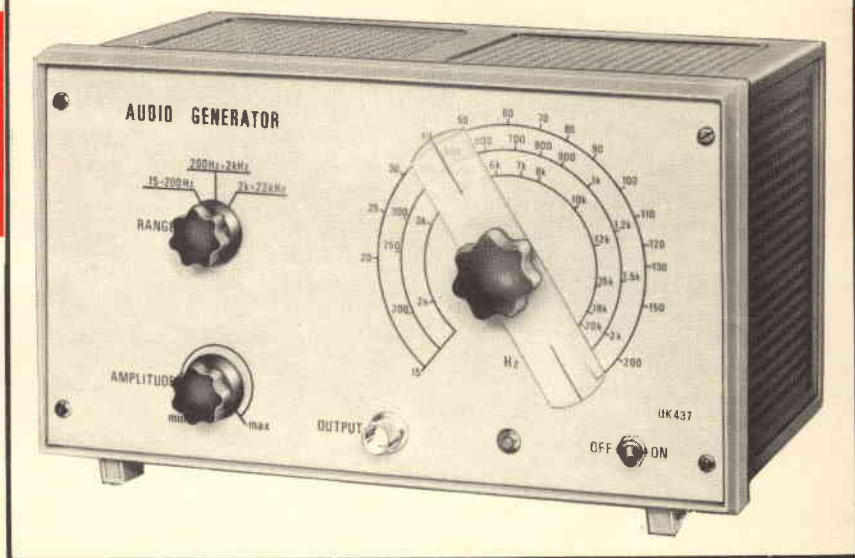
La figura 1 si riferisce al classico circuito ponte di Wien che, come si può osservare, è costituito esclusivamente da elementi capacitivi e resistivi alcuni dei quali, come vedremo, possono essere variabili con

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamme di frequenza:	15 ÷ 200 Hz 200 ÷ 2000 Hz 2 ÷ 22 kHz
Tensione di uscita max.:	2 V _{eff}
Linearità:	± 1,5 dB
Distorsione su tutta la gamma:	1%
Impedenza di uscita:	250 Ω circa
Transistori impiegati:	3xBC177
Ponte raddrizzatore:	4 diodi 10DI
Alimentazione:	115 - 220 - 250 V - 50 - 60 Hz

1973

2° progetto



continuità ed altri tramite commutazione.

Si tratta di una disposizione circuitale che in virtù dei risultati veramente ottimi che permette di conseguire è adottata negli strumenti di carattere professionale anche per il fatto che, essendo il ponte di Wien un circuito simmetrico, è possibile prelevare direttamente da esso una tensione perfettamente simmetrica. Inoltre, anche l'effetto dovuto alle capacità parassite risulta notevolmente ridotto.

Naturalmente, se si vuole ottenere una precisione molto elevata i componenti impiegati nel ponte di Wien debbono essere del tipo ad alta precisione cosa di cui si è tenuto particolare conto nel progettare il generatore di frequenza che proponiamo ai nostri lettori e il cui circuito stampato verrà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento alla nostra rivista per il 1973 entro il 15-12-72.

Per ben comprendere il funzionamento teorico dei circuiti a ponte è indispensabile sapere come opera il ponte di Wheastone. Si tratta di nozioni elementari che tanto il tecnico quanto il dilettante in genere conoscono e che comunque sono reperibili in qualsiasi buon manuale di elettronica.

Noi ci limitiamo a ricordare, riferendoci alla figura 1 rappresentante un ponte di Wien, che è possibile

dimostrare come la pulsazione ω ($2\pi f$) di un circuito di questo tipo dipenda esclusivamente dalla relazione:

$$\omega = \frac{1}{R_d R_c C_d C_c}$$

Pertanto, se si sceglie il resistore R_d con valore identico a quello di R_c ed il condensatore C_d con valore uguale a quello di C_c la suddetta relazione, per quanto concerne la frequenza « f », si trasforma in:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{RC}}$$

Siccome la frequenza è inversamente proporzionale alla capacità

di un condensatore e non funzione della sua radice quadrata, come si verifica nei circuiti LC, se ne può concludere che con un solo condensatore è possibile coprire un campo di frequenza molto più esteso di quanto sia concesso nei circuiti oscillanti LC.

E' evidente dunque che senza ricorrere all'impiego di condensatori variabili, che sono sempre ingombranti, ma commutando semplicemente fra loro due o tre condensatori di valore differente (è possibile coprire tutto lo spettro di frequenze udibili).

Per eseguire le variazioni di frequenza relative ad una stessa gamma di frequenze è sufficiente sostit-

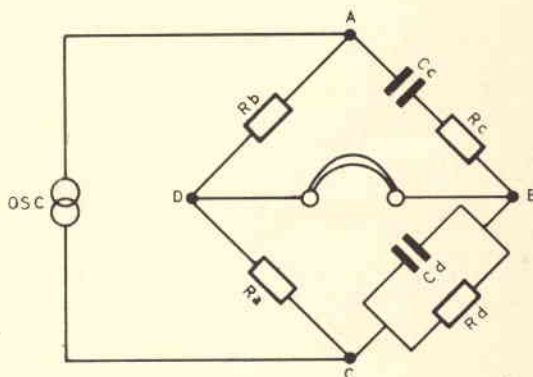


Fig. 1 - Schema di principio di un circuito a ponte di Wien.

tuire i resistori fissi con dei resistori variabili o meglio con dei potenziometri.

E' evidente, infatti, che se il rapporto fra P1-R5 e P2-R10, riferendoci allo schema elettrico di figura 2, fosse decimale (cioè 1 : 10) anche la frequenza avrebbe un rapporto dello stesso tipo; tale condizione, naturalmente, è valida per qualsiasi altro rapporto.

Ricorrendo dunque a questa disposizione circuitale è possibile

graduare ciascuna scala, corrispondente ad ognuna delle tre gamme (cioè relativa a ciascuno dei tre condensatori che sono inseriti nel circuito tramite il commutatore), in funzione della quantità di resistenza che è inserita nel circuito.

Senza dilungarci sull'argomento che ci porterebbe fuori strada si può dimostrare che la condizione essenziale affinché il generatore di bassa frequenza RC oscilli su una data frequenza è che il guadagno

reale dell'amplificatore sia rigorosamente uguale alla attenuazione che è prodotta dal quadripolo.

Concludiamo questa breve premessa insistendo nel fatto che per usi di laboratorio, siano essi di tipo dilettantistico o professionale, la presenza di un generatore di bassa frequenza RC è assolutamente indispensabile dato che questo genere di strumento è da preferire ad altri modelli più costosi e soprattutto più esposti alle avarie.

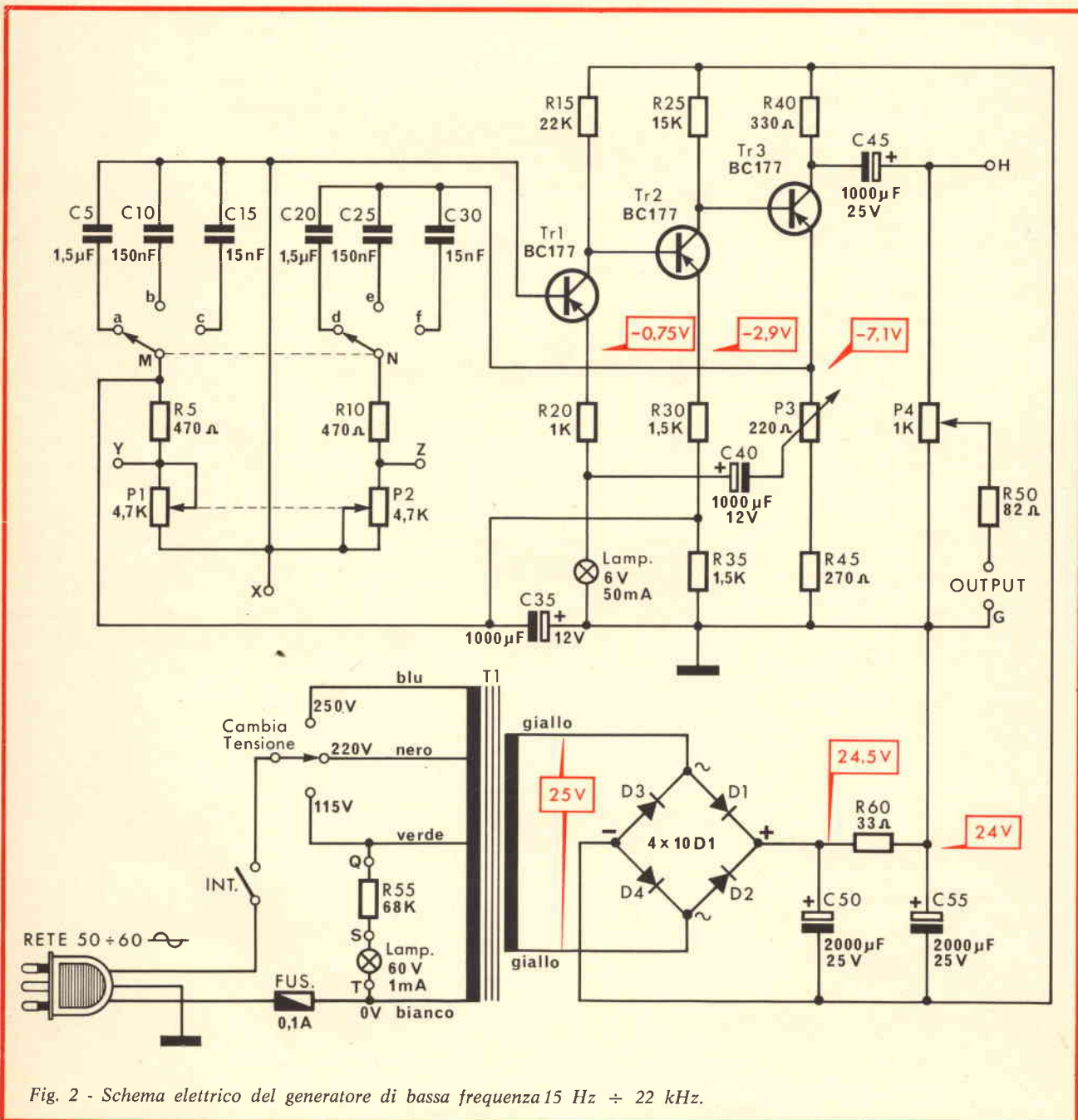


Fig. 2 - Schema elettrico del generatore di bassa frequenza 15 Hz ÷ 22 kHz.

ELENCO DEI COMPONENTI		Codice G.B.C.
R5-R10	resistori da 470 Ω - 0,33 W	DR/6101-47
R15	resistore da 22 k Ω - 0,33 W	DR/6103-22
R20	resistore da 1 k Ω - 0,33 W	DR/6102-10
R25	resistore da 15 k Ω - 0,33 W	DR/6103-15
R30-R35	resistori da 1,5 k Ω - 0,33 W	DR/6102-15
R40	resistore da 330 Ω - 0,33 W	DR/6101-33
R45	resistore da 270 Ω - 0,33 W	DR/6101-27
R50	resistore da 82 Ω - 0,33 W	DR/6100-82
R55	resistore da 68 k Ω - 0,33 W	DR/6103-68
R60	resistore da 33 Ω - 0,50 W	DR/6200-33
P1-P2	Potenzimetro da 4,7 k Ω + 4,7 k Ω	XA/1301-19
P3	Potenzimetro semifisso da 220 Ω	DR/0061-22
P4	Potenzimetro da 1 k Ω lin.	DP/1082-10
C5-C20	Condensatori 1,5 μ F \pm 10% - 160 V	XA/0620-14
C15-C30	Condensatori 15 nF \pm 10% - 400 V	BB/2080-80
C10-C25	Condensatori 150 nF \pm 10% - 400 V	BB/2081-40
C45	Condensatori 1000 μ F - 25 V	XA/0640-05
C50-C55	Condensatori 2000 μ F - 25 V	BB/5320-20
C35-C40	Condensatori 1000 μ F - 12 V	BB/3120-70
La1	Lampadina 6 V - 50 mA	GH/0160-00
La2	Segnalatore al neon 60 V - 1 mA	GH/4334-00
1	Portalampada	GH/2020-00
1	Trasformatore di alimentazione	XA/4301-35
1	Portafusibile	GI/0160-00
1	Fusibile 0,1 A	GI/1500-00
1	Commutatore	GN/0180-00
1	Dissipatore termico	GC/0930-00
1	Interruttore	GL/1378-00
1	Presa da pannello	GQ/2710-00
1	Spina volante	GQ/2370-00
1	Ferma cordone	GA/4490-00
1	Cordone di alimentazione (3 fili)	CZ/0215-00
TR1-TR2- TR3	Transistori BC177	YY/2933-00
D1-D2- D3-D4	Diodi 10D1	YY/1964-00
2	Assieme circuito stampato	XA/6012-10
1	Manopole	FF/0300-00
1	Manopola	XA/1901-06
1	Cambio tensione	XA/2700-01
20	Ancoraggi per circuito stampato	GB/0280-00
1	Contenitore completo	OO/3009-10
5	Distanziatori esagonali	GA/3329-00
10	Viti 3M x 4	GA/0814-00
2	Viti 3M x 8	GA/0814-02
1	Terminale a occhio	GB/1570-00
m 1	Cavo schermato	CT/0140-00
1	Spina a banana rossa	GD/4590-00
1	Spina a banana nera	GD/4592-00
1	Cocodrillo rosso	GD/7140-00
1	Cocodrillo nero	GD/7142-00
cm 190	Trecciola isolata blu	CU/0040-06
2	Dadi 3 M	GA/1474-00
2	Distanziatori cilindrici	XA/2320-04
1	Distanziatore cilindrico	XA/2320-05

I circuiti a ponte di Wien, oltre a poter scendere con facilità al di sotto delle frequenze di 50 Hz, possono coprire una gamma che va anche fino ai 200 kHz. Naturalmente, dovendo superare questo valore limite è invece necessario ricorrere ad altri circuiti di tipo classico.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del generatore, il cui schema è illustrato in figura 2, si basa per l'appunto sull'impiego di un ponte di Wien seguito da una sezione amplificatrice.

Da quanto abbiamo detto nel paragrafo precedente è facile intuire che il ponte di Wien vero e proprio è costituito da quattro rami distinti: due di essi comprendono i condensatori C5, C10 e C15 ed i condensatori C20, C25 e C30, che vengono inseriti a coppie di uguale valore mediante il commutatore M-N. La prima coppia C5-C20 determina la gamma 15 \div 200 Hz, la seconda coppia, C10 \div C25, la gamma 200 Hz \div 2 kHz ed infine la terza coppia, C15 - C30, la terza gamma 2 \div 22 kHz. Gli altri due rami del ponte sono invece costituiti rispettivamente dal resistore R5 e dal potenziometro P1 e dal resistore R10 e dal potenziometro P2. Ambedue i rami, anche in questo caso, sono simmetrici fra loro. I due potenziometri P1 e P2 sono in tandem e determinano, come abbiamo spiegato, le variazioni di frequenza nell'ambito di una stessa gamma.

E' chiaro dunque che la gamma di frequenza si sceglie agendo sul commutatore mentre la variazione fine di frequenza si effettua regolando i potenziometri P1 e P2.

La sezione amplificatrice è caratterizzata dalla presenza di tre stadi ad accoppiamento diretto (colletto-re-base) di cui fanno parte altrettanti transistori, tutti dello stesso tipo BC177.

Nel primo stadio il transistore TR1 riceve la polarizzazione di base dal partitore composto dai resistori R30 e R35 che contribuiscono pure a fornire l'esatta polarizzazione al secondo stadio amplificatore cioè al transistore TR2.

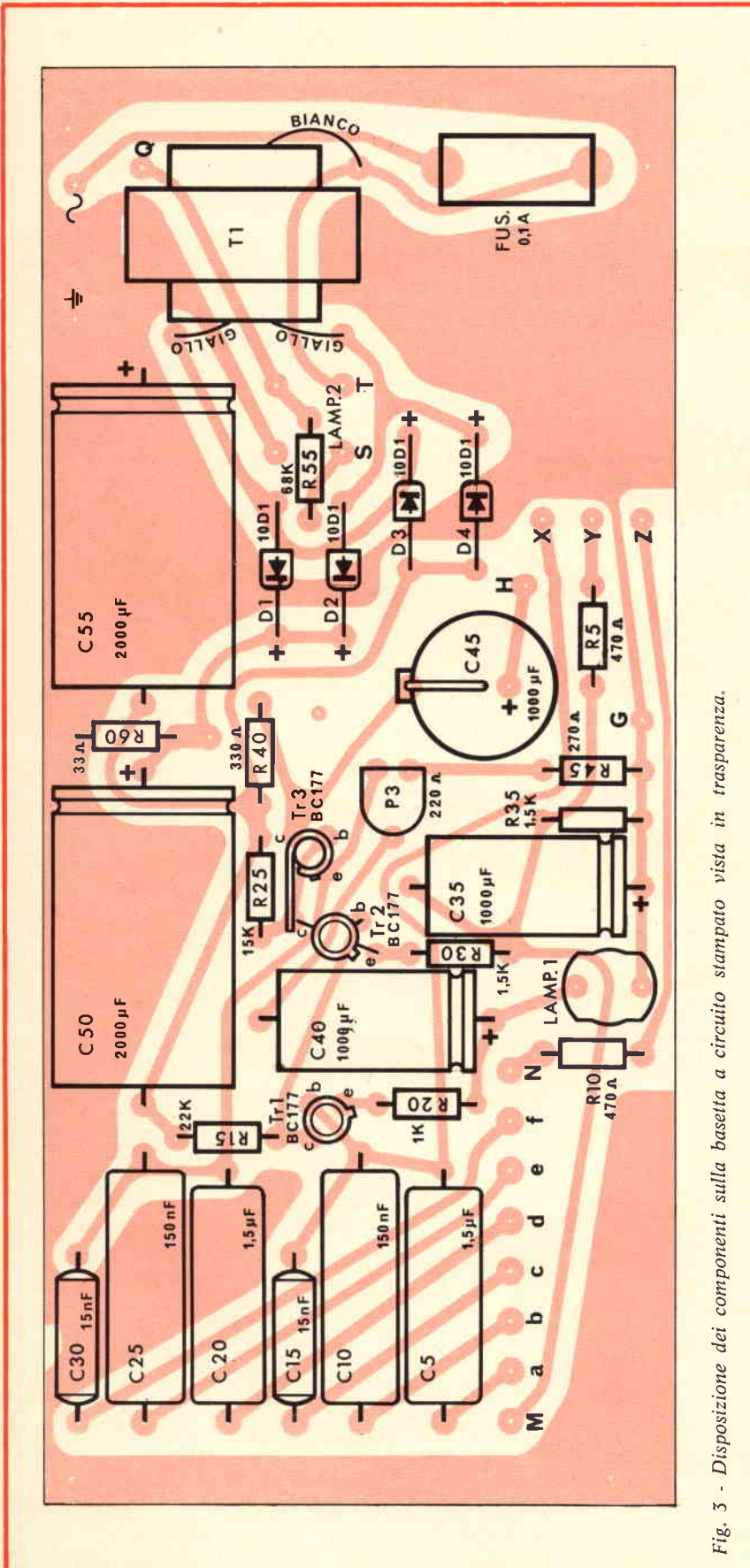


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato vista in trasparenza.

Questa disposizione circuitale dà luogo ad una forte contoreazione in corrente continua il cui compito è quello di stabilizzare il punto di lavoro dell'amplificatore.

Per provocare una adeguata contoreazione in corrente alternata si ricorre invece all'impiego del condensatore elettrolitico C40 il quale permette di riportare al ponte di Wien la tensione di contoreazione che si preleva dal circuito di emettitore del transistor TR3.

Il trimmer potenziometrico P3, da 220 Ω, unitamente al resistore R45, contribuisce a fornire l'esatta polarizzazione di emettitore al transistor TR3. Tramite il cursore di questo trimmer una parte della tensione di bassa frequenza viene inviata al filamento della lampadina a 6 V 50 mA mediante il condensatore elettrolitico C35.

La caduta di tensione che si verifica nel filamento della lampadina agisce quale contoreazione in modo che in uscita si ottiene un'ottima stabilizzazione dell'ampiezza del segnale unitamente ad una certa riduzione della distorsione alle frequenze più basse.

Il potenziometro P4, ha il compito di consentire la regolazione del livello di uscita. Quindi, mentre il trimmer potenziometrico P3 dovrà essere regolato una volta tanto, durante le operazioni di messa a punto, la posizione del potenziometro P4 potrà essere variata a piacere in funzione del livello di uscita desiderato.

La tensione di alimentazione a 24 V è fornita da un apposito circuito che comprende il trasformatore di alimentazione T1 nel cui primario, di tipo universale 115 ÷ 250 Vc.a., si dovranno inserire l'interruttore, il cambiatensione e la lampadina spia, da 60 V 1 mA, con il relativo resistore per la caduta di tensione da 115 V a 60 V, R55.

Al secondario del trasformatore si ottiene una tensione alternata di 25 V la quale è raddrizzata dal ponte costituito da 4 diodi 10DI. La tensione pulsante che esce dal ponte è livellata dal filtro costituito dai due condensatori elettroliti C50 e C55 e dal resistore R60.

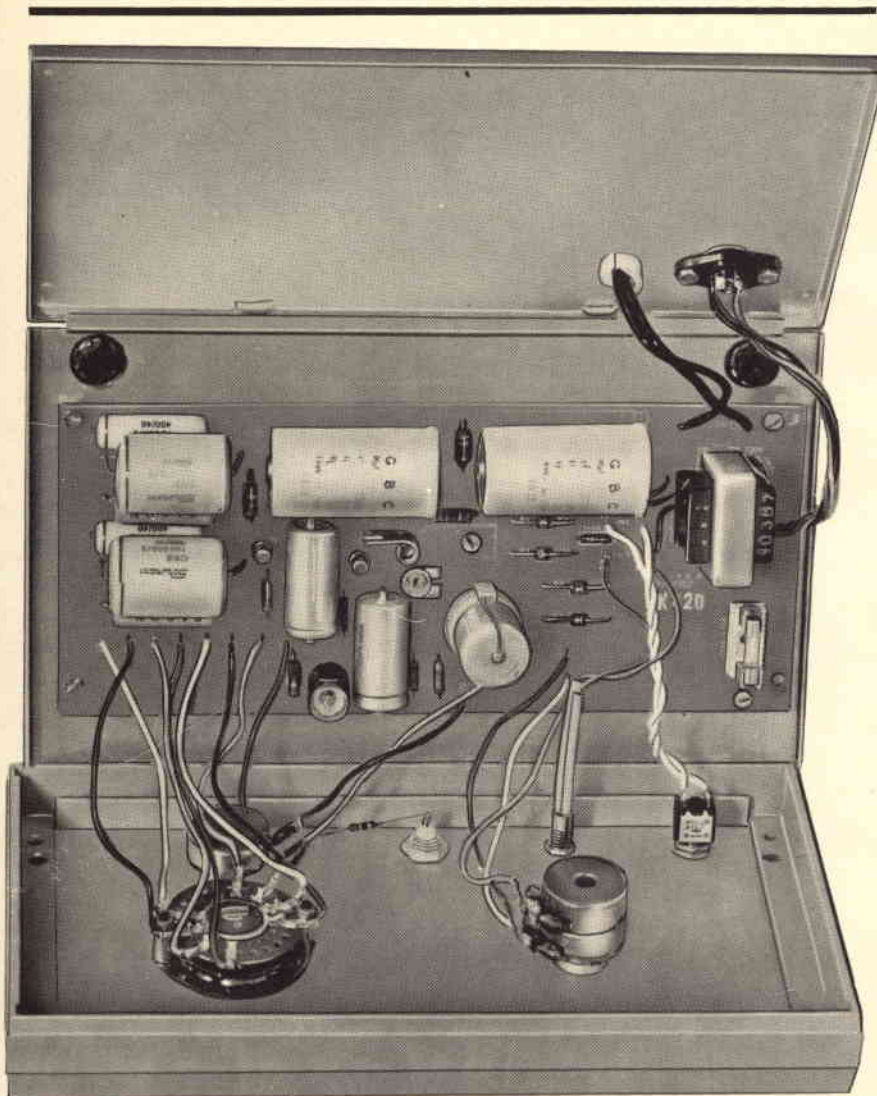


Fig. 5 - Vista interna del generatore di B.F. a montaggio ultimato. Si possono notare i collegamenti del commutatore al circuito stampato.

tri, i due terminali della lampadina ai terminali «S» e «T» del circuito stampato ed infine i due terminali dell'interruttore saranno collegati uno ad una fase del cordone di rete e l'altro alla via del cambio tensione.

I terminali del potenziometro P4 si collegheranno con i terminali indicati «H» e «G» mentre il terminale centrale, relativo al cursore del potenziometro stesso, dovrà essere connesso con la presa di uscita, tramite il resistore R50.

Le operazioni di messa a punto si limitano alla regolazione del trimmer potenziometrico P3.

A questo scopo è necessario collegare in uscita un voltmetro in grado di misurare una tensione di 1,5 o 3 Veff fondo scala.

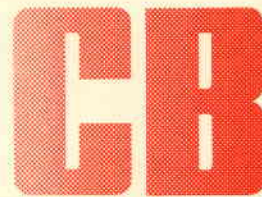
Portando il commutatore nella gamma 200 Hz ÷ 2 kHz e l'indice di sintonia nella posizione corrispondente a 1000 Hz si regolerà il trimmer P3 in modo da leggere sullo strumento una tensione efficace di 2 V.

Il generatore di bassa frequenza RC è molto utile per il controllo delle curve di risposta di qualsiasi amplificatore, per l'individuazione delle anomalie e la messa a punto di qualsiasi circuito BF, sia esso di un amplificatore HI-FI o di un radiorecettore, per il controllo degli altoparlanti o per altri impieghi del genere.



UK 365

RICEVITORE SUPERETERODINA



27MHz



Caratteristiche tecniche

Gamma di frequenza: 26,965 ÷ 27,255 MHz - Uscita B.F.: 300 mV - Sensibilità: 1 µV a 6 dB di rapporto segnale/disturbo - Alimentazione: 110-125-220-240 Vc.a. - Prese: antenna esterna 75 Ω, cuffia o amplificatore.

Si tratta di un apparecchio adatto a ricevere tutti i 23 canali della gamma CB.

Il circuito, del tipo supereterodina, è costituito da 7 transistori.

Rispetto ad altri apparecchi del genere questa realizzazione presenta soluzioni circuitali di avanguardia, come ad esempio la sintonia a varicap. Il ricevitore è previsto per l'inserimento dell'amplificatore UK 195 in modo da consentire lo ascolto diretto in altoparlante da 8 Ω.

L'UK 365, inoltre presenta una presa d'uscita per il collegamento ad una cuffia di impedenza 2000 Ω oppure all'amplificatore UK 535 che presenta lo stesso aspetto estetico.

Prezzo netto imposto L. 22.000

ANALIZZATORE ELETTRONICO R 127

Analizzatore elettronico universale, con indicatore automatico di polarità, per la misura di tensioni, correnti (continue ed alternate) e di resistenze. Particolarmente adatto per la messa a punto di apparecchiature televisive ed elettroniche in laboratori, in produzione e servizio riparazioni.

TENSIONI CONTINUE: da 0,3 a 1000 V fs con impedenza di ingresso di 11 M Ω . Precisione $\pm 2\%$. Con puntale AT il campo di misura può essere esteso fino a 30.000 V f.s.

TENSIONI ALTERNATE: da 0,3 a 1000 V f.s. con impedenza d'ingresso 10 M Ω /30 pF. Precisione $\pm 3\%$.

CORRENTI CONTINUE: da 30 nA a 3 A f.s. - Precisione $\pm 2\%$.

CORRENTI ALTERNATE: da 33 a 3,3 A f.s. - Precisione $\pm 3\%$.

CAMPO DI FREQUENZA: da 10 Hz a 200 kHz entro il $\pm 5\%$.

RESISTENZE: fino a 1000 M Ω in 7 portate.

MISURA DI LIVELLO: da - 30 a + 62 dB.



MULTIMETRO DIGITALE DG 215

Adatto per la misura di tensioni continue ed alternate con indicatore automatico di polarità, correnti continue e resistenze.

Risulta pertanto uno strumento di uso generale che può essere impiegato in tutte le applicazioni dove si richiedano misure rapide, precise e ad alta impedenza.

TENSIONI CONTINUE: da 1 mV a 1000 V. - Precisione $\pm 0,5\%$. Impiegando il puntale P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 kV. Precisione $\pm 3\%$.

TENSIONI ALTERNATE: da 1 mV a 750 V - Precisione $\pm 0,5\%$.

IMPEDENZA D'INGRESSO: 10 M Ω /100 pF.

RISPOSTA DI FREQUENZA: entro $\pm 2\%$ da 20 Hz a 20 kHz. Corrente continua: da 1 μ A a 2 A - Precisione $\pm 0,5\%$.

Applicando «shunts» esterni (forniti a richiesta) è possibile estendere il campo di misura.

RESISTENZE: da 1 Ω a 1,999 M Ω .

PRECISIONE: $\pm 0,5\%$.

INDICATORI NUMERICI: 3 più un indicatore di fuori portata.

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150424/425/426 □

CARICA BATTERIE AUTOMATICO

a cura di Gianfranco LIUZZI

Il mese scorso avevamo annunciato come terzo progetto, relativo alla campagna abbonamenti 1973, la pubblicazione di una bassetta per filodiffusione, della quale avremmo fornito in omaggio il circuito stampato.

Ma, come a volte avviene, i lettori con un numero impressionante di lettere ci hanno scritto di cambiare progetto, basando la richiesta su una semplice quanto fondata considerazione.

Tutti, infatti, si sono più o meno espressi così: «A chi può interessare una bassetta per filodiffusione se non ai pochi fortunati nella cui città esiste tale servizio?» Come dar torto a quei lettori? Chi ci ha scritto, bisogna ammetterlo, aveva mille ragioni.

Abbiamo quindi cercato di rimediare nel migliore dei modi puntando su di un circuito fra i più richiesti nel corso dell'anno: un carica batterie, per giunta automatico. Un circuito che stavamo studiando da tempo e che il destino benigno ci ha fatto ultimare proprio in concomitanza della campagna abbonamenti. Se una ragione c'è per dire, talvolta, «quello è nato con la camicia» eccola messa in pratica.

Comunque, cari lettori, la nostra fortuna è anche la vostra: un apparecchio così non nasce tutti i giorni. Stabilito, quindi, il perché di questo nostro piccolo mutamento di rotta, passiamo a descrivere il carica batterie del quale, ripetiamo, il circuito stampato verrà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno o rinnoveranno l'abbonamento alla nostra rivista entro il 15 dicembre 1972.

Questo carica batterie riunisce in sé i pregi di una efficiente protezione contro gli errori di manovra e di un efficace sistema di interruzione della carica allorché questa risulta ultimata. Tale interruzione avviene automaticamente, in modo che il caricatore può restare sempre connesso alla batteria, permettendo l'uso della stessa in tampone, per esempio per l'alimentazione di apparecchiature antifurto. La corrente di carica è automaticamente limitata, evitandosi così il pericolo di un regime di carica troppo rapido. Permette anche di tenere la batteria sempre al massimo della carica, garantendo una sua lunga conservazione ed una costante disponibilità al pronto impiego. La predisposizione dell'apparecchio

per la disinserzione a piena carica, si effettua in modo semplice mediante la regolazione di due trimmer interni.

La disinserzione del carica batterie alla fine della carica viene effettuata da un diodo controllato (SCR).

L'apparecchio è protetto contro il corto circuito ai morsetti e contro l'inserzione invertita sulla batteria.

Questo carica batterie presenta un notevole miglioramento anche rispetto ad apparecchiature di uso industriale. Normalmente la durata della carica è limitata da un congegno a tempo che interrompe la carica dopo un periodo prefissato in rapporto alla intensità di carica ed alla capacità

della batteria. Il sistema usato in questo apparecchio permette invece una maggiore automaticità di uso, in quanto non è basato sul rapporto tra la corrente di carica ed il tempo, ma sulla curva di variazione della tensione ai capi della batteria nel corso della carica.

Come è noto, la suddetta curva ha una salita quasi costante durante la carica, raggiungendo alla fine della medesima una tensione ai capi di ciascun elemento di circa 2,4 V. La differenza tra questa tensione e quella all'inizio della carica, opportunamente amplificata, provoca la disconnessione automatica della batteria alla fine della carica. Questo sistema permette la connessione della batteria in tampone, costantemente sotto carica, in modo

1973

3° progetto



che essa possa fornire corrente in mancanza della tensione di rete, sempre al pieno della carica. Il sistema permette, per esempio, la alimentazione di apparecchiature antifurto con garanzia di funzionamento anche in mancanza della tensione di rete.

Nel caso di carica normale, la disconnessione della batteria a fine carica evita il prolungarsi della carica oltre la capacità della batteria.

Una carica che si prolunghi oltre il tempo necessario provoca una dissociazione elettrolitica della soluzione con sviluppo di gas (ossigeno ed idrogeno) e conseguente consumo dell'acqua di diluizione. Conseguenze di ciò sono: — Abbassamento del livello dello elettrolita negli elementi, che conduce all'affioramento della parte superiore delle piastre.

— Eccessiva concentrazione dello elettrolita.

— Riscaldamento degli elementi dovuto alla corrente che passa senza produrre l'azione chimica di trasformazione degli ossidi di piombo.

— Disgregazione meccanica dello strato di ossidi dovuto alla formazione delle bolle di gas (decapaggio).

Tutte queste azioni portano ad un rapido decadimento delle qualità della batteria, dovute alla disgregazione degli ossidi ed alla formazione di solfato di piombo insolubile. Il solfato di piombo, co-

si formato, oltre a non partecipare alle reazioni elettrochimiche di carica e di scarica, tende a formare strati impermeabili che impediscono all'elettrolita di raggiungere il materiale ancora attivo.

Bisogna anche tener presente che, per una buona conservazione delle batterie al piombo, la scarica non deve mai essere spinta a fondo, per evitare la solfatazione delle piastre, mentre una batteria che rimanga quasi costantemente a piena carica ha una durata molto più lunga di un'altra soggetta a regimi di carica e scarica completi.

Bisogna evitare anche regimi di scarica troppo rapidi, che provocano un esaurimento temporaneo dell'elettrolita nei pori delle piastre, dovuto ad un'insufficiente circolazione di liquido. E' questa la ragione per cui è meglio avviare una autovettura con una prolungata azione

del motorino anziché con vari brevi colpi. Infatti l'assorbimento del motore a corrente continua sale a punte altissime all'avviamento, stabilizzandosi a valori molto più bassi quando questo raggiunge la velocità di regime.

Per la difesa contro i corti circuiti ai morsetti, questo carica batterie è provvisto di una protezione a fusibile integrata da una resistenza limitatrice in serie. Infatti i semiconduttori ad elevato rendimento (come il silicio di cui sono costituiti i diodi raddrizzatori) non resistono bene al sovraccarico dovuto al corto circuito, in quanto mancano della capacità di disperdere rapidamente il calore sviluppato che ne provoca quindi la fusione. Se provvediamo alla protezione del diodo con un semplice fusibile, la corrente di cortocircuito si comporta in modo tale da provocare la fusio-

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione della batteria da caricare:

12 o 6 V commutabili dal pannello

Tensione d'alimentazione:

117 ÷ 220 Vc.a.

Corrente massima di carica:

2 A

Transistori impiegati:

BC 477, BC 119

Diodi impiegati:

4x30S2 - 10 D1 - 21 PT 5

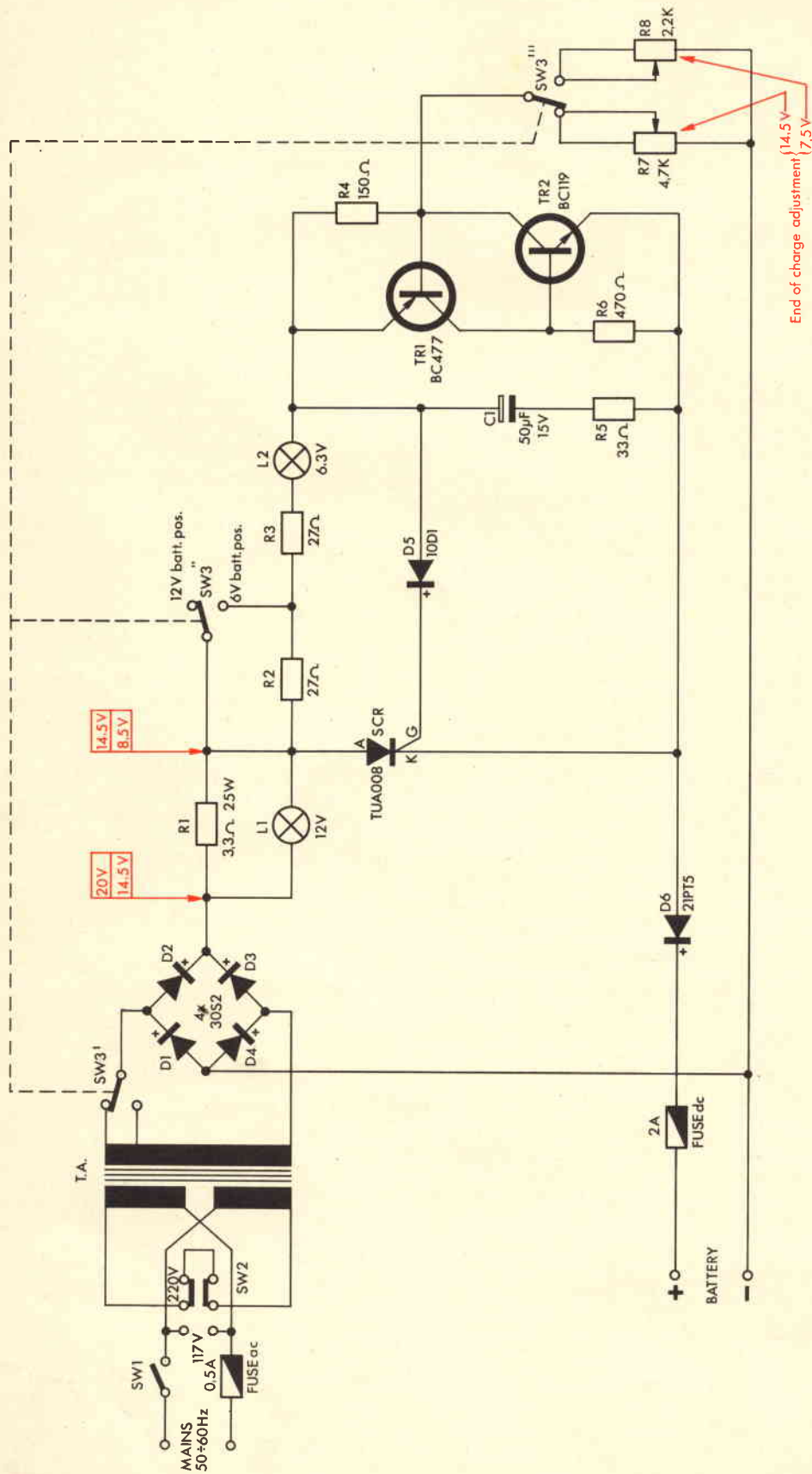
SCR impiegato:

TUA 008

Tensioni massime di intervento del regolatore di fine carica:

rispettivamente 14,5 V per carica a 12 V e 7,5 V per carica a 6 V

Lampade di segnalazione per carica e fine carica.



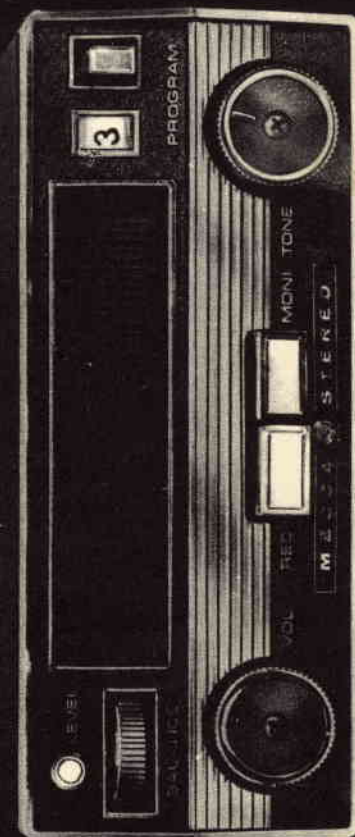
N.B. Le tensioni riportate sullo schema sono state rilevate con 2A di carico

Fig. 1 - Schema elettrico.

ELENCO DEI COMPONENTI		Codice G.B.C.
R5	: resistore 3,3 Ω 25 W	DQ/2119-33
R10-R15	: resistori 27 Ω 0,33 W	DR/6100-27
R20	: resistore 150 Ω 0,33 W	DR/6101-15
R25	: resistore 33 Ω 0,33 W	DR/6100-33
R30	: resistore 470 Ω 0,33 W	DR/6101-47
R35	: trimmer potenziometrico 4,7 k Ω 0,25 W	DP/0112-47
R40	: trimmer potenziometrico 2,2 k Ω 0,25 W	DP/0112-22
C1	: condensatore elettrolitico 50 μ F 15 V	BB/3170-90
D1-D2		
D3-D4	: diodi 30S2 I.R.	YY/2252-02
D5	: diodi 10D1 I.R.	YY/1964-00
D6	: diodi 21PT5 I.R.	YY/2205-01
S.C.R.	: TUA008	YY/9299-80
TR1	: transistoro BC477 S.G.S.	YY/6228-15
TR2	: transistoro BC 119 S.G.S.	YY/6257-00
T1	: trasformatore di alimentazione P.12195	XA/4301-31
1	: dissipatore	XA/2501-34
4	: distanziatori esagonali	GA/3329-00
1	: cordone di alimentazione	CZ/0010-00
1	: ferma cordone	GA/4490-00
1	: deviatore a cursore	GL/4180-00
1	: deviatore 3 scambi	GL/4284-00
1	: interruttore unipolare	GL/1360-00
1	: squadretta	XA/6060-25
2	: portafusibili	GI/0550-00
1	: contenitore completo	OO/3009-10
1	: fusibile rapido 0,5 A	GI/1516-00
1	: fusibile rapido 2 A	GI/1530-00
1	: morsetto serrafilo rosso	GD/2090-00
1	: morsetto serrafilo nero	GD/2092-00
1	: lampadina 6,3 V	GH/0170-00
1	: lampadina 12 V	GH/0310-00
1	: portalamпада doppio	GH/2310-00
2	: terminali semplici a occhio	GB/1560-00
2	: ancoraggi	GB/0301-00
12	: ancoraggi per C.S.	GB/0280-00
12	: viti 3M x 4	GA/0814-00
2	: viti 3M x 8	GA/0814-02
6	: dadi 3M	GA/1474-00
4	: viti 4M x 6	GA/0768-00
4	: dadi	GA/1475-00
4	: rondelle	GA/1960-00
5	: viti autofilettanti 2,9 x 6,5	GA/0380-00
4	: viti autofilettanti 2,9 x 9,5	GA/0390-00
m 1	: trecciola isolata nera	CU/0050-10
m 1	: trecciola isolata rossa	CU/0050-02
2	: prestole	GA/2634-00

"TENKO"

REGISTRATORE
STEREO **8**
PER AUTO



mod. MA-260

Completo di microfono con telecomando. Controllo del livello di registrazione mediante indicatore luminoso.

Velocità di trascinamento:
9,5 cm/s

Potenza di uscita:
4,5 W per canale

Risposta di frequenza:
50 ÷ 8000 Hz

Separazione canali: 40 dB

Wow e flutter: < 0,3%

Alimentazione: 12 Vc.c.
negativo a massa

Dimensioni: 177x185x70

REPERIBILE PRESSO
TUTTI I PUNTI
DI VENDITA

G.B.C.
italiano

+ di 150 kit × l'elettronica nel mondo

UK 585



L. 26.500

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. 30.000

ALIMENTATORE STABILIZZATO

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

UK 370



L. 39.500

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. 19.900

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. 21.500

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



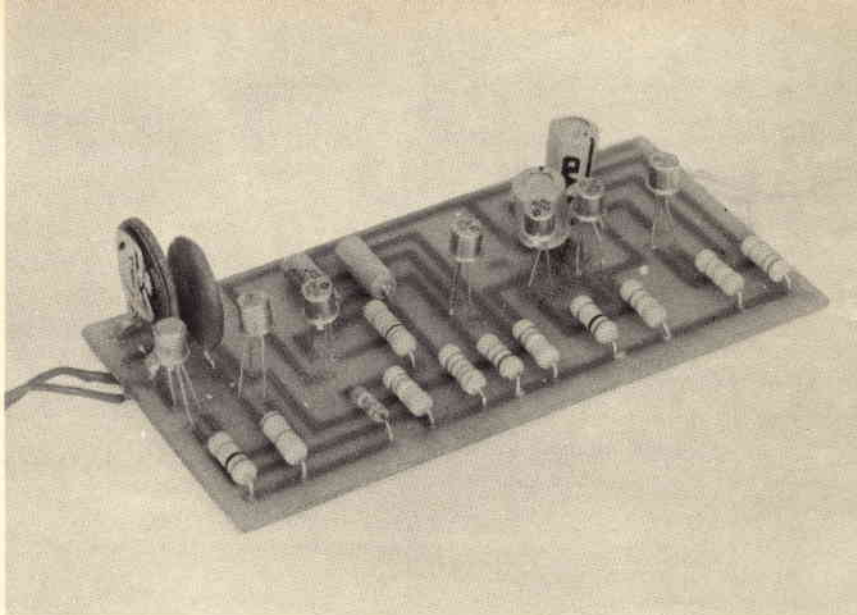
L. 24.000

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

di Gianni POZZO



GRILLO ELETTRONICO

Il dispositivo che presentiamo, pur essendo formato da tradizionali circuiti usati nell'elettronica professionale, si prefigge tutt'altri compiti; vuole cioè che una volta tanto l'elettronica sia fonte di diletto per noi e per i nostri bimbi. Ciò che si è voluto realizzare è un grillo elettronico che ricordi l'ormai quasi scomparso amico dei campi.

Il dispositivo, il cui schema appare in fig. 1, è di semplice attuazione e non comporta difficoltà circuitali.

Esso è composto da tre stadi che nell'insieme compiono le funzioni necessarie per la perfetta riproduzione del canto del grillo.

Il primo, costituito dai transistori Q1 e Q2 e dai relativi componenti è un multivibratore astabile che genera la nota fondamentale del canto. Si tratta di un amplificatore fortemente reazionato attraverso

P1-C1. Le variazioni che si manifestano sul collettore di Q2 vengono riportate sulla base di Q1, ed amplificate, si ripresentano alla base di Q2. Il fenomeno reattivo si perpetua e sull'altoparlante si manifesta un'emissione sonora la cui nota dipende essenzialmente dalla costante di tempo del gruppo P1-C1. La giusta tonalità deve essere quindi ricercata mediante la regolazione di P1.

Il secondo stadio è costituito da un multivibratore astabile di tipo

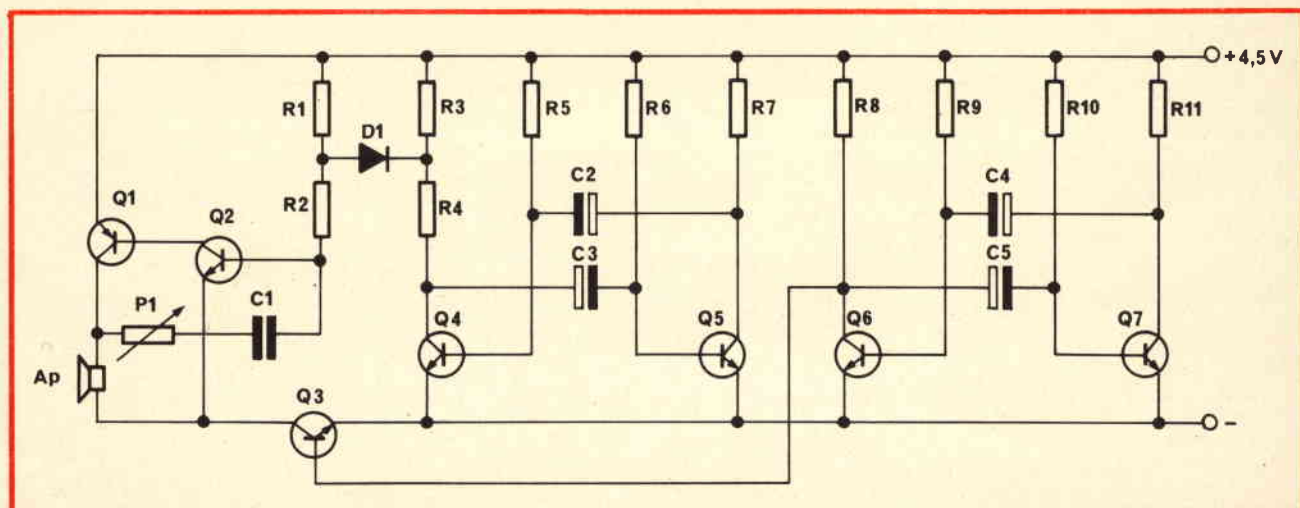


Fig. 1 - Schema elettrico del grillo elettronico.

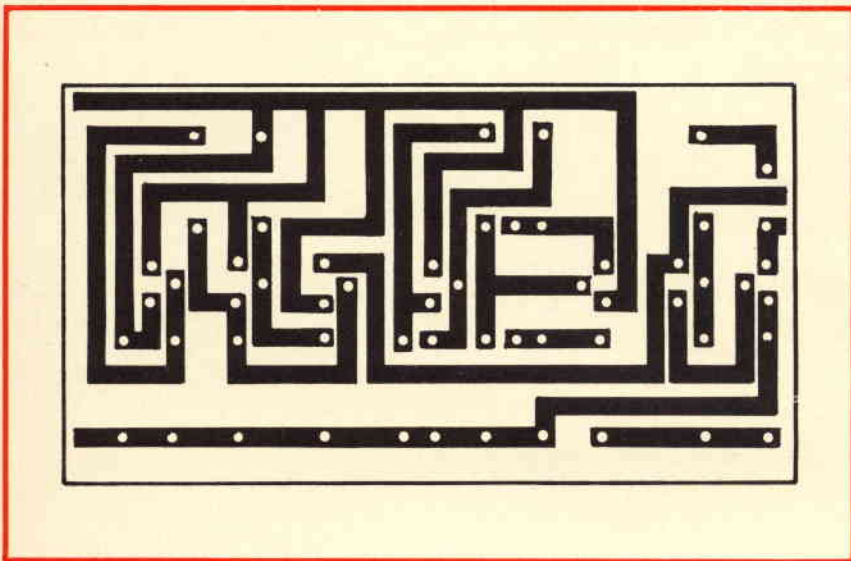


Fig. 2 - Circuito stampato dello schema di figura 1 visto dal lato rame. Il disegno è in scala 1 : 1.

simmetrico composto dagli elementi relativi a Q4 e Q5, i quali entrano in conduzione alternativamente con una frequenza dipendente dalle costanti di tempo determinate da C2 e C3. Durante il periodo di conduzione di Q4 il collettore di quest'ultimo è a potenziale negativo rispetto alla base di Q2. Durante tale periodo Q2 viene quindi interdetto attraverso R2 e D1; l'oscillatore a frequenza fonica viene così bloccato. L'emissione sonora cessa nel tempo in cui Q4 è in conduzione e viceversa. Il tempo di commutazione è dell'ordine dei decimi di secondo e il battimento che ne risulta produce il tremulo e petulante canto del grillo.

Il segnale però risulta ancora a carattere continuo e non intermit-

tente com'è appunto il verso del nostro amico canoro.

Al fine di ottenere tale intermittenza e una netta distinzione tra un trillo e l'altro, si è ricorsi ad un interruttore elettronico, costituito da Q3, comandato da un terzo multivibratore astabile di tipo simmetrico con tempi di commutazione di due o tre secondi.

Questo multivibratore è formato dai transistori Q6 e Q7 e dai relativi componenti. I segnali di comando di Q3 vengono prelevati sul collettore di Q6. Quando quest'ultimo è in conduzione, il suo collettore è negativo: pertanto Q3 viene interdetto. Quando Q6 è interdetto il suo collettore è a potenziale positivo e la base di Q3 viene alimentata attraverso la resistenza R8: Q3

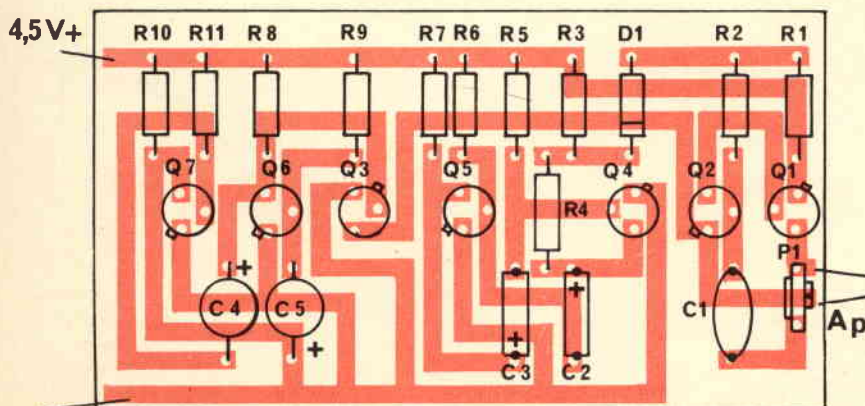


Fig. 3 - Circuito stampato dello schema di figura 1 visto dal lato componenti.

entra perciò in conduzione ed alimenta il circuito del generatore di frequenza fonica (primo multivibratore). Otterremo così l'emissione di trilli intercalati da pause di uguale durata.

Volendo variare la durata della pausa è necessario modificare i valori di R9 o di R10 entro i limiti consentiti.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il montaggio del dispositivo non comporta particolari difficoltà costruttive, soprattutto se la realizzazione viene effettuata mediante il circuito stampato; questo non dà adito ad errori di collegamento e facilita il montaggio dei componenti. In fig. 2 è rappresentata la vista lato rame del circuito stampato; in fig. 3 è rappresentata la vista lato componenti al fine di evitare possibili scambi fra gli elementi.

Per quanto riguarda la scelta dei transistori da usare, componenti questi che comportano, dato il loro numero, la maggiore spesa, possono essere efficacemente impiegati transistori di usi generali, non esclusi quelli di ricupero.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	: resistore da 100 kΩ
R2	: resistore da 47 kΩ
R3	: resistore da 3,9 kΩ
R4	: resistore da 1 kΩ
R5	: resistore da 5,6 kΩ
R6	: resistore da 5,6 kΩ
R7	: resistore da 3,9 kΩ
R8	: resistore da 3,9 kΩ
R9	: resistore da 10 kΩ
R10	: resistore da 12 kΩ
R11	: resistore da 3,9 kΩ
C1	: condensatore da 0,01 μF
C2	: condensatore elettrolitico da 22 μF
C3	: condensatore elettrolitico da 22 μF
C4	: condensatore elettrolitico da 100 μF
C5	: condensatore elettrolitico da 100 μF
P1	: trimmer da 50 kΩ
D1	: diodo 1N914
Q1	: transistore BC179 - BC116
Q2-Q7	: transistori 2N956 - BC108 - 2N708
AP	: altoparlante da 8 Ω

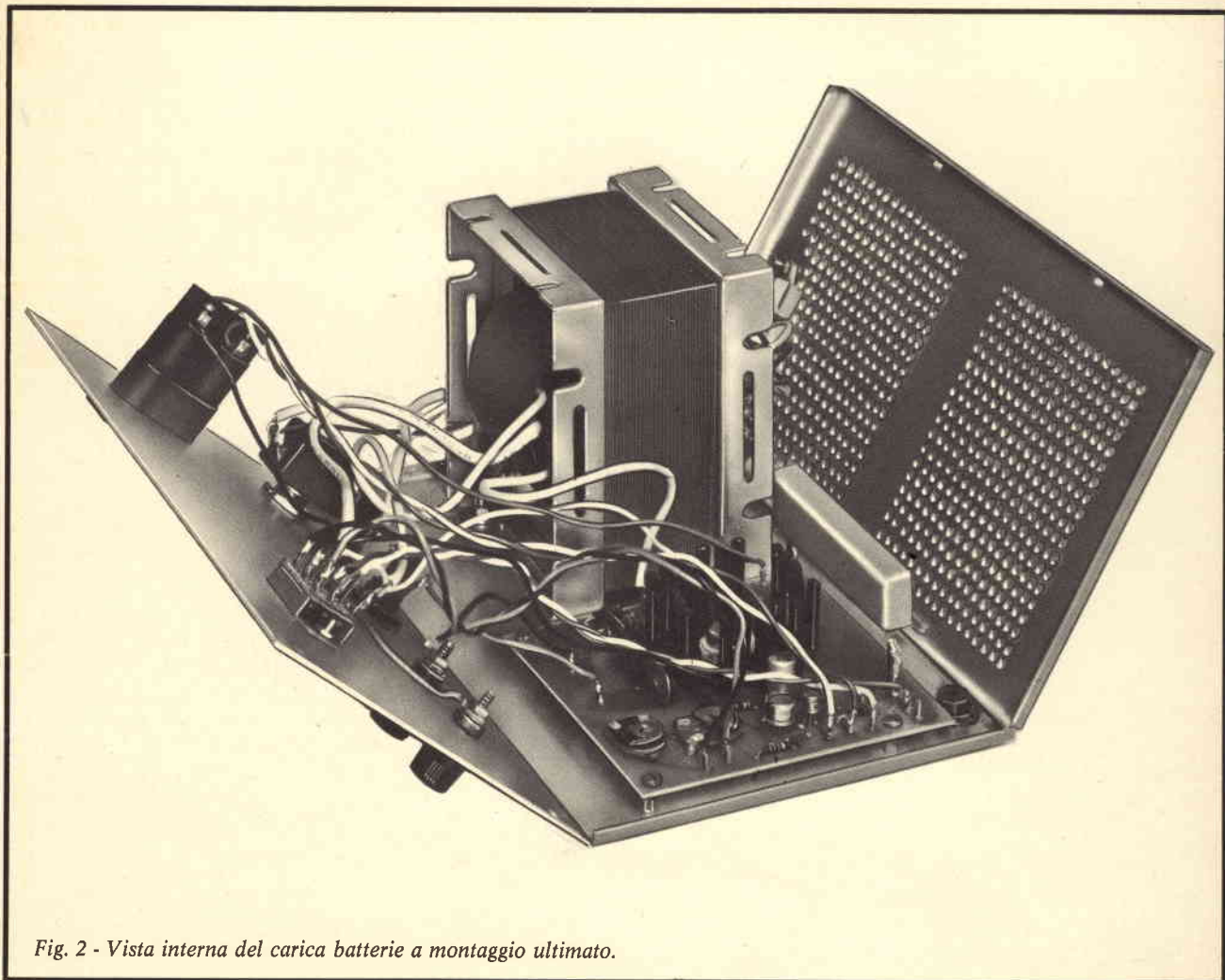


Fig. 2 - Vista interna del carica batterie a montaggio ultimato.

ne del diodo prima di quella del fusibile. Per questo è necessario limitare il valore della corrente di c.c. in modo che la fusione della valvola avvenga in tempo utile per non provocare danni al raddrizzatore. La resistenza limitatrice inserita nel circuito di potenza, non permette alla corrente di superare il valore di c.a. 4 A.

L'alimentazione avviene dalla rete a corrente alternata 50-60 periodi di tensione 117-220 V commutabile mediante un deviatore a levetta provvisto di un blocco meccanico per impedire manovre involontarie.

La tensione di uscita è di due valori fissi unificati; 6 e 12 V che si possono predisporre mediante un commutatore sistemato sul pannello anteriore. Nel caso di inserzione su un normale carica batterie, di una batteria con polarità invertita,

si provoca il corto circuito ai morsetti. In questo circuito non è possibile che questo inconveniente si verifichi in quanto è stato previsto un diodo che impedisce il passaggio della corrente in senso opposto a quello regolare.

La corrente massima di carica è di circa 2 A e discende con l'aumentare della tensione ai capi della batteria.

Due lampade spia sul pannello anteriore permettono il facile controllo visivo dello stato di carica della batteria. Se è accesa la lampada rossa significa che la batteria si sta caricando, se è accesa la lampada verde, la carica è finita ed il caricabatteria non è più collegato alla batteria.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Come si può vedere dal circuito illustrato in fig. 1, dalla presa di

rete, tramite l'interruttore generale SW1 ed il fusibile da 0,5 A si entra nel commutatore di cambio tensioni e quindi nel trasformatore.

Questo trasformatore è provvisto di due primari uguali da 117 V che vengono connessi in serie per la tensione di 220 V ed in parallelo per la tensione di 117 V tramite il commutatore SW2. Il secondario è dotato di due prese, commutate da SW3, che forniscono una tensione alternata di 24 V per la carica a 12 V e di 18 V per la carica a 6 V.

Dopo il raddrizzamento con ponte di Graetz formato dai diodi D1, D2 D3 e D4 otterremo una tensione a carico di rispettivamente 20 V e 14,5 V che cadono a 14,5 e 8,5 V per effetto del resistore di limitazione R1. Detti valori di tensione valgono per una corrente di uscita di 2 A. In parallelo al resistore di limitazione R1 c'è la lampada spia

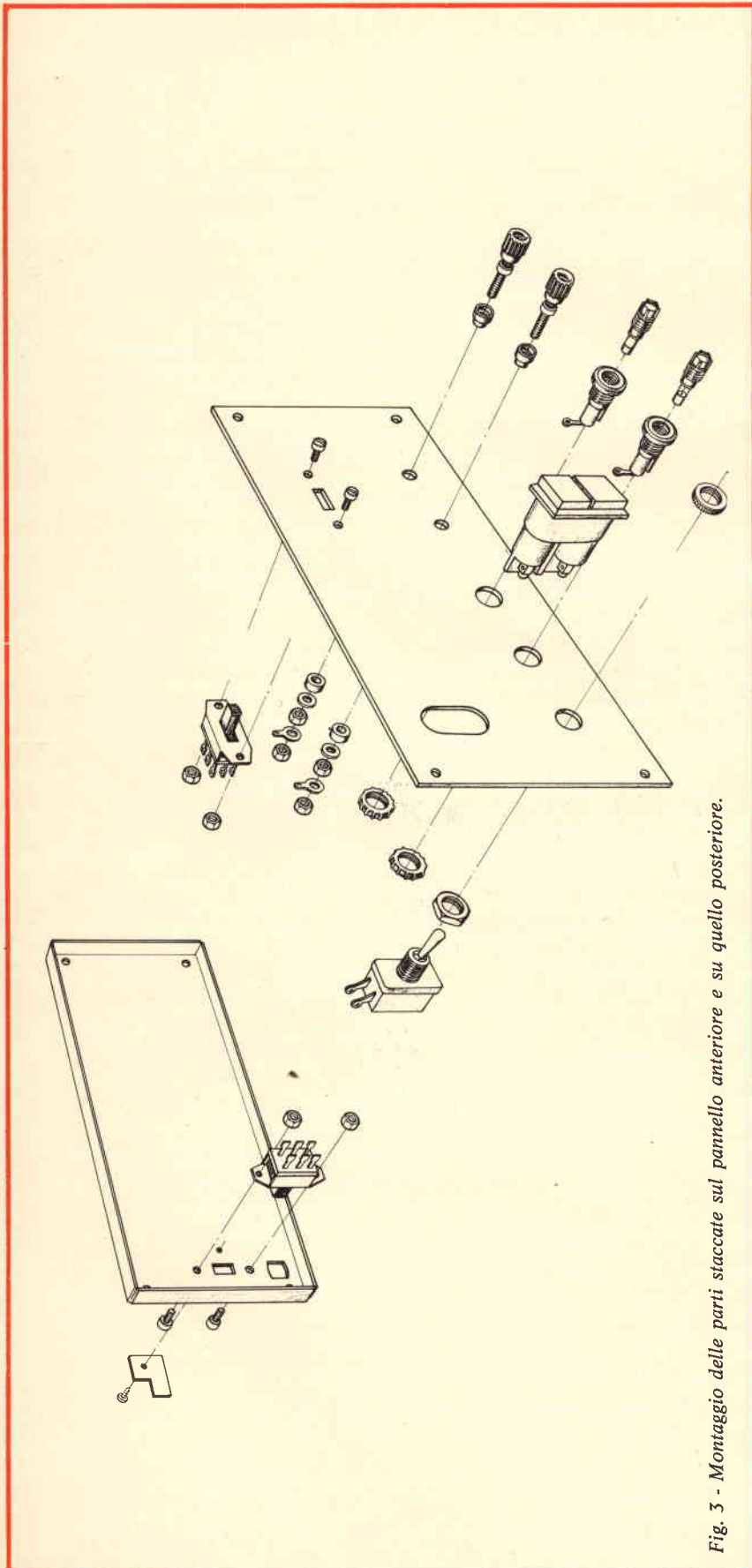


Fig. 3 - Montaggio delle parti staccate sul pannello anteriore e su quello posteriore.

L1 che sfrutta la caduta di tensione provocata dal carico su questo resistore. La lampada quindi non è accesa se non si eroga corrente al carico. La corrente principale entra quindi nel diodo controllato SCR, sul cui elettrodo di controllo (gate) agisce il circuito di arresto di fine carica. Quindi la corrente attraversa il diodo D6 che non permette il flusso della corrente in senso contrario a quello di carica ed il fusibile da 2 A che si interrompe in caso di corto circuito ai morsetti, raggiungendo il morsetto positivo. Il ritorno avviene in modo diretto.

La regolazione per fine carica avviene tramite TR1 e TR2 pilotati tramite i due potenziometri R7 ed R8 commutati da SW3 rispettivamente per batterie a 12 e 6 V. Quando la tensione ai capi della batteria sotto carica supera un determinato valore i transistori passano in conduzione eliminando la tensione di pilotaggio al trigger dell'SCR e contemporaneamente permettendo al condensatore C1 di scaricarsi producendo una tensione di polarità inversa ai capi del diodo controllato che passa allo stato di non conduzione. Tale tensione non può arrivare al trigger per la presenza di D5. Attraverso la batteria passa ancora una debole corrente limitata dal parallelo di R4-R6 in serie con R2-R3. Questa corrente permette l'accensione della lampada L2 ma non quella di L1 in quanto la caduta su R1 non è più sufficiente.

I resistori R2 + R3 servono ad adattare la corrente del circuito di spegnimento a quella della lampada L2 nella posizione 6 V R2 è cortocircuitato da SW3.

MECCANICA DELLO STRUMENTO

La parte meccanica del carica batterie si compone di un pannello frontale su cui trovano posto le lampade indicatrici, L1 L2, il deviatore per la predisposizione della tensione di carica SW3, l'interruttore di rete SW1, i fusibili per l'alta e la bassa tensione e le boccole per la connessione alla batteria da caricare. La boccia rossa va al polo positivo della batteria e quella nera va al negativo.

L'apparecchio è contenuto in apposito contenitore munito di una squadretta inferiore per l'appoggio al banco di lavoro in posizione inclinata comoda per la manovra dei comandi frontali. Tale contenitore è completamente smontabile nelle sue parti per un agevole accesso alle parti interne.

Sul fondo vanno montati il trasformatore di alimentazione ed il circuito stampato portante il gruppo raddrizzatore, le protezioni ed il circuito di regolazione. Sul pannello posteriore è praticato un foro con passacavo attraverso al quale passa il cordone di allacciamento alla rete; inoltre vi è applicato il commutatore SW2 per la tensione di rete, munito di squadretta di blocco per impedire azionamenti involontari. Il contenitore è munito di adatti fori di ventilazione per favorire il raffreddamento degli elementi di potenza.

FASI DI MONTAGGIO

Le fasi costruttive elencate qui di seguito guidano alla realizzazione completa del caricabatterie come illustrato in fig. 2.

I FASE - Pannello frontale - Montaggio delle parti staccate - Figura 3

Materiali necessari:

- Pannello anteriore
- Gruppo lampade L1, L2 rossa e verde.
- Porta fusibili con ghiera di fissaggio e fusibili.
- Interruttore di rete unipolare con dado di fissaggio e ghiera di bloccaggio.
- Boccole isolate con dado, controdado e paglietta di contatto.
- Deviatore a due vie con viti di fissaggio e dadi.

Sequenza di montaggio

- Montare il portalampe L1, L2 pressandolo nel foro ovale fino a sentire lo scatto del dispositivo di bloccaggio. La gemma rossa va tenuta verso l'alto.
- Montare l'interruttore di rete con i contatti verso l'alto; il dado 22 serve a regolare la sporgenza anteriore della parte filettata sulla qua-

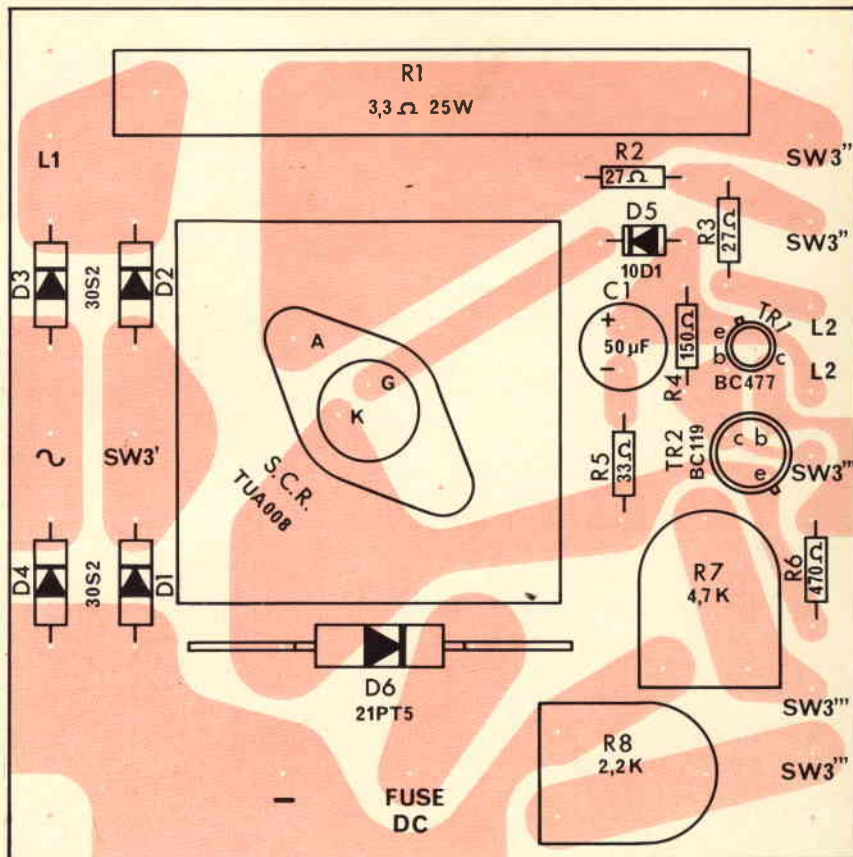


Fig. 4 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

le si bloccherà la ghiera zigrinata.

- Montare i due portafusibili bloccandoli posteriormente con le ghiera in plastica. Inserire i fusibili; quello da 0,5 A a sinistra, quello da 2 A a destra guardando il pannello dalla parte anteriore.

- Montare le boccole isolate inserendo nella parte posteriore la rondella in plastica, e la paglia di contatto tra il dado ed il controdado. Per stringere il contatto il dado va tenuto fermo con una chiave mentre si stringe il controdado, per evitare di danneggiare la parte in plastica.

La boccola nera deve corrispondere al segno - la rossa al segno +.

II FASE - Pannello posteriore - Montaggio delle parti staccate

Materiali necessari:

- Pannello posteriore
- Deviatore bipolare con 2 viti e dadi di fissaggio (3M x 4).
- Squadretta di blocco con vite autofilettante di fissaggio.
- Passacavo di alimentazione.

Sequenza di montaggio

- Montare il deviatore SW2.
- Montare la squadretta di blocco in modo che la levetta resti verso lo alto (220 V) o verso il basso (117 V).

III FASE - Montaggio dei componenti sulla piastra - Figura 4

Per facilitare il montaggio dei componenti sul circuito stampato, sulla fig. 4 è stata sovrapposta la traccia delle piste di rame sulla disposizione dei componenti.

Si consiglia di seguire il seguente ordine nel montaggio.

- Piegarli i terminali dei resistori R2-R3-R4-R5-R6, inserirli nei rispettivi fori praticati nel circuito stampato; saldare e tagliare i conduttori che superano di 2 mm il piano del rame.

Piegarli i terminali dei diodi D1, D2, D3, D4, D5, inserirli nei fori del C.S. rispettando il senso segnato dalle frecce saldare e tagliare i

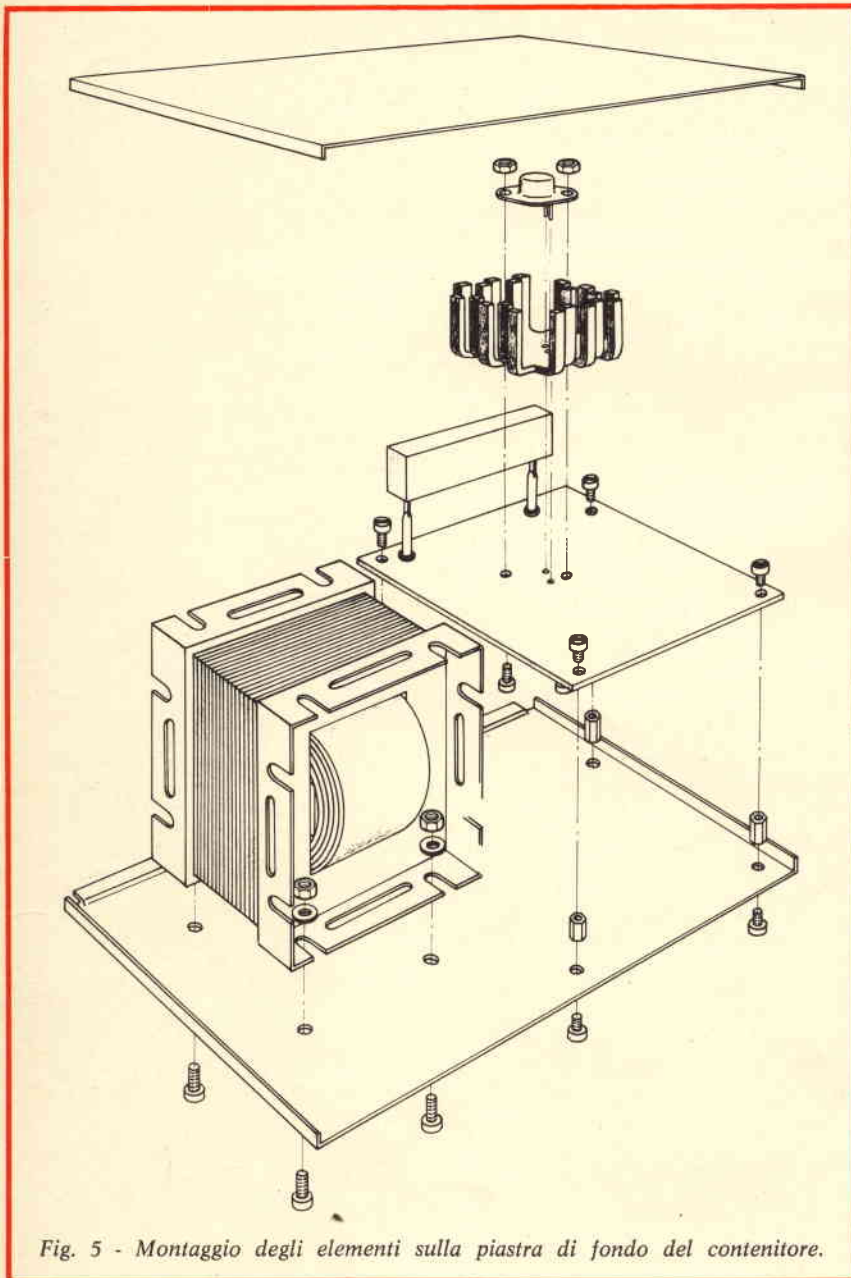


Fig. 5 - Montaggio degli elementi sulla piastra di fondo del contenitore.

terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

Inserire e saldare i 12 ancoraggi indicati con L1, ~, SW3', SW3'', SW3''', L2, Fuse DC.

Tagliare i conduttori che superano di 2 mm il piano del rame.

- Montare il dissipatore 4 (fig. 5) ed il diodo controllato SCR TUA 008 per mezzo delle due viti con dado 6. Stringere i dadi e saldare i terminali, tagliandoli a 2 mm dal piano del rame.

- Montare i due ancoraggi di supporto 2 di R1.

- Montare e saldare il condensatore elettrolitico C1 da 50 μ F facendo bene attenzione alle polarità segnate sull'involucro, che devono corrispondere a quelle segnate sul C.S.

- Montare i potenziometri R7 R8 e saldare.

- Montare i due transistori TR1-TR2 ed il diodo D6 (21 PT5) curando l'esatta posizione degli elettrodi, saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

- Montare e saldare il resistore R1.

IV Fase - Montaggio degli elementi nel contenitore metallico - Figura 5

- Fissare il trasformatore sul pannello inferiore mediante le quattro viti ed i quattro dadi interponendo le quattro rondelle.

- Fissare i quattro distanziatori mediante le quattro viti sul pannello inferiore.

- Fissare su questi il circuito stampato completo di componenti mediante le quattro viti.

V FASE - Cablaggio - Figura 6

Tutti i collegamenti vanno accuratamente saldati.

- Collegare il primario del trasformatore di alimentazione tenendo conto del fatto che i due avvolgimenti primari corrispondono rispettivamente ai fili di colore bianco-rosso e giallo-nero. Bianco e giallo costituiscono gli inizi degli avvolgimenti e perciò risultano di uguale polarità.

Detti fili vanno collegati al commutatore SW2 cambio tensioni.

Guardando il commutatore dal lato posteriore con il pannello nella posizione normale, avremo:

I due contatti superiori cortocircuitati.

Al contatto centrale sinistro il filo nero.

Al contatto centrale destro il filo bianco.

Al contatto inferiore sinistro il filo giallo insieme con un altro filo che si collega al contatto centrale del fusibile di rete (a sinistra).

Al contatto inferiore destro il filo rosso insieme con un altro filo che si collega ad uno dei due contatti dell'interruttore di rete (SW1).

- Collegare le lampadine; la superiore rossa va collegata con un capo all'ancoraggio L1 del circuito stampato, con l'altro capo al contatto centrale del commutatore SW3. La lampadina inferiore verde va collegata ai due ancoraggi del circuito stampato contrassegnati L2.

- Collegare le prese di uscita della corrente continua. La presa negativa (nera) va collegata direttamente all'ancoraggio del circuito stampato contrassegnato con «-». La presa positiva (rossa) va collegata

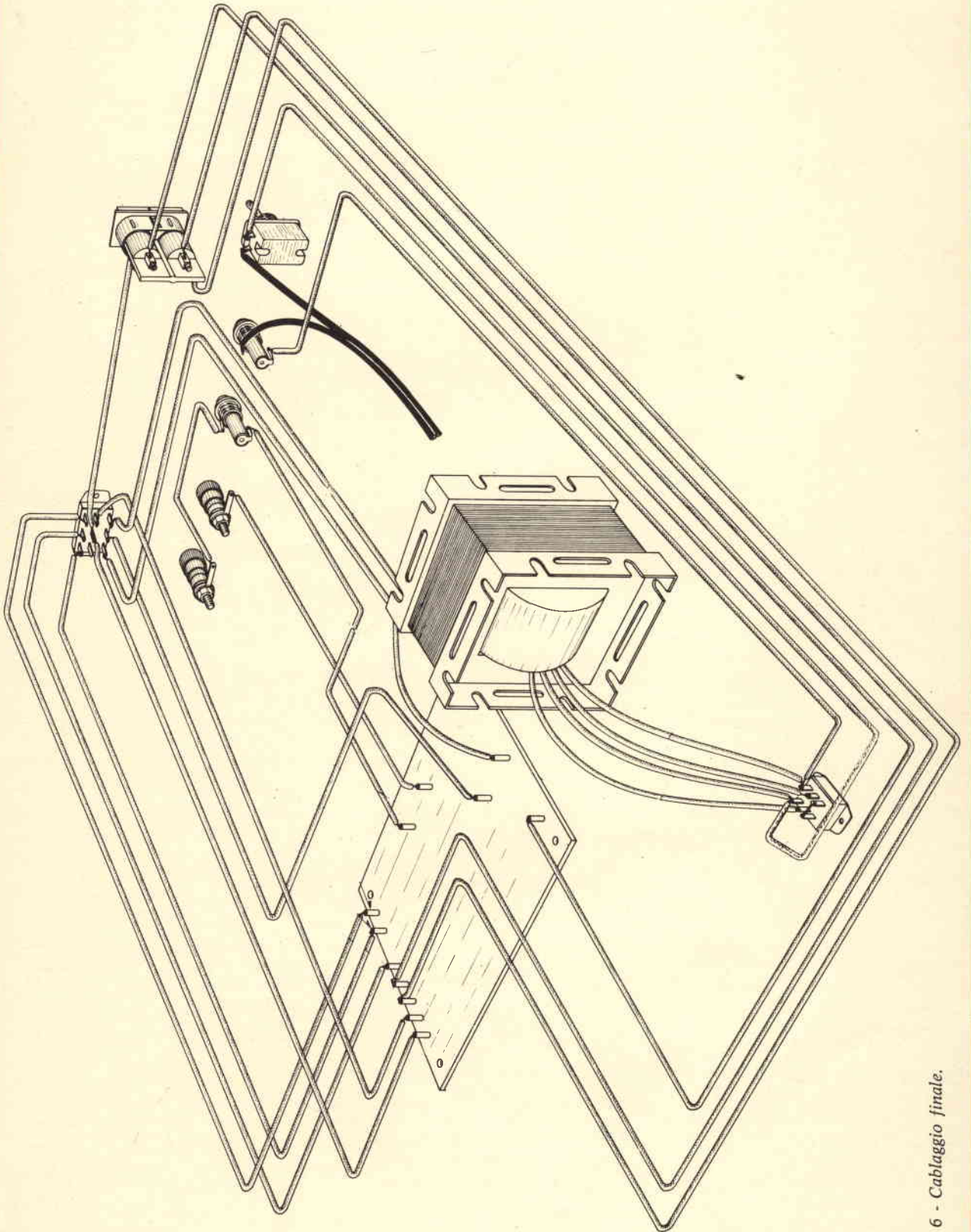
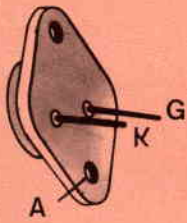
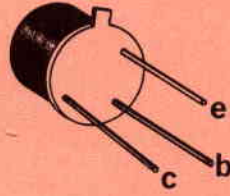


Fig. 6 - Cablaggio finale.

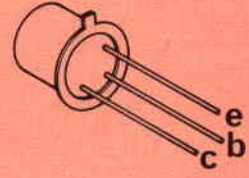
DISPOSIZIONE DEI TERMINALI DELL'SCR E DEI TRANSISTORI IMPIEGATI



TUA008



BC477



BC119

con il contatto centrale del fusibile DC (destra). L'altro contatto del fusibile va collegato con l'ancoraggio contrassegnato FUSE DC sul circuito stampato.

- Collegare il commutatore SW3. Guardando i contatti del lato posteriore con il pannello in posizione normale, i collegamenti da effettuare sono i seguenti:

Contatto superiore sinistro allo ancoraggio del circuito stampato contrassegnato SW3''' corrispondente al potenziometro R7 (una pista in rame collega il contatto centrale del potenziometro con il rispettivo ancoraggio).

Contatto superiore destro all'ancoraggio del circuito stampato corrispondente al potenziometro R8 e contrassegnato SW3'''.

Contatto sinistro della fila centrale: non collegato.

Contatto centrale della fila centrale. Oltre al collegamento già effettuato portare un altro filo da questo contatto ad uno dei due spinotti contrassegnati SW3 sul circuito stampato.

Contatto destro della fila centrale: va collegato all'altro ancoraggio contrassegnato SW3''' sul circuito stampato.

Contatto inferiore sinistro: collegare all'uscita 24 V del secondario del trasformatore (filo blu).

Contatto inferiore centrale: collegarlo all'ancoraggio contrassegnato SW3' sul circuito stampato.

Contatto inferiore destro: collegare alla presa a 18 V del trasformatore (filo verde).

- Collegare l'uscita 0 del secondario del trasformatore (filo marro-

ne) allo spinotto contrassegnato ~ sul circuito stampato.

- Collegare il cavo di alimentazione. Uno dei due fili va collegato al contatto ancora libero dell'interruttore di rete SW1.

Il filo rimanente va collegato al contatto ancora libero del fusibile di rete (0,5 A). Prima di effettuare i collegamenti del cavo di alimentazione passare questo attraverso il pannello posteriore nel passacavo e pressare quest'ultimo nel foro quadrato del pannello posteriore.

REGOLAZIONE E COLLAUDO

Controllare l'esatta esecuzione del circuito, verificare l'isolamento. Ruotare i trimmer R7 R8 completamente in senso orario.

Accendere l'apparecchio e verificare che nessuna delle due lampade sia accesa.

Portare SW3 in posizione 12 V, collegare una batteria di 12 V, verificare che si accenda la lampadina rossa e lasciare caricare a fondo (il tempo di carica dipende dalla capacità della batteria). Quando la tensione ai capi della batteria ha raggiunto il suo valore massimo 14,4 V circa, regolare il trimmer R7 fino a portare il circuito di regolazione a filo dell'innesco. Si può verificare questo fatto controllando il momento dello spegnimento della lampadina rossa e conseguente accensione di quella verde.

Il trimmer R7 non va più toccato e l'apparecchio resterà così regolato per tutte le successive ricariche.

Lo stesso procedimento va ripetuto per una batteria a 6 V regolando a fine carica il trimmer R8. In questo caso il commutatore SW3 va ovviamente sistemato in posizione 6 V.

Eseguite le regolazioni, montare completamente il contenitore fissando prima il frontale con quattro viti autofilettanti e quindi il pannello superiore che va fatto scivolare in posizione ed infine il pannello posteriore che va fissato con altre quattro viti autofilettanti.

CONCLUSIONI

In questa descrizione riteniamo di aver dato tutti gli elementi per ottenere un pronto funzionamento dell'apparecchio.

Bisogna porre particolare attenzione durante il montaggio, di montare in maniera corretta tutti i componenti polarizzati, come diodi, transistori, il condensatore elettrolitico. Bisogna fare anche attenzione ad eseguire un corretto cablaggio, nei collegamenti del trasformatore, del circuito stampato, dei commutatori e degli altri componenti.

L'apparecchio descritto sarà così sempre pronto per una lunghissima serie di ricariche, garantendo la sicurezza di una perfetta conservazione della batteria, che avrà bisogno solo di un periodico controllo del livello dell'elettrolita. Se necessario effettuare un rabbocco con acqua distillata (non acida) fino a ristabilire il livello al suo valore normale.

TRASMETTITORE MINIATURA FM

a cura di G. ZANGA

Il montaggio descritto in questo articolo è stato progettato col duplice intento di realizzare un apparecchio di facile montaggio e di semplice messa a punto. La fig. 1 mostra lo schema base del micro-trasmettitore funzionante nella gamma di frequenza compresa fra 88 e 108 MHz.

Con questo montaggio tutti i possessori di un ricevitore portatile FM potranno stabilire un collegamento sperimentale sui 100 MHz. Questa frequenza d'accordo è stata scelta perché cade al di fuori delle frequenze delle stazioni FM.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Come per la maggior parte dei micro-trasmettitori FM descritti, anche questo circuito prevede l'impiego di diodi a capacità variabile.

Il modello scelto è il BA102, facilmente reperibile e generalmente usato per il comando automatico di frequenza dell'oscillatore locale dei ricevitori e sintonizzatori FM. Il diodo varicap BA 102 presenta le seguenti caratteristiche:

- Corrente inversa per -20 V: $5 \mu\text{A}$ ($T_{\text{amb}} = 80^\circ\text{C}$)
- Capacità nominale per -4 V e $f = 0,5$ MHz $20 \div 45$ pF.
Campo di variazione:
da $0,5 \div 2 C_{\text{nom}}$
- Contenitore utilizzato: D07 standard.

Prima di continuare l'analisi del micro-trasmettitore, riassumiamo brevemente la teoria di funzionamento del diodo varicap.

Sappiamo che si tratta di un semiconduttore nel quale la zona di transizione è assimilabile a una specie di dielettrico che separa i due strati conduttori (P ed N) (fig. 2).

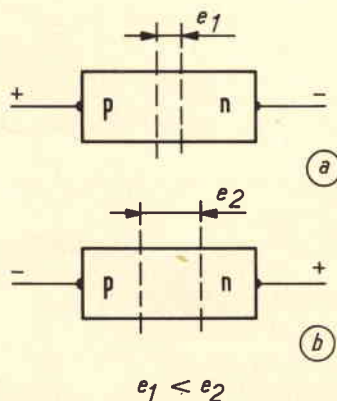


Fig. 2 - Le due illustrazioni, come è descritto nel testo, evidenziano la teoria di funzionamento del diodo varicap.

più grande quanto più la tensione inversa è elevata.

In altre parole, la capacità del diodo così formata, diminuisce quando la tensione inversa di polarizzazione aumenta, il che è perfettamente in armonia con quanto illustrato nel grafico di fig. 3.

Partendo dalle considerazioni sopra esposte è facile immaginare un circuito che permetta di far variare

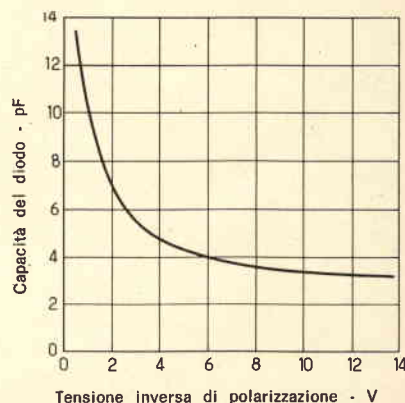


Fig. 3 - Variazione di capacità di un diodo varicap in funzione della tensione inversa di polarizzazione.

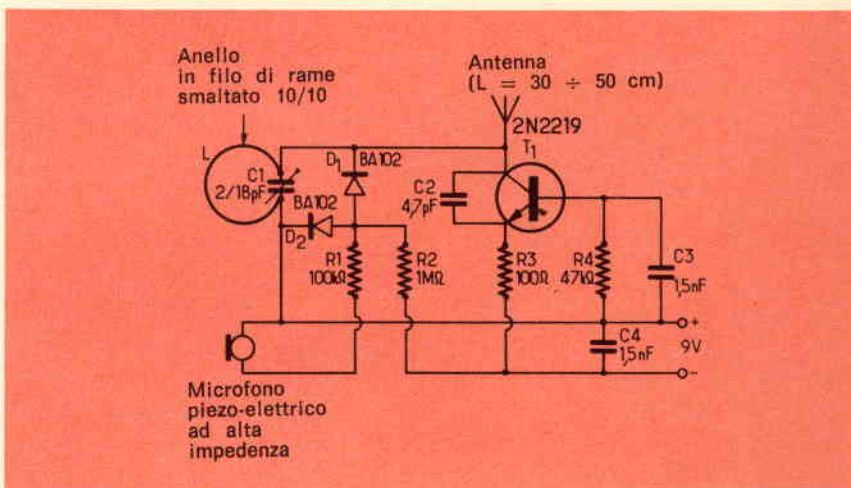


Fig. 1 - Schema elettrico del micro-trasmettitore FM; si noti la semplicità dell'intero circuito ed il limitato numero di componenti impiegati.

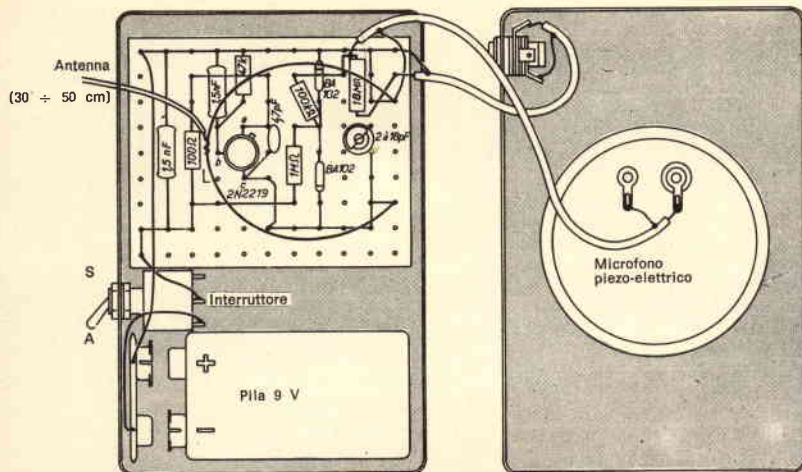


Fig. 4 - Cablaggio completo del micro-trasmettitore FM; la tensione di alimentazione, come si vede nel disegno, è fornita da una normale pila piatta da 9 V per radioricevitori tascabili.

la frequenza di un circuito oscillante LC.

La formula di Thompson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

dice che tenendo L fisso, e facendo variare C, si ha una variazione di f (Δf) attorno alla frequenza d'accordo f_0 .

Per mezzo dei resistori R1 ed R2 i diodi D1 e D2 sono polarizzati in continua. La tensione alternata è sovrapposta alla tensione continua grazie al microfono di tipo piezo-elettrico posto in serie con il resistore R1, e quindi nel ramo positivo (lato massa) del divisore di polarizzazione.

Il circuito oscillante LC è costituito da un anello del diametro di 3 cm (valore non molto critico) in filo di rame stagnato di 10/10. Ai capi dell'induttanza d'accordo così costituita troviamo il condensatore regolabile C1 da 2 ÷ 18 pF. Questo condensatore servirà al momento della messa a punto a fissare il trasmettitore sulla frequenza scelta, ossia 100 MHz.

L'elemento attivo di questo micro-trasmettitore è il transistor al silicio NPN 2N 2219. Le caratteristiche essenziali di questo transistor sono: Ccb = 60 V.

- Ccb = 60 V
- Ic max = 800 mA
- Potenza dissipata: 500 mW
- Guadagno in corrente β : > 100
- Frequenza di taglio: > 250 MHz.

Grazie al suo guadagno in corrente ed alla sua frequenza di taglio, il transistor 2N2219 può essere usato convenientemente anche come oscillatore VHF.

La base del transistor 2N2219 è polarizzata con il resistore R4 di 47 k Ω collegato tra la base stessa ed il +9 V. La base è disaccoppiata a massa con un condensatore ceramico di 1.500 pF. Il potenziale dell'emettitore viene fissato attraverso un resistore di 100 Ω .

Un condensatore di 4,7 pF assicura l'inizio delle oscillazioni introducendo una reazione collettore-emettitore.

Segnaliamo infine che la pila 9 V è cortocircuitata in AF con il condensatore C4 di 1.500 pF. Un'ultima precisazione relativa allo schema della fig. 1 riguarda i diodi varicap D1 e D2 in sostituzione dei quali è possibile usarne uno solo. Questa pratica comporta generalmente una modulazione di frequenza (swing) meno lineare di quella ottenibile con due diodi. Inoltre, in questo caso, si rischia l'ampiezza di una delle due alternanze per effetto della rivelazione. La quantità del segnale di bassa frequenza, dopo la modulazione, con l'impiego di due diodi è eccellente anche nei picchi di modulazione BF.

Dopo le prove preliminari e la regolazione sui 100 MHz col condensatore variabile C1, abbiamo ottenuto, con un classico ricevitore portatile AM/FM, una portata superiore ai 50 m (compresa tra 50

e 100 m con un segnale demodulato convenientemente).

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito completo del micro-trasmettitore può essere montato, come illustra la fig. 4, su una piastrina perforata che fa le veci del classico circuito stampato. Ciò fatto il tutto può essere racchiuso in un contenitore metallico di adatte dimensioni.

Considerato il limitato numero di componenti impiegati e la non criticità degli stessi, le operazioni di montaggio non presentano particolari difficoltà. Ciò, logicamente, a patto che si prendano le normali precauzioni sia per quanto riguarda le saldature, che devono essere eseguite nel minor tempo possibile con un saldatore di 30/40 W a punta sottile, sia per quanto concerne i terminali del transistor e il valore dei componenti, che non possono essere scambiati tra loro.

A montaggio ultimato, il circuito deve funzionare subito.

Un'ultima nota riguarda il tipo di capsula microfonica: essa deve essere piezo-elettrica ad alta impedenza, e inoltre non è richiesto un modello di particolare qualità.

Il montaggio, in ultima analisi, risulta economico, poco critico e facilmente realizzabile.

ELENCO DEI COMPONENTI

- L = vedi testo
- C1 = condensatore variabile 2 ÷ 18 pF
- C2 = condensatore da 4,7 pF
- C3 = condensatore da 1,5 nF
- C4 = come C3
- R1 = resistore da 100 k Ω
- R2 = resistore da 1 M Ω
- R3 = resistore da 100 Ω
- R4 = resistore da 47 k Ω
- T1 = transistor 2N2219
- D1 = diodo varicap BA102
- D2 = come D1
- 1 - microfono piezo-elettrico ad alta impedenza
- 1 - pila piatta da 9 V
- 1 - antenna costituita da uno spezzone di filo di 30 ÷ 50 cm
- 1 - presa jack + un resistore da 18 M Ω per l'applicazione di un'altra sorgente di modulazione ad alta impedenza, come ad esempio un pick-up a cristallo - vedi fig. 4
- 1 - interruttore unipolare - vedi figura 4.

relè avvisatore sensibile alle variazioni di luminosità

a cura del dott. A. RECLA

In taluni casi, come per es. nella sorveglianza di locali, problema di grande attualità, il relè sensibile alla luce non deve esser dotato di luce propria, ma deve poter funzionare alla luce ambientale che può essere sia artificiale che diurna. Il raggio d'azione del relè luminoso qui descritto, essendo sensibile solo alle variazioni di luminosità, dipende dalle caratteristiche del fototransistore impiegato ed eventualmente può venire aumentato con un opportuno sistema ottico.

Come elementi sensibili alla luce si prestano tutti i foto transistori, mentre quando la luce è notevole si possono impiegare i fotodiodi. Nel circuito qui descritto viene impiegato un foto transistor tipo Optron OP300 che con 1000 Lux fornisce una corrente di 10 mA. Come si vede nello schema di fig. 1 la resistenza di carico è costituita da 7 diodi collegati in serie che hanno lo scopo di creare una caduta di tensione con andamento logaritmico rispetto alla corrente del foto elemento. Si ottiene così sull'emettitore dell'OP300 un livello di tensione che con la corrente di 10 mA fornisce ca. 5,6 V, mentre per 5 μ A la tensione è 2,8 V. A seconda dell'escursione della corrente nel foto transistor, la quantità di luce incidente può oscillare entro vasti limiti senza che il livello di tensione necessario per lo stadio amplificatore differenziale seguente vari in modo inammissibile.

Come resistenza di carico variando la quantità di luce incidente ossia registrando un oggetto che si muove davanti all'elemento sensibile, interviene la resistenza differenziale della catena dei diodi. La tensione che si crea sulla catena dei diodi è proporzionale alle variazioni della corrente dei foto diodi ed è così indipendente dal corrispondente punto di lavoro, per cui il relè foto elettrico possiede una sensibilità costante in tutti i campi di luminosità.

La valutazione della tensione che si forma sul diodo avviene nel seguente amplificatore differenziale le cui due entrate sono collegate all'emettitore dell'OP300, delle quali una attraverso un passa-basso da 100 k Ω ed un condensatore da 10 μ F. In questa maniera, sull'uscita dell'amplificatore differenziale, appaiono solo le oscillazioni di tensione provocate dalle variazioni luminose, mentre il livello della luminosità di fondo viene eliminato. Nello stadio seguente i segnali vengono ulteriormente amplificati e formati in modo che con una va-

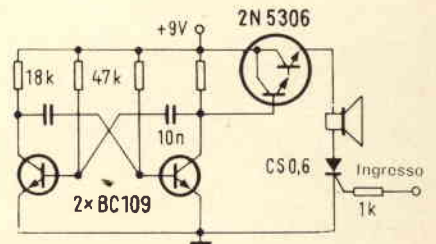


Fig. 2 - Schema d'uscita dell'indicatore acustico da collegare al precedente.

riazione della luce di entrata di ca. 10% all'uscita si forma una tensione di 4,5 V con una buona pendenza dei fianchi.

Il circuito precedente si presta pure per far funzionare un indicatore acustico (fig. 2). In questo il multivibratore funziona nel campo delle frequenze musicali mediante un transistor disposto in Darlington ed un piccolo altoparlante con un'impedenza di 60 Ω . La sua inserzione viene effettuata tramite un piccolo tiristore il cui gate è collegato all'uscita dello schema di fig. 1.

Come già detto il raggio d'azione del fotorelè dipende dalla sensibilità del fototransistore. Per tale ragione non si possono dare dei valori impegnativi, ma di massima, col circuito che impiega il tipo OP300. Ossia con un angolo di apertura ottico del foto transistor di $\pm 15^\circ$ si possono registrare movimenti di persone alla distanza di 10 - 20 m a seconda delle variazioni di luminosità esistente.

Le piccole dimensioni di questo elemento sensibile (del diametro di soli 1,5 mm) permettono di studiare degli impieghi interessanti. Ponendolo per es. nel fuoco di una lente si possono controllare acusticamente dei passaggi di veicoli alla distanza di 500 m.

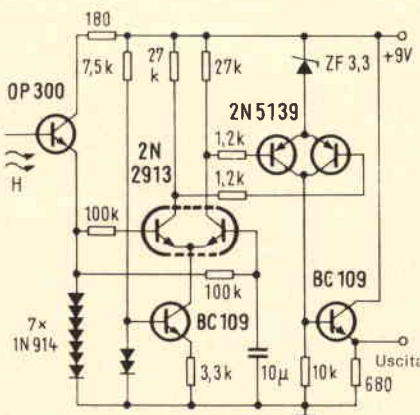


Fig. 1 - Schema del fotorelè.

GENERATORE DI B.F. TASCABILE

a cura di FRANTOS

Riportiamo in questo articolo la descrizione di un generatore di segnali di bassa frequenza, di semplice realizzazione e di basso costo.

Nei lavori di riparazione e di controllo può essere utile disporre di un generatore di bassa frequenza che fornisca in uscita un segnale sinusoidale. In questo caso non è necessario che lo apparecchio sia provvisto di un at-

tenuatore o di un dispositivo che faccia variare la sua frequenza, in quanto è sufficiente una frequenza fissa.

Questo generatore è stato montato su un circuito stampato avente le dimensioni di 40 x 80 mm, compreso l'ingombro della pila.

Esso produce un segnale sinusoidale di circa 1000 Hz con un'ampiezza di circa 1 V in uscita; tutto il circuito è basato su un transistor di tipo NPN di recupero con un tasso di reazione elevato. Questo transistor può essere un 2N2218, 2N930, 2N914 o, praticamente, qualsiasi tipo NPN; il carico di collettore è costituito da un resistore da 2,7 k Ω .

Ai capi del condensatore da 25 μ F si trova la tensione di uscita.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del generatore; i tre circuiti RC permettono di effettuare la rimessa in fase del circuito di uscita riportato all'ingresso. I condensatori usati in questi circuiti sono da 0,1 μ F mentre i resistori sono da 1 o 2 k Ω . La polarizzazione di base viene assicurata da un ponte diviso formato da resistori da 100 k Ω e da 2,2 k Ω .

L'alimentazione è data da una batteria da 9 V, che viene posta sotto il circuito stampato come si può vedere in fig. 2.

In fig. 3 è riportata la traccia del circuito stampato; esso può essere realizzato nel modo che il lettore riterrà più idoneo.

Quando il circuito è ultimato, dopo averlo controllato, lo si potrà inserire in una scatoletta di metallo o di plastica della grandezza di un pacchetto di sigarette; questo piccolo apparecchio può facilitare il lavoro dei riparatori.

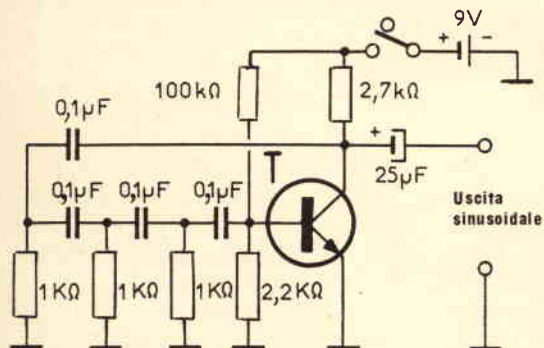


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di B.F.

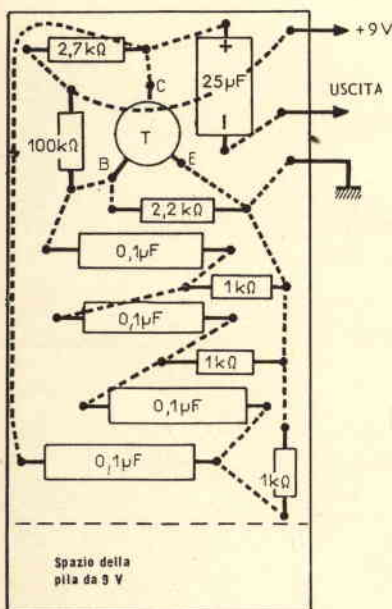


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato; in basso si trova il posto della batteria.

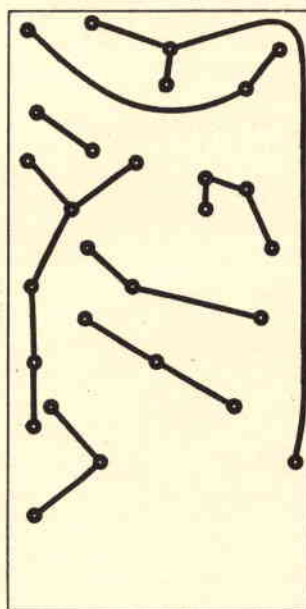


Fig. 3 - Circuito stampato del generatore di bassa frequenza riprodotto in grandezza naturale.

UNITÀ AMPLIFICATRICE CON SOPPRESSIONE DI FRUSCIO (SQUELCH)

di TRIAX

Gli apparecchi ricetrasmittenti in FM (specie nelle gamme UHF) sono normalmente provvisti di un dispositivo soppressore di fruscio che elimina i disturbi esterni e quelli provenienti dal ricevitore. Negli apparecchi costruiti dai dilettanti però, forse per semplicità, è raro che venga introdotto tale dispositivo. Questa mancanza è superabile adottando una unità amplificatrice contenente il sistema soppressore.

Il controllo dello squelch avviene mediante la tensione di CAV proveniente dall'amplificatore a frequenza intermedia; questo valore dipende dal segnale di ingresso e deve esser compreso fra +3 e -1,5 V intendendosi con +3 V quello corrispondente alla massima amplificazione ovvero quando essa non è controllata. Per non caricare la tensione di controllo viene impiegato un transistor ad effetto di campo tipo BF244C che serve da trasformatore di impedenza.

La tensione per il comando dello squelch viene prelevata dal Source del T1. Il diodo Zener D1 ab-

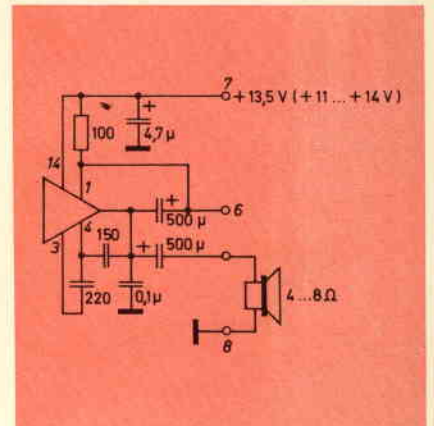


Fig. 2 - Collegamento dell'altoparlante senza tensione positiva.

Come amplificatore BF viene impiegato il circuito integrato SGS tipo TAA 611 in custodia Dual-in-line con 14 terminali.

Questo circuito integrato può fornire una potenza di uscita di 2,5 W su 4 Ω con una tensione di alimentazione di 13,5 V. Esso contiene un preamplificatore a basso fruscio in Darlington, uno stadio pilota e uno stadio finale quasi-complementare.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campo di frequenza:	50 - 12.000 Hz
Impedenza d'entrata:	100 Ω
Impedenza d'uscita:	4-8 Ω
Amplificazione:	47 dB con l'uscita su 4 Ω
Potenza di uscita:	2,6 W con tensione di alimentazione di 13,5 V
Tensione di entrata per un pieno pilotaggio:	20 mV
con tensione di alimentazione:	11 V - 14 V
Corrente di riposo:	7,5 mA con tensione di alimentazione di 13,5 V
Assorbimento di corrente con 2,6 W:	400 mA con 13,5 V
Dimensioni della piastrina:	72,5 x 40 mm

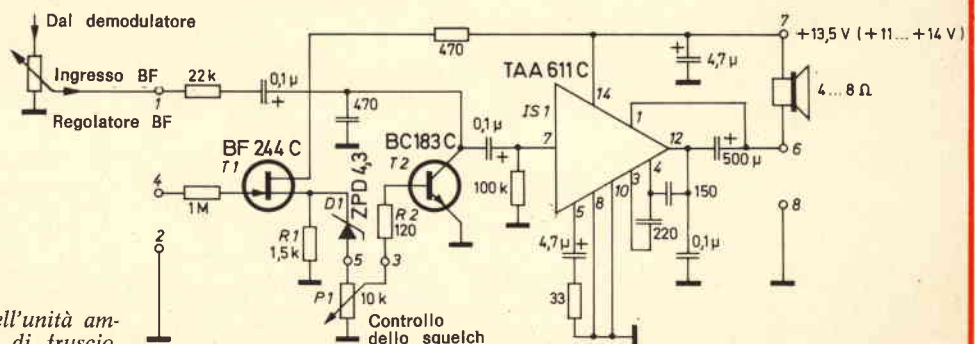


Fig. 1 - Schema elettrico dell'unità amplificatrice con soppressore di fruscio.

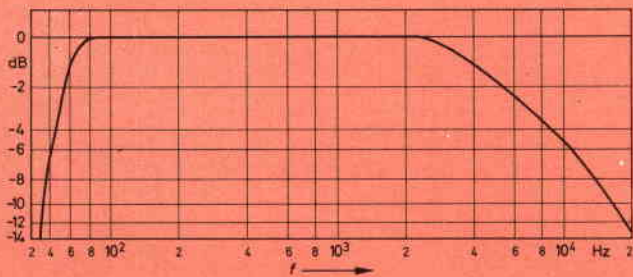


Fig. 3 - Risposta alle frequenze dell'unità amplificatrice.

bassa la tensione continua di Source esistente su R1, a circa 1 V. Le variazioni di tensione che sono prodotte dal comando di T1 vengono tuttavia trasmesse completamente. Così la caratteristica di commutazione dello squelch assume una elevata ripidità. Il resistore R2 serve a limitare la corrente di base del T2. Il punto di inserzione dello squelch è regolabile col potenziometro P1 da 10 k Ω .

Quando il transistor T2, che funziona come resistenza controllata dalla tensione di comando (circa +0,6 V ricevendo senza segnale o fruscio), viene pilotato, il tratto collettore-emettitore diviene a bassa resistenza, mandando a massa la tensione BF esistente sul collettore.

Quando il cursore di P1 è posto sull'estremo del potenziometro ver-

so massa, lo squelch risulta escluso. Ciò è desiderabile quando si deve udire una stazione debole assieme al fruscio.

Come è noto, nelle comunicazioni radio si dimostra molto vantaggioso impiegare lo squelch durante la ricezione di una trasmissione sui due metri, quando si attende la chiamata. In tal caso conviene lasciare incluso sempre lo squelch in modo da non essere disturbati dal fruscio. Quando arriva la chiamata, lo squelch viene escluso permettendo la ricezione della stazione.

Come risulta dalla fig. 1 l'altoparlante è posto fra la tensione di alimentazione positiva. Ciò può non risultare vantaggioso quando viene impiegato un altoparlante esterno o una cuffia.

In questo caso è possibile collegare l'altoparlante ad una presa dell'unità che presenta una resistenza da 100 Ω , utilizzando un condensatore elettrolitico (fig. 2).

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 - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



AMPLIFICATORE B. F. A CIRCUITO INTEGRATO

a cura di G. ZANGA

Il preamplificatore descritto in questo articolo è equipaggiato di un circuito integrato TAA151. Il guadagno che ne deriva è notevole: per una tensione d'entrata di 1,5 mV la tensione d'uscita è di 1,5 V, ossia una amplificazione di 60 dB.

Le dimensioni molto ridotte dell'insieme, permettono di incorporarlo ad un amplificatore già esistente per aumentarne le sensibilità. Questo piccolo circuito è senza dubbio altrettanto conveniente come preamplificatore indipendente per microfono.

LO SCHEMA ELETTRICO

La fig. 1 illustra lo schema elettrico del circuito integrato TAA 151. Nel montaggio adottato per il preamplificatore i terminali 8 e 2 sono collegati. Si dispone così di tre stadi di amplificazione in serie equipaggiati con i transistori T1, T2 e T3.

In fig. 2, invece, è illustrato lo schema elettrico completo del preamplificatore.

A causa dei collegamenti continui tra i transistori del circuito integrato, ogni variazione di funzionamento di uno dei transistori, determina un cambiamento nelle condizioni di funzionamento di tutti i transistori. Analogamente il resistore R4 determina la linearità di tutto il preamplificatore.

L'entrata e l'uscita del preamplificatore sono unite da un anello di controreazione composto da R1, R2 e C2.

La reattanza capacitiva del condensatore C2 è poco sensibile alle frequenze BF suscettibili di essere

amplificate per il tramite del preamplificatore; in queste condizioni il condensatore C2 si comporta come un cortocircuito per i segnali BF.

L'anello di controreazione non ha dunque alcuna influenza se non

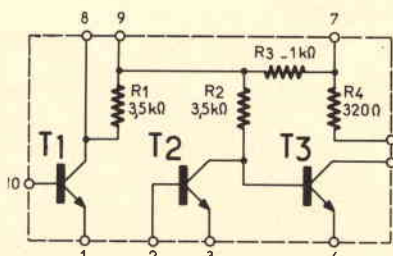


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito integrato TAA151

in continua e alle più basse frequenze per le quali la reattanza capacitiva è relativamente elevata.

Il dosaggio della percentuale di controreazione attuato attraverso R2 permette di regolare il guadagno del preamplificatore con una leggera influenza sulla banda pas-

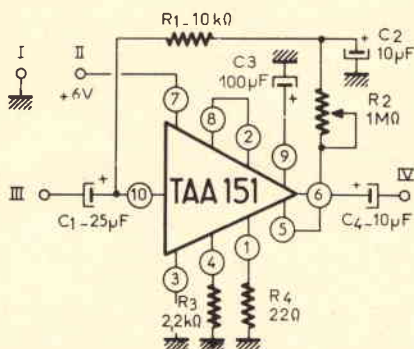


Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore B.F. a circuito integrato.

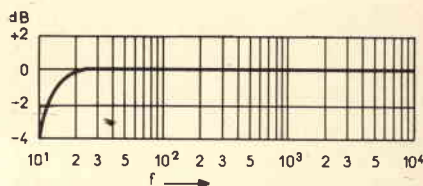


Fig. 3 - Grafico illustrante la banda passante del preamplificatore.

sante globale dal lato delle frequenze più basse. Il grafico di fig. 3 illustra la banda passante per un guadagno di 60 dB. La curva è lineare tra 20 e 20.000 Hz e si scosta di ± 3 dB tra i 10 e i 100.000 Hz.

Prendendo alcune precauzioni per non superare la potenza limite

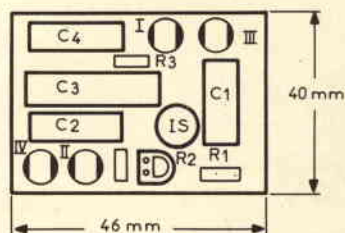


Fig. 4 - Disposizione dei vari componenti sulla bassetta a circuito stampato e dimensioni approssimative di questa ultima.

che può essere sopportata dal circuito integrato, è pure possibile collegare questo preamplificatore direttamente ad uno stadio di potenza.

La tensione d'alimentazione non deve in alcun caso superare 7 V. La tensione normale è di 6 V, ma anche 5 V convengono perfettamente. Il consumo è di circa 10 mA.

ERSA

Tip 16



**Saldatore a matita
alimentato direttamente
con tensione di rete
220 V - 16 W**

ERSA Tip 16

per radiotecnica ed elettronica - non ha bisogno di trasformatore - tensione 220 V con presa di terra - tempo di riscaldamento circa 60 s - cavo flessibilissimo - punta molto sottile - potenza 16 W - possibilità di scelta fra una vasta gamma di punte, anche del tipo protetto a lunga durata ERSADUR - peso < 30 g

**Saldatore con punta
in rame nichelato
ERSA TIP 16 a 220 V: LU/3620-00**

**G.B.C. Italiana - RECIV division
Divisione Elettronica Civile**



Fig. 5 - Esempio di come si presenterà il preamplificatore B.F. a montaggio ultimato.

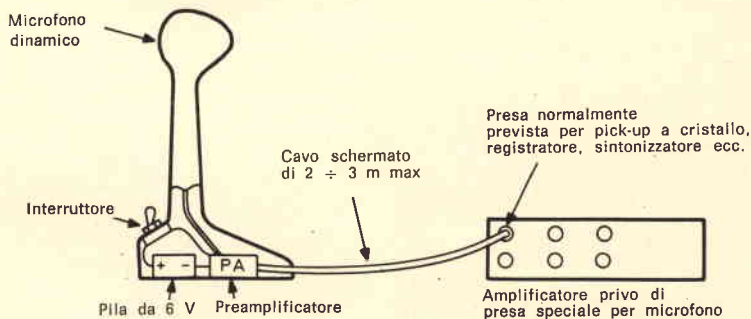


Fig. 6 - Nel disegno è illustrato un tipico esempio d'impiego del preamplificatore B.F. ed il suo collegamento.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il montaggio non presenta alcuna difficoltà. Uno dei vantaggi di questo preamplificatore è che si può montare su un piccolo circuito stampato accuratamente studiato, essendo debole il volume sotto il quale è attuabile.

I componenti, tutti miniaturizzati, devono essere saldati con molta attenzione, senza sbavature di saldatura che rischierebbero di provocare cortocircuiti.

Il circuito integrato deve essere montato per ultimo e saldato accuratamente e rapidamente per evitare deterioramenti a causa del calore. A tale scopo i terminali del circuito integrato, durante le operazioni di saldatura, devono essere serrati in una pinza piatta al fine di dissipare la maggiore quantità di calore possibile.

La fig. 4 fornisce un esempio di disposizione dei componenti sul circuito stampato e il disegno di fig. 5 mostra la corrispondente realizzazione pratica. Gli ancoraggi visibili in fig. 4 corrispondono ai terminali d'entrata (III sulle figg. 2 e 4), d'uscita (IV) di massa (I) e dell'alimentazione (II).

Una attenzione particolare deve

essere rivolta al giusto riconoscimento della polarità dei condensatori elettrolitici (C1-C2-C3 e C4).

Prima di mettere il preamplificatore sotto tensione conviene verificare più volte il cablaggio, e il montaggio del circuito integrato.

E' necessario in seguito assicurarsi della giusta polarità dell'alimentazione e del valore della tensione

che, come si è detto, deve essere compresa fra 5 e 7 V.

Eseguiti questi controlli l'apparecchio può essere collegato come illustrato in fig. 6.

Il guadagno è regolabile con lo aiuto di R2 che inizialmente è completamente shuntato dal suo cursore.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione sinusoidale d'uscita massima: 1,5 V eff.

Banda passante:
10 ÷ 100.000 Hz ± 3 dB
20 ÷ 20.000 Hz ± 0 dB

Rapporto segnale/disturbo: 53 dB

Tensione d'alimentazione: 6 Vc.c. (5 ÷ 7 Vc.c.)

Assorbimento: 10 mA

ELENCO DEI COMPONENTI

- R1 = resistore da 10 kΩ
- R2 = potenziometro semifisso da 1 MΩ
- R3 = resistore da 2,2 kΩ
- R4 = resistore da 22 Ω
- C1 = condensatore elettrolitico da 25μF
- C2 = condensatore elettrolitico da 10μF
- C3 = condens. elettrolitico da 100μF
- C4 = condensatore elettrolitico da 10μF
- 1 - circuito integrato TAA151
- 1 - circuito stampato ed ancoraggi per C.S.

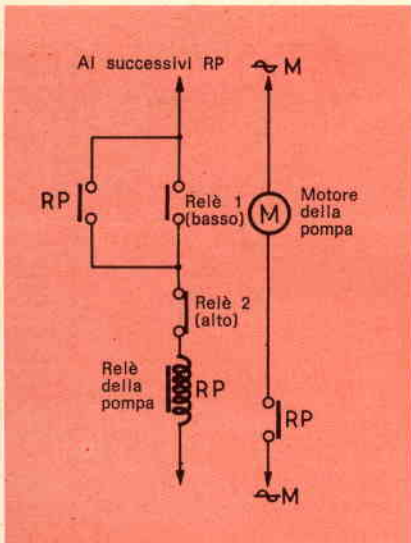


Fig. 2 - Esempio di comando di una pompa.

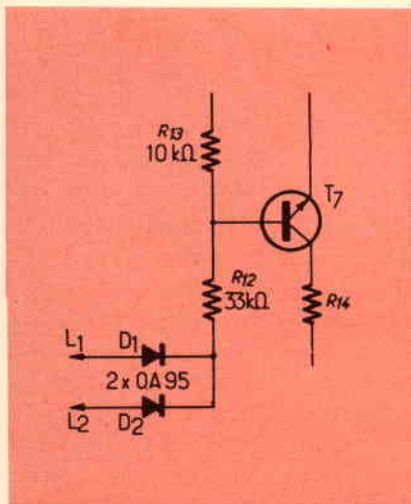


Fig. 3 - Collegamento doppio: allarme livello alto e livello basso.

poiché la sua base è polarizzata da R2, e la lampadina L2 si accende.

Quando il livello del liquido sale e raggiunge la sonda per livello alto, T3 entra in conduzione e sopprime la polarizzazione di T4 che rimane bloccato.

A questo punto L2 si spegne. La tensione di collettore passa a -6 V e polarizza la base di T5 che entra in conduzione. Il ponte di resistori R4-R5 preleva la tensione di polarizzazione di T6 che entrando in conduzione fa accendere L3.

Si ottiene così un'accensione sequenziale di tre lampadine con due sole sonde.

I resistori R8-R9 servono a ridurre l'intensità nel caso di un liquido molto conduttore.

Il valore dei componenti è stato scelto in funzione delle lampadine utilizzate, non è possibile sostituire quest'ultime con altre di voltaggio equivalente ma d'intensità differenti.

In parallelo a queste lampadine è possibile montare dei relè miniatura da 300Ω senza alterare in alcun modo il funzionamento. Così facendo si può comandare una pompa come nell'esempio di figura 2 dove, per un livello basso, R1 aziona il relè della pompa RP, che si auto-mantiene per mezzo del contatto RP1 e mette in moto la pompa con RP2. L'arresto al livello alto è ottenuto da un contatto di R2 che apre il circuito. E' evidente che sono possibili tutte le combinazioni inverse.

ELENCO DEI COMPONENTI

- R1 : resistore da $5,6 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R2 : resistore da $5,6 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R3 : resistore da $10 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R4 : resistore da $5,6 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R5 : resistore da $2,2 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R6 : resistore da $100 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R7 : resistore da $100 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R8 : potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$
- R9 : potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$
- R10 : resistore da $1 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R11 : resistore da $3,3 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R12 : resistore da $33 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R13 : resistore da $10 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R14 : resistore da $3,9 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R15 : resistore da $1 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W - 5%
- R16 : resistore da 27Ω $\frac{1}{2}$ W - 5%
- C1 : condensatore al mylar da $0,1 \mu\text{F}$ - 63 V
- C2 : condensatore al mylar da $0,1 \mu\text{F}$ - 63 V
- C3 : condensatore elettrolitico da $50 \mu\text{F}$ - 25 V
- T1 : transistor ASY27
- T2 : transistor AC126
- T3 : transistor ASY27
- T4 : transistor AC126
- T5 : transistor ASY27
- T6 : transistor AC126
- T7 : transistor BA170A
- T8 : transistor AC128
- D1 : diodo OA95
- D2 : diodo OA95
- L1 : lampadina da $6,3 \text{ V}$ - $0,1 \text{ A}$
- L2 : lampadina da $6,3 \text{ V}$ - $0,1 \text{ A}$
- L3 : lampadina da $6,3 \text{ V}$ - $0,1 \text{ A}$
- 1 : altoparlante da $3,5 \Omega$
- 2 : interruttori standard

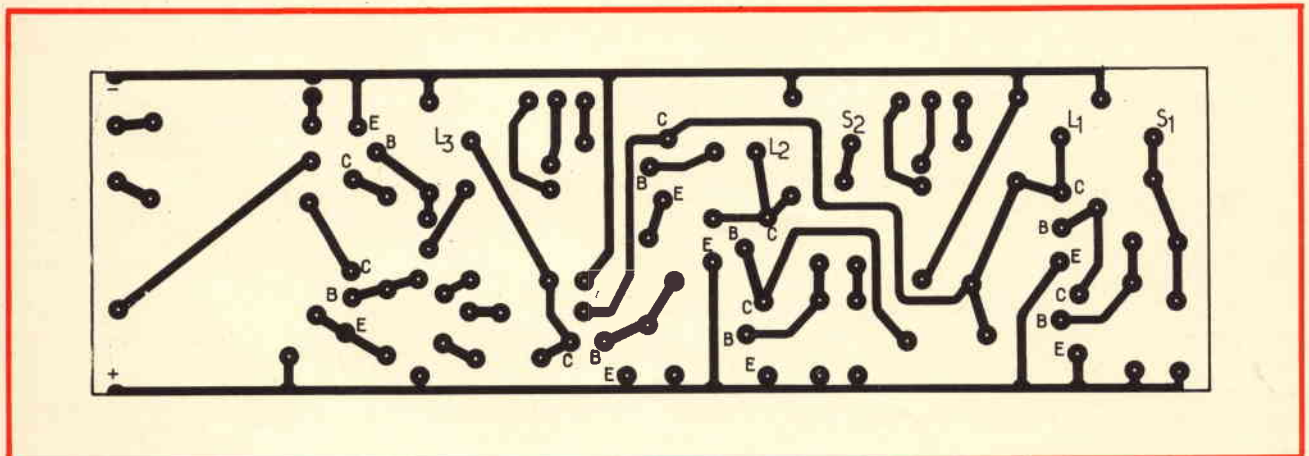


Fig. 4 - Circuito stampato visto dal lato rame.

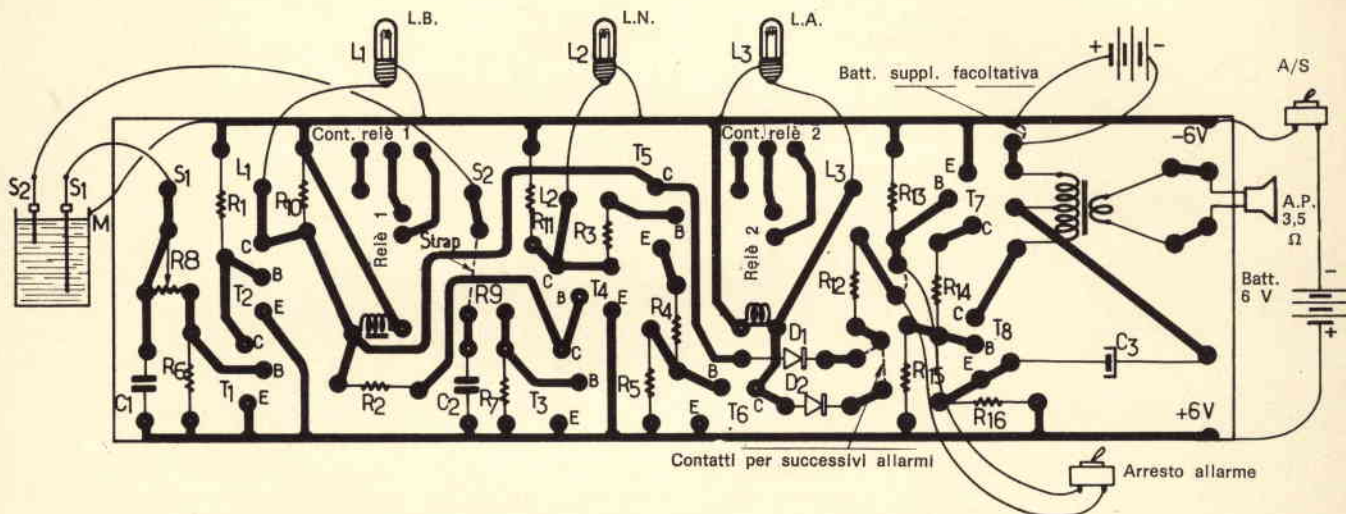


Fig. 5 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

IL CIRCUITO D'ALLARME

Il sistema d'allarme impiega un oscillatore un po' particolare ma di concezione abbastanza semplice. Un transistor NPN, T7, BC170A assicura la commutazione dell'oscillatore il cui transistor T8 è polarizzato da R14, R15. La sostituzione con componenti di altro valore dell'oscillatore fa cambiare la frequenza. Un resistore da 10 kΩ sulla base del transistor BC107 assicura la polarizzazione di T7 ad un valore conveniente. La tensione di sbloccaggio di T7, a secondo che si desidera l'allarme in livello basso o alto, è prelevata su L1 od L3 per mezzo di un resistore da 33 kΩ. Se si vuole ottenere un allarme doppio (livello alto e livello basso), il collegamento va effettuato, come mostra la figura 3, su L1 e L3, con l'aiuto di due diodi OA95.

L'intensità sonora dell'allarme può essere aumentata collegando in serie al circuito di collettore del transistor T8, un'alimentazione supplementare.

Quando l'apparecchio funziona solo come indicatore, in caso di rottura del filamento di L1 o di L2, i resistori R10 - R11 servono come carico per T2-T4.

Quando l'apparecchio funziona da indicatore e allarme per livello alto, R10 ed R11 hanno le stesse funzioni. In caso di rottura dei filamenti di L3, la tensione di collettore passa da -6 V a 0 V e spegne l'allarme.

TABELLA DELLE COMMUTAZIONI

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	L1	L2	L3
S1 ed S2 fuori liquido	0	1	0	0	0	0	1	0	0
S1 a contatto	1	0	0	1	0	0	0	1	0
S1 + S2 a contatto	1	0	1	0	1	1	0	0	1

REALIZZAZIONE PRATICA

Il cablaggio dell'insieme indicatore-allarme è realizzato su di un circuito stampato visibile in figura 4 dal lato rame ed in figura 5 dal lato componenti. Se verranno rigorosamente rispettati i valori dei componenti l'apparecchio dovrà entrare subito in funzione senza presentare alcun inconveniente.

E' possibile installare tutto ciò che riguarda la parte elettronica in un contenitore con gli indicatori e l'allarme incorporati o separati.

I fili di collegamento delle sonde devono essere abbastanza lunghi per evitare che i cavi vengano tirati in caso di necessità.

I condensatori C1 e C2 da 0,1 μF servono ad eliminare la tensione alternata indesiderabile.

Udo Toniato, autore della copertina di questo mese, è nato a Borgoforte (Mantova) nel 1930. Risiede a Guastalla.

Ha esercitato vari mestieri: dalla risaia all'edilizia a cui si è dedicato particolarmente da alcuni anni. I primi tentativi di pittura sono del 1967 e già nel 1968 è stato invitato alla Rassegna Nazionale di pittura naïf di Luzzara.

Nel 1969 ha avuto il I premio della III rassegna Nazionale Naïf di Luzzara. Medaglia d'oro del Presidente della Repubblica.

Ha partecipato alle più qualificate collettive di pittura naïve in Italia ed all'estero ed ha ottenuto vastissimi riconoscimenti.

Ha un'opera nel Museo di Pittura Naïf a Zagabria ed a Luzzara.



DUE SERRATURE ELETTRONICHE A COMBINAZIONE

a cura di A. BOLLI

Una delle più interessanti applicazioni elettroniche, che è stato possibile tradurre in pratica a partire dall'avvento dei rettificatori controllati al silicio, nella maniera più semplice, consiste nella serratura elettronica a combinazione, che può essere realizzata in numerose versioni. A titolo di esempio, traendo lo spunto da due note pubblicate da Popular Electronics, ne descriviamo in questa occasione due diversi esemplari, di cui uno funzionante con alimentazione da rete, e quindi adatto per installazioni domestiche, ed un altro funzionante invece con alimentazione a 12 V in corrente continua, che si presta quindi allo impiego su autovetture, mezzi mobili, ecc.

Le serrature a combinazione elettronica non possono essere considerate delle vere e proprie novità, in quanto si tratta di applicazioni che sono già state proposte sui mercati mondiali in numerose versioni. La maggior parte di esse — tuttavia — presentano determinate lacune, soprattutto per quanto riguarda la flessibilità delle combinazioni possibili, e l'autoprotezione contro le aperture accidentali.

Il tipo funzionante a circuiti solidi (brevettato negli Stati Uniti) che descriviamo in questa occasione, può funzionare con 10.000 differenti combinazioni e, con l'aggiunta di lievi modifiche, può arrivare ad un milione di combinazioni, o anche più.

Il circuito di principio può essere programmato in modo da far sì che esso accetti qualsiasi combina-

zione di quattro cifre, anche se si tratta di quattro cifre uguali fra loro, mentre il semplice processo di codificazione permette di variare il codice entro pochi secondi, nella eventualità che esista il sospetto che il codice sia stato rivelato a chi non deve conoscerlo.

Il circuito è autoprotetto, in quanto la combinazione non può essere impostata troppo rapidamente; inoltre, se viene impostata una combinazione errata, è necessario attendere approssimativamente 4 secondi, prima di poter compiere un secondo tentativo. Oltre a ciò, se qualcuno compisse diversi tentativi con varie combinazioni, con la speranza di individuare il codice per tentativi, ciascun tentativo implicherebbe un periodo di tempo di sei secondi, il che complica ulteriormente le difficoltà.

Qualsiasi cifra errata, anche se viene preceduta da una cifra corretta, cancella automaticamente la informazione immagazzinata; di conseguenza anche se le prime tre cifre impostate sono per caso corrette, l'impostazione della quarta cifra errata neutralizza qualsiasi tentativo.

La pressione esercitata contemporaneamente su diversi pulsanti è del pari inutile, in quanto viene registrata soltanto la cifra più bassa, con l'aggiunta che essa risulta efficace soltanto se corrisponde a quella che deve essere necessariamente impostata.

L'alimentazione del dispositivo è prevista con la tensione alternata di rete, nel valore disponibile, sebbene questo circuito, come pure quello che descriveremo più avanti, possa funzionare anche con una tensione

di 12 V, a corrente continua, fornita ad esempio da una batteria di accumulatori.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico del primo tipo di serratura che stiamo per descrivere è illustrato alle figure 1 e 2, in quanto si divide in due sezioni: la prima parte, illustrata alla figura 1, consiste nella tastiera a pulsanti, mentre l'altra è costituita dal circuito elettronico di decifrazione, propriamente detto.

Le due unità possono essere sistemate a qualsiasi distanza l'una dall'altra, a seconda delle esigenze specifiche. Oltre a ciò, è possibile ricorrere a qualsiasi tipo di allestimento, sebbene i circuiti debbano essere racchiusi in modo tale da impedire che vengano manomessi dall'esterno.

Il sistema di montaggio della tastiera dipende dal tipo particolare di applicazione. Per l'esattezza, i quattordici diodi, dieci dei quali fanno parte della tastiera (da D1 a D10), mentre gli altri quattro (da D11 a D14) fanno parte della sezione elettronica, possono essere di qualsiasi tipo, a patto che presentino una tensione inversa di rottura pari almeno a 12 V.

Le connessioni tra il circuito elettronico (terminali 1, 2, 3 e 4) e la tastiera (dal terminale 0 al terminale 9) determinano la combinazione scelta. Nel prototipo, per eseguire queste connessioni sono stati usati dei semplici raccordi provvisori con contatto a molla: questo sistema non costituisce però il circuito ideale a bassa resistenza, seb-

bene possa essere sufficiente per un impiego sperimentale. E' infatti meglio effettuare queste quattro connessioni mediante saldatura, una volta scelta la combinazione voluta, ferma restando la possibilità di modificarla quando lo si desidera.

Ove lo si desideri è invece opportuno usare quattro commutatori rotanti a dieci posizioni, ciascuno e ad una sola via, del tutto indipendenti tra loro.

In ogni modo, i diodi D11, D12, D13 e D14 devono far capo a quattro connessioni provenienti dalla matrice a tastiera. Per provvedere alla modifica di qualsiasi cifra in qualunque momento, è sufficiente spostare uno qualsiasi di questi quattro collegamenti in un'altra posizione.

Teoria di funzionamento del circuito elettronico

La tastiera illustrata alla citata figura 1 comprende in totale 10 (o più) commutatori a pulsante, del tipo che viene normalmente definito col termine di **deviatore**, in quanto ciascuno di essi consente una commutazione a due posizioni, con una sola via. Come si osserva nella figura, questi dieci commutatori risultano collegati tutti in serie tra loro. Una estremità di questa serie di commutatori deve essere collegata ad una sorgente di alimentazione in grado di fornire una tensione pari approssimativamente a 6 V, in c.c., mentre l'altra estremità deve far capo ad una tensione più elevata, tramite la capacità C8.

Quando tutti i commutatori sono in posizione «escluso», vale a dire nella posizione illustrata nello schema di figura 1, la capacità C8 si carica fino ad assumere tra le sue armature un potenziale pari alla differenza tra le due tensioni precedentemente citate.

In tali condizioni, se uno solo dei pulsanti viene premuto, spostandone il contatto mobile sulla posizione «incluso», la carica presente sulla capacità C8, viene applicata direttamente ad uno dei rettificatori controllati al silicio, e precisamente SCR2, oppure SCR3 o SCR4 o ancora SCR5, attraverso uno dei diodi compresi tra D11 e D14.

Contemporaneamente, la stessa tensione di carica di C8 viene applicata all'ingresso del circuito di temporizzazione, costituito dal rettificatore controllato al silicio SCR1 (vedi figura 2), attraverso uno dei diodi compresi tra D1 e D10.

Ogni qualvolta un pulsante viene premuto, tutti quelli relativi ad una cifra più elevata vengono automaticamente disinseriti, per cui non esercitano alcuna influenza, finché la capacità C8 non si è ricaricata.

Per meglio comprendere il funzionamento del circuito, è opportuno considerarne il comportamento nel caso più difficile, vale a dire quando tutti i numeri che costituiscono la combinazione di quattro cifre sono uguali tra loro. Scegliamo a titolo di esempio la combinazione «4444».

Tutti gli stadi del registro a quattro cifre sono collegati al terminale «4» della tastiera, che costituisce la posizione «incluso» del deviatore contrassegnato S6. Ebbene quando quest'ultimo viene premuto (per chiudere il circuito del terminale «4»), la tensione di carica presente tra le armature di C8 viene applicata direttamente agli anodi di tutti i rettificatori controllati al silicio

contrassegnati da SCR2 ad SCR5, attraverso la giunzione base-collettore del transistor Q1 (vedi figura 2), del tipo 2N697. Tuttavia, l'unico di essi che passa allo stato di conduzione è SCR2, in quanto i diversi rettificatori risultano collegati tra loro attraverso capacità di accoppiamento (da C3 a C6). In pratica, questi ultimi si comportano alla stessa stregua di connessioni a bassa impedenza presenti in parallelo ai rettificatori controllati al silicio durante il loro periodo di carica, per cui impediscono che si manifesti una sia pur minima corrente di mantenimento.

L'impulso di scarica proveniente da C8 è assai più breve dell'impulso di carica che passa attraverso i tre condensatori in serie, contrassegnati C3, C4, e C5; di conseguenza, quando alla fine questi condensatori sono riusciti a caricarsi, la tensione di eccitazione che deve essere applicata all'elettrodo «gate», proveniente da C8, ha cessato di sussistere.

Successivamente, il deviatore a pulsante S6 viene liberato, lasciando a C8 il tempo di ricaricarsi. In seguito, quando S6 viene premuto nuovamente per registrare la secon-

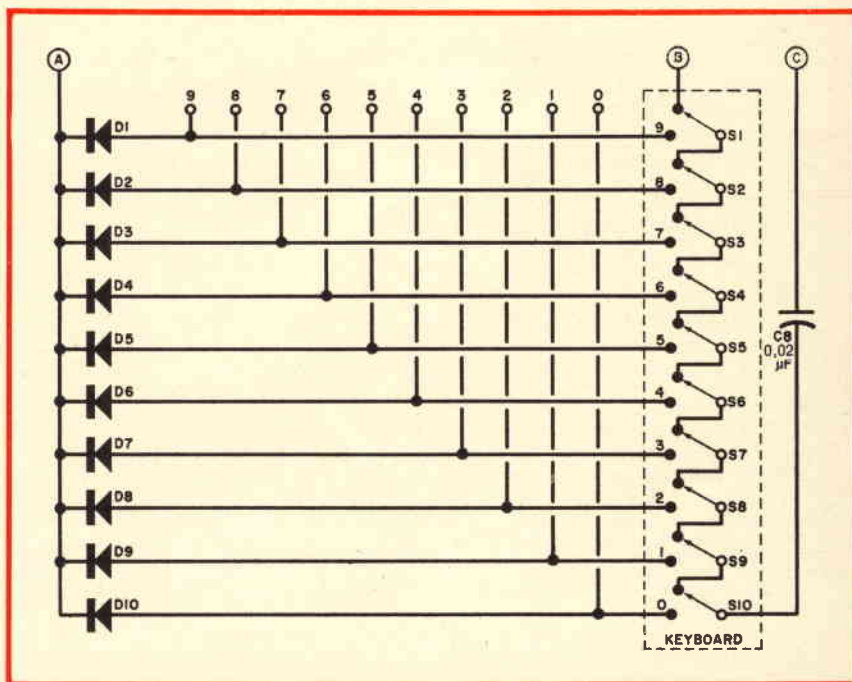


Fig. 1 - Schema elettrico della tastiera attraverso la quale si ottiene il funzionamento del primo esemplare di serratura elettronica: in questo caso, i pulsanti attraverso i quali la combinazione viene impostata sono in totale dieci, sebbene il loro numero possa essere aumentato come viene precisato nel testo.

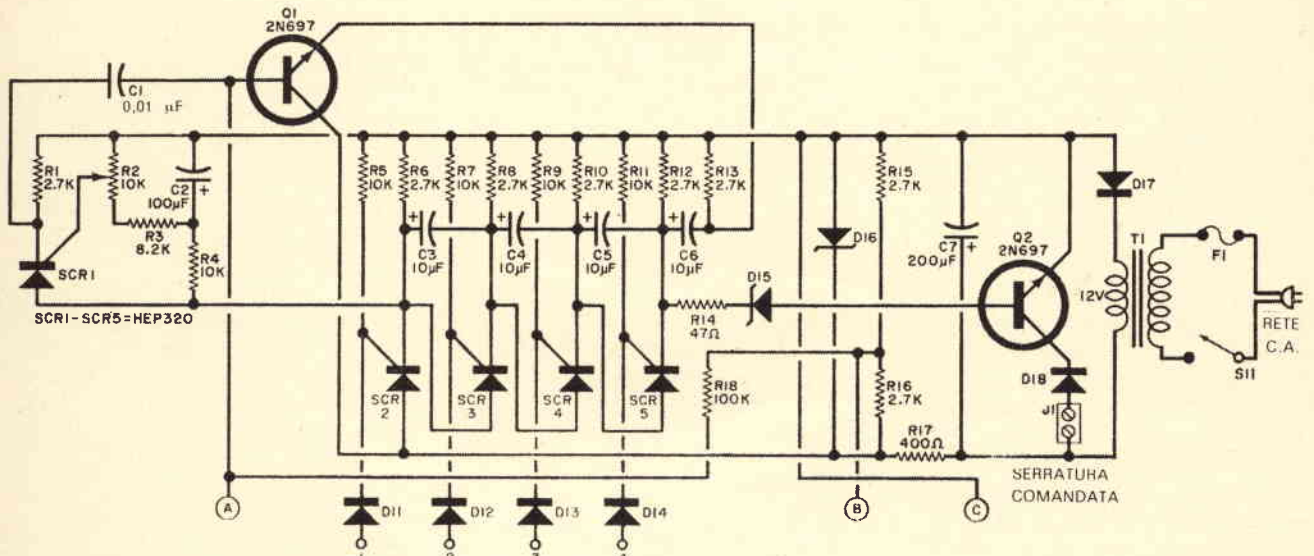


Fig. 2 - Schema elettrico della sezione elettronica del primo esemplare: i terminali 1, 2, 3 e 4 rappresentano i quattro ingressi sequenziali. Essi devono essere collegati a qualsiasi gruppo di terminali compresi tra «0» e «9» della tastiera illustrata alla figura 1. Quando i pulsanti corretti (tra S1 ed S10) vengono azionati nell'ordine esatto, lo stadio Q2 passa allo stato di conduzione. Il rettificatore al silicio contrassegnato SCR1 costituisce il generatore di temporizzazione.

ELENCO DEI COMPONENTI DEL CIRCUITO DI FIGURA 1-2

C1	= Condensatore in poliestere da 0,01 μ F
C2	= Condensatore elettrolitico da 100 μ F - 15 V
C3	= Condensatore elettrolitico da 10 μ F - 15 V
C4	= Condensatore elettrolitico da 10 μ F - 15 V
C5	= Condensatore elettrolitico da 10 μ F - 15 V
C6	= Condensatore elettrolitico da 10 μ F - 15 V
C7	= Condensatore elettrolitico da 200 μ F - 35 V
C8	= Condensatore in poliestere da 0,02 μ F
D1-D14	= Qualsiasi diodo con tensione inversa di picco 12 V
D15	= Diodo zener da 1 W, con tensione critica tra 6 e 8 V
D16	= Diodo zener da 10 W - 12 V
D17	= Rettificatore controllato al silicio da 0,5 A, con tensione inversa di picco di 35 V
D18	= Diodo al silicio da 0,5 A, con tensione inversa di picco di 200 V
F1	= Fusibile da 1 A, con supporto
J1	= Connettore a due piedini
Q1-Q2	= Transistori del tipo 2N697, oppure HEP53, o similari
R1	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R2	= Potenziometro subminiatura da 10.000 Ω
R3	= Resistenza da 8.200 Ω - 0,25 W
R4	= Potenziometro subminiatura da 10.000 Ω
R5	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R6	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R7	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R8	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R9	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R10	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R11	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R12	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R13	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R14	= Resistenza da 47 Ω - 0,5 W
R15	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R16	= Resistenza da 2.700 Ω - 0,25 W
R17	= Resistenza da 400 Ω - 5 W
R18	= Resistenza da 100.000 Ω - 0,25 W
S1-S10	= Deviatori a pulsanti ad una via, due posizioni
S11	= Interruttore a levetta ad una via, due posizioni
SCR1-SCR5	= Rettificatori controllati al silicio tipo HEP 320, o similari

— Un involucro adatto; un cavo multiplo ad otto conduttori, della lunghezza necessaria; dieci contatti a pinzetta (per prestabilire la combinazione), un cordone di rete, un solenoide, ecc.

da cifra (sempre corrispondente al numero «4»), si imposta questa seconda cifra, mentre la parte restante rimane tuttora inibita ad opera dei condensatori di accoppiamento.

Ciascun intervento successivo sul deviatore S6 determina il passaggio allo stato di conduzione di un altro stadio, fino all'istante in cui le quattro cifre sono state impostate.

Nei confronti di altre combinazioni di tipo diverso, il principio di inibizione basato sulla presenza dei condensatori di accoppiamento non viene sfruttato, sebbene il relativo tempo di carica determini il ritmo più rapido col quale le cifre della combinazione possono essere impostate.

Una volta che sia passato allo stato di conduzione, il rettificatore controllato al silicio rimane notoriamente in questo stato, a patto che sussista una minima corrente di mantenimento. Ciò premesso, quando lo stadio di cancellazione Q1 entra in conduzione, viene applicato un impulso di tensione alla combinazione in serie dei condensatori C3, C4, C5 e C6, per cui i rettificatori controllati al silicio SCR1, 2, 3, 4 e 5 passano allo stato di interdizione. Questo è ciò che accade quando qualsiasi pulsante viene premuto.

Tuttavia, quando viene premuto il pulsante corretto, lo stadio Q1 viene messo in stato di non condu-

zione, a causa della carica di uno dei condensatori attraverso il rettificatore controllato al silicio. Di conseguenza, i numeri «buoni» non provocano la cancellazione, mentre qualsiasi numero «falso» cancella tutto ciò che è stato impostato in precedenza. Inoltre, se si usano soltanto quattro numeri, e viene scelto un quinto numero, la combinazione impostata viene cancellata automaticamente.

Il circuito di temporizzazione, costituito da SCR1 e dai relativi componenti, funziona sul principio della costante di tempo, la cui entità dipende dai valori di R4 e di C2. Non appena viene impostata la prima cifra corretta (quando cioè il rettificatore SCR2 entra in conduzione), una tensione positiva viene applicata all'anodo di SCR1 e ad R4. A causa di ciò, la capacità C2 si carica, per cui, quando la tensione presente nel punto di unione tra R4 e C2 raggiunge il valore corretto, il rettificatore SCR1 entra in conduzione.

Il periodo di temporizzazione può essere regolato tramite il potenziometro R2, mediante il quale il suddetto periodo può variare tra un minimo di 5 ed un massimo di 15 secondi, dopo l'inizio della conduzione attraverso SCR2. La capacità C6 e la resistenza R13 costituiscono un prolungamento della catena di temporizzazione, avente il compito di permettere il funzionamento appropriato dello stadio di cancellazione.

Lo stadio che pilota il solenoide, ossia il relè che determina il funzionamento automatico della serratura elettronica, collegato in serie al circuito di collettore attraverso il diodo D18, non è altro che un semplice commutatore a transistor che viene portato allo stato di conduzione ad opera dello stadio finale del registro, SCR5. Il diodo zener D15 impedisce che i brevi impulsi provocati dal passaggio allo stato di conduzione degli stadi precedenti determinino il passaggio della corrente attraverso Q2.

Il diodo D18 — infine — impedisce che il transistor finale (Q2) subisca danni a causa dell'eventuale presenza di ritorni di tensione provenienti da un carico induttivo.

CONSIDERAZIONI PRATICHE

Se le esigenze di alimentazione del relè che fa funzionare la serratura automatica superano la tensione di 24 V e di 300 mA, è necessario usare un relè di potenza come dispositivo di inserimento.

Nell'eventualità che si desideri usare questo tipo di serratura elettronica con alimentazione a 12 V in corrente continua (per un'auto-vettura, una barca, ecc.) è sufficiente eliminare il trasformatore di alimentazione T1 ed il diodo D17, e ridurre il valore di R16 approssimativamente a 25 Ω . Oltre a ciò, occorre staccare il collegamento proveniente dall'alimentazione a 12 V, facente capo al dispositivo da proteggere, ed aggiungere il circuito illustrato alla **figura 3**.

Quando l'interruttore del dispositivo usato normalmente viene chiuso, l'unica parte dell'apparecchiatura che viene messa in funzione è il circuito elettronico della serratura. Per far funzionare il relè che chiude la porta è infatti necessario impostare la combinazione corretta. Quest'ultima, a sua volta, applica la tensione di 12 V al dispositivo da proteggere.

In un impianto di accensione, ad esempio, occorre sostituire il commutatore di accensione all'interruttore principale, facendo in modo che il relè applichi la tensione della batteria alla bobina dello spintore.

In tal caso, assicurarsi però che il relè venga collegato nel modo corretto, poiché — in caso contrario — esso si riapre nel volgere di pochissimi secondi.

AUMENTO DEL NUMERO DELLE COMBINAZIONI

Per aumentare il numero delle combinazioni possibili, è sufficiente aumentare il numero dei pulsanti facenti parte della tastiera, oppure il numero delle cifre che costituiscono la combinazione stessa. Quest'ultimo metodo è più efficiente, in quanto implica una maggiore complessità della combinazione.

Se il numero degli stadi del registro è «n», ed il numero dei pulsanti è invece «p», il numero to-

tales delle combinazioni possibili ammonta a «pⁿ».

Da quanto sopra si può intuire che il numero delle combinazioni è esattamente «pⁿ - 1», sebbene la combinazione «0000» risulti accettabile.

Disponendo di dieci deviatori a pulsante e di quattro stadi per il registro, il numero delle combinazioni possibili ammonta perciò a 10⁴, ossia a 10.000.

Con l'aggiunta di un altro stadio di registro, il numero delle combinazioni sale a 100.000, e così via. Per contro, se vengono aggiunti soltanto altri due pulsanti, le combinazioni possibili ammontano a 20.736.

Una possibilità assai interessante consiste nell'impiego di un totale di ventisei pulsanti, contrassegnati con lettere dell'alfabeto anziché con numeri, da A a Z. In tali circostanze, il numero delle combinazioni è pari a 456.976, per cui è possibile usare qualsiasi parola costituita da quattro lettere, per la apertura elettronica della serratura. Considerando che occorrono sei secondi per ogni tentativo, occorrerebbero perciò 761 ore ininterrotte di lavoro, per tentare tutte le combinazioni possibili, in modo da consentire l'apertura della serratura da parte di una persona non autorizzata.

Altri stadi di registro identici a quelli contrassegnati SCR3 ed SCR4 possono del pari essere ag-

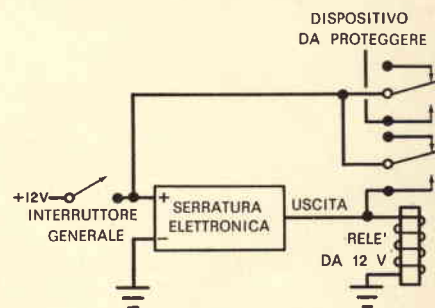


Fig. 3 - Circuito supplementare, di cui è consigliabile l'impiego con un carico che necessiti di una potenza maggiore del normale. L'interruttore generale, quando viene chiuso, mette sotto tensione il circuito della serratura elettronica, la cui uscita comanda un relè di potenza limitata. Quest'ultimo — a sua volta — determina il funzionamento indiretto del dispositivo protetto dall'impianto elettronico.

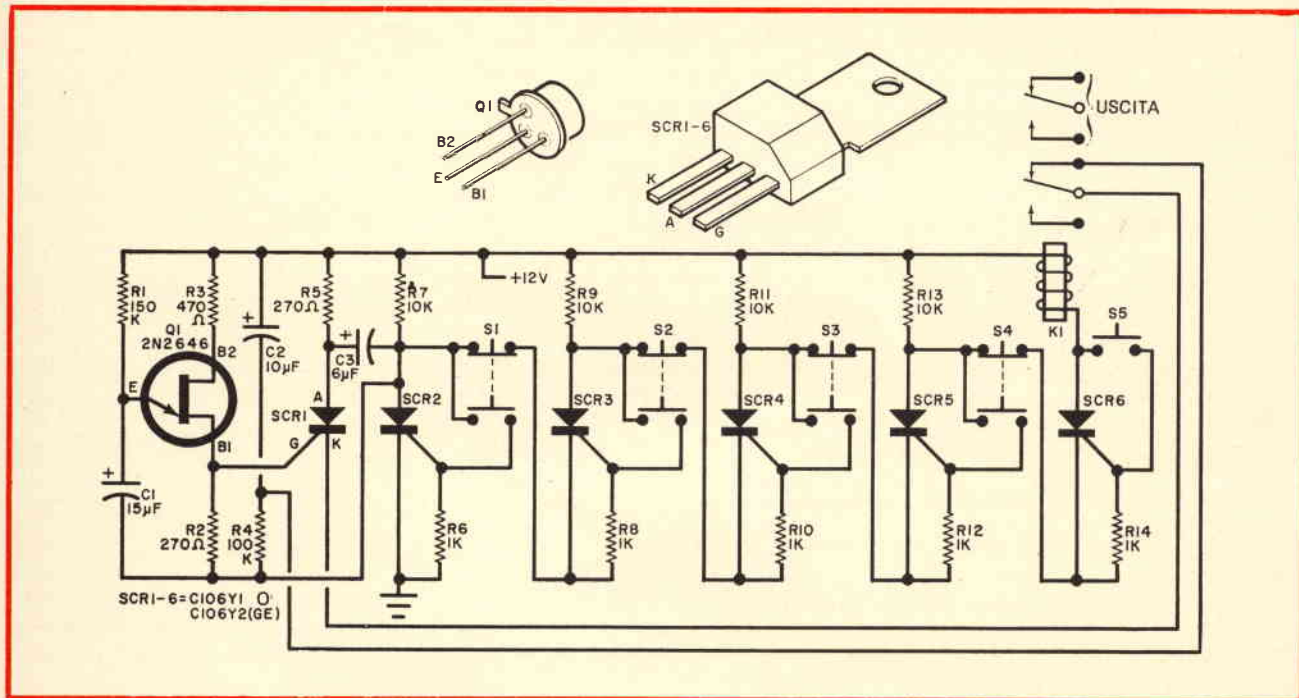


Fig. 4 - Schema elettrico del secondo esemplare di serratura elettronica; i pulsanti presenti nel circuito in serie devono essere azionati nella sequenza corretta, prima che il periodo di temporizzazione stabilito dallo stadio Q1 a giunzione singola abbia avuto termine. Al di sopra dello schema i due disegni rappresentano la struttura reale del transistor Q1 e dei sei rettificatori al silicio, precisandone le connessioni facenti capo ai terminali.

giunti assai facilmente. Nel caso specifico del circuito illustrato alla figura 2, esso può però accogliere soltanto altri due stadi supplementari di registro, senza modificare il circuito.

DESCRIZIONE DEL MODELLO FUNZIONANTE IN C.C.

Potendo disporre di una serratura funzionante a combinazione elettronica, si evita ovviamente il ri-

schio di perdere la chiave, oppure di bloccare la serratura dall'interno a patto, beninteso, che si rammenti sempre con certezza la combinazione dei cinque numeri necessari per il funzionamento di questo esemplare.

Ciò che è più interessante in questa versione consiste nel fatto che il dispositivo necessita per il funzionamento soltanto di una sorgente di alimentazione di 12 V in corrente continua, per cui si presta all'installazione su di una vettura, su di un motoscafo, o qualsiasi altro mezzo mobile, senza implicare modifiche meccaniche di entità rilevante. Il circuito è inoltre insolitamente semplice, e ricorre anche in questo caso all'impiego di rettificatori controllati al silicio, che consentono un funzionamento sicuro e duraturo.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico è illustrato alla figura 4, nella quale si nota che esso impiega soltanto cinque commutatori a pulsante, per ottenere un totale di 120 combinazioni. Tuttavia, anche in questo caso è possibile apportare modifiche al

ELENCO DEI COMPONENTI DEL CIRCUITO DI FIGURA 4

C1	= Condensatore elettrolitico da 15 μ F - 25 V
C2	= Condensatore elettrolitico da 10 μ F - 25 V
C3	= Condensatore elettrolitico da 6 μ F - 25 V
K1	= Relè da 12 V, con due contatti di scambio
Q1	= Transistore a giunzione singola tipo 2N2646, oppure HEP310
R1	= Resistenza da 150.000 Ω - 0,25 W
R2	= Resistenza da 270 Ω - 0,25 W
R3	= Resistenza da 470 Ω - 0,25 W
R4	= Resistenza da 100.000 Ω - 0,25 W
R5	= Resistenza da 270 Ω - 0,25 W
R6	= Resistenza da 1.000 Ω - 0,25 W
R7	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R8	= Resistenza da 1.000 Ω - 0,25 W
R9	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R10	= Resistenza da 1.000 Ω - 0,25 W
R11	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R12	= Resistenza da 1.000 Ω - 0,25 W
R13	= Resistenza da 10.000 Ω - 0,25 W
R14	= Resistenza da 1.000 Ω - 0,25 W
S1-S5	= Interruttori a pulsanti ad una via, due posizioni
SCR1-SCR6	= Rettificatori controllati al silicio, tipo GEC106 Y2, oppure C106 Y1, o ancora di produzione Motorola, tipo HEP 320

— Un cavo multiplo a 14 conduttori, di lunghezza adatta per l'installazione alla distanza voluta della piastra dei commutatori; una basetta a circuiti stampati, e, se necessario, un relè di potenza

circuito in modo da aumentare il numero delle combinazioni, che possono diventare 720 impiegando sei pulsanti, 5.400 impiegando sette pulsanti e così via.

La combinazione può essere variata facilmente e rapidamente, nell'eventualità che si sospetti che qualche estraneo ne sia entrato in possesso. Oltre a ciò, anche questo dispositivo risulta ritardato in modo tale che, anche se la prima cifra impostata è corretta, la parte restante della composizione può essere scelta entro un minimo di tre secondi (con intervallo regolabile); altrimenti occorre iniziare di nuovo l'impostazione della combinazione.

Teoria di funzionamento del circuito

Il circuito della serratura elettronica a combinazione che costituisce questo secondo esempio comporta sostanzialmente cinque rettificatori controllati al silicio collegati in serie tra loro, nella quale serie l'ultimo rettificatore della catena controlla il funzionamento di un relè. La catena — inoltre — viene a sua volta controllata da un circuito di temporizzazione impiegante un transistor a giunzione singola, e da un segnale di «reazione» proveniente dal relè stesso.

Quando il commutatore S1 viene azionato, la sua sezione normalmente aperta determina il passaggio del rettificatore SCR2 allo stato di conduzione, per cui avviene l'agganciamento.

Mentre SCR2 conduce, ai capi di R7 si presenta un potenziale di circa 12 V, per cui il punto di unione tra R7, C3 ed SCR2 risulta polarizzato con un potenziale negativo.

Questa tensione viene applicata al circuito di temporizzazione, e carica C2 attraverso R4, e C3 attraverso R5.

La capacità C1 inizia del pari a ricevere una corrente di carica attraverso R1, e — quando questa carica raggiunge un valore sufficiente — lo stadio Q1 inizia a condurre corrente, producendo la presenza di un impulso variante in senso positivo ai capi di R2.

Se il relè è diseccitato, i suoi contatti normalmente chiusi risultano

in serie al rettificatore controllato al silicio SCR1. Di conseguenza, lo impulso positivo proveniente dallo stadio Q1 fa sì che SCR1 passi allo stato di conduzione.

La resistenza di R4 è di valore troppo elevato per consentire il passaggio di una corrente di intensità sufficiente attraverso SCR1, per consentire l'agganciamento. Tuttavia, una corrente di intensità sufficiente viene fornita ad opera della carica di C2, per mantenere l'agganciamento finché C2 si scarica.

Mentre il condensatore C2 si scarica, si sviluppa una tensione ai capi di R5, che si somma alla tensione già presente tra gli elettrodi di C3. A causa di ciò, l'anodo del rettificatore controllato al silicio contrassegnato SCR2 viene a trovarsi al medesimo potenziale al catodo,

per cui passa allo stato di interdizione. Dal momento che SCR2 è il primo rettificatore controllato al silicio facente parte della catena, e dal momento che in esso cessa la conduzione, l'intera catena cessa di condurre corrente.

Quando i diversi commutatori vengono azionati prima che il circuito di Q1 svolga il suo ciclo completo, il relè della serratura elettronica si eccita. A causa di ciò viene contemporaneamente applicata la tensione di alimentazione al circuito esterno, e si apre il circuito catodico di SCR1.

Di conseguenza, finché il relè risulta eccitato, il rettificatore SCR1 non può interrompere il passaggio della corrente attraverso la catena, anche se lo stadio Q1 continua a produrre impulsi.

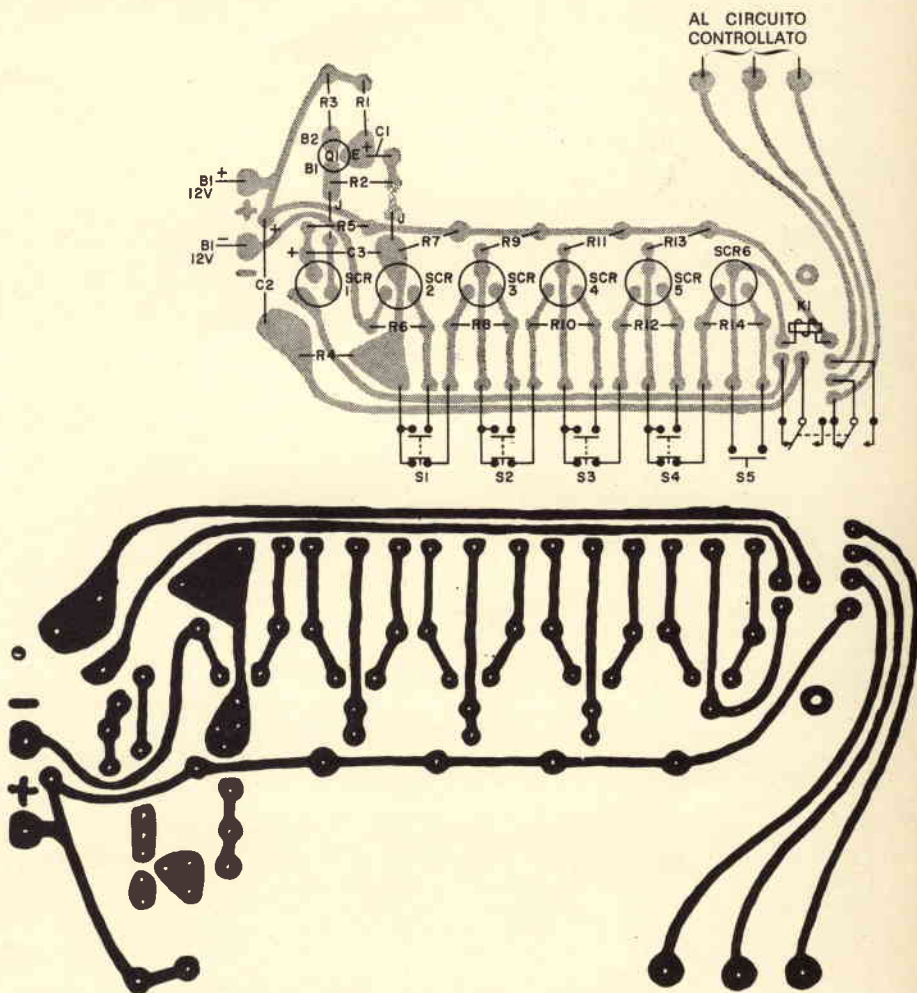


Fig. 5 - In alto, è riprodotta la basetta a circuiti stampati vista per trasparenza, per facilitare l'identificazione della posizione dei vari componenti. In basso è invece riprodotto il circuito stampato propriamente detto. Volendo, la medesima disposizione può essere sfruttata anche per eseguire il montaggio col metodo convenzionale, mediante i conduttori flessibili isolati.

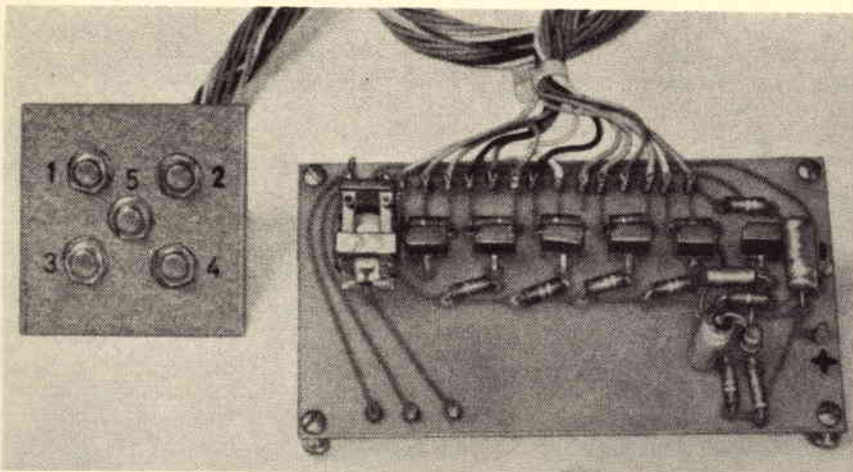


Fig. 6 - Fotografia del dispositivo di cui alle figure 4 e 5 a montaggio ultimato. In particolare, si noti a sinistra la disposizione dei cinque pulsanti, su di una basetta che viene collegata al circuito principale mediante un cavo multiplo.

Per ristabilire l'allarme, basta far funzionare qualsiasi interruttore ad eccezione di S5. Ad esempio, se S3 viene azionato, il circuito in serie si interrompe, ed i rettificatori SCR5 ed SCR6 passano allo stato di interdizione, diseccitando il relè K1. A causa di ciò SCR1 può funzionare in corrispondenza dell'impulso successivo proveniente dal transistor ad azione singola.

CRITERI REALIZZATIVI

L'intero circuito può essere montato su di una basetta a circuiti stampati, la cui struttura è illustrata nel disegno di figura 5. Nella parte superiore di questa figura è riprodotto il circuito stampato visto per trasparenza, e sono rappresentate le posizioni dei diversi componenti: la parte inferiore può invece essere utilizzata direttamente per riprodurre il circuito stampato nel modo convenzionale con il sistema fotografico, oppure può essere sfrut-

tata per allestire la basetta effettuando le connessioni mediante conduttori flessibili isolati, a seconda delle preferenze del Lettore.

Agli effetti della realizzazione, è opportuno installare i semiconduttori con molta cura, ed osservare attentamente la polarità dei condensatori elettrolitici. Si rammenti di usare sempre un dispositivo per la dissipazione del calore durante la saldatura dei terminali di tutti i semiconduttori, servendosi possibilmente di un saldatore di minima potenza (massimo 35 W).

Nel prototipo, il circuito stampato e la piastra di commutazione (tastiera) sono stati realizzati in due unità separate, collegate tra loro mediante un cavo di collegamento multiplo.

Con questo accorgimento, risulta assai più facile nascondere la parte elettronica, lasciando in vista soltanto i pulsanti attraverso i quali si provoca l'apertura della serratura.

I suddetti pulsanti possono essere disposti in qualsiasi ordine, a patto che l'utente sappia distinguerli l'uno dall'altro. Anche in questo caso, la combinazione può essere variata a piacere, semplicemente cambiando la disposizione dei commutatori.

Nell'esempio illustrato, la combinazione necessaria per la apertura è costituita dalla sequenza dei numeri 1 - 4 - 3 - 2 - 5.

Se si desidera diminuire il periodo di tre secondi per effettuare la impostazione della combinazione di apertura, è sufficiente ridurre il valore di R1 oppure quello di C1. Per contro, per aumentare il suddetto periodo, è del pari sufficiente aumentare il valore di uno dei due componenti citati.

Il relè usato può essere qualsiasi tipo funzionante con una tensione di eccitazione di 12 V, a patto che esso funzioni con una corrente di eccitazione di entità esigua. Se i contatti esistenti non sopportano una corrente di intensità corrispondente alle esigenze, conviene ricorrere all'impiego di un relè esterno, che venga eccitato attraverso i contatti del relè facente parte della basetta a circuiti stampati.

Come già si è detto, questo secondo esemplare di serratura elettronica è stato progettato per il funzionamento con una batteria di accumulatori da 12 V. Tuttavia, se si desidera ottenere il funzionamento dello stesso circuito con la tensione di rete, è sufficiente sostituire alla batteria un normale rettificatore, costituito da un trasformatore, da un rettificatore e da una cellula di filtraggio, avente caratteristiche adatte alla tensione di rete disponibile.

E

IN EDICOLA

IL NUMERO SPECIALE

DI SPERIMENTARE "1000 IDEE

REGALO 1973"

SISTEMA DI CONTROLLO DELLA TEMPERATURA DA 18 ÷ 23°C

a cura di W.B. ROSINK

Si descrive un sistema di controllo della temperatura: $\pm 1^\circ\text{C}$ da 18°C a 23°C .

La potenza termica irradiata dagli elementi riscaldanti è regolata da triac a loro volta comandati, dal circuito di regolazione descritto in questo articolo.

Il sistema di controllo della temperatura descritto in questo articolo è semplice e nello stesso tempo molto accurato. Il campo delle temperature controllate va da 18°C a 23°C , con una precisione di $\pm 1^\circ\text{C}$. Il sistema funziona egregiamente anche in presenza di fluttuazioni della tensione di rete fino al $\pm 30\%$, quali appunto sono da aspettarsi in una linea di distribuzione dell'energia sovraccaricata. La potenza elettrica controllata è 12,5 kW ma può essere anche il doppio senza necessità di apportare modifiche ai circuiti di controllo e di comando dei triac.

I dispositivi di controllo della potenza impiegati sono triac da 50 A, tipo BTW34; il sistema di controllo impiegato è il cosiddetto «time-proportional» dato che è quello che presenta queste interessanti caratteristiche:

- non produce interferenze radio,
- consente di avere un fattore di potenza non inferiore al $\cos \varphi$ del carico,
- fa lavorare il triac con un di/dt (turn-on) moderato,
- combina la semplicità del sistema di controllo on/off con

la accuratezza del sistema «time-proportional».

Questo sistema di controllo della temperatura è stato realizzato con moduli della serie 61, e di conseguenza possiede un'ottima sicurezza di funzionamento riducendo nello stesso tempo il costo del progetto e dell'assieme del sistema stesso.

IL CIRCUITO PER IL CONTROLLO DELLA TEMPERATURA

Questo circuito, riportato in figura 1, lavora nella seguente maniera:

Le variazioni della temperatura da controllare sono trasformate in corrispondenti variazioni di tensione dal resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) inserito in un circuito a ponte formato dai resistori R1...R12. L'uscita del ponte è circa $30 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Per avere la massima stabilità di funzionamento del ponte si è provveduto ad alimentarlo con una tensione stabilizzata e nello stesso tempo si è provveduto a montare nel ponte medesimo, resistori a basso valore di tolleranza ed ad alta stabilità; queste caratteristiche si sono potute ottenere impiegando resistori a film metallico con tolleranza del 2%.

L'amplificatore di errore U1 (DOA61) guadagna 500 volte e di conseguenza è in grado di dare una uscita di $15 \text{ V}/^\circ\text{C}$. Una variazione da -7 V a $+8 \text{ V}$ di questo amplificatore, corrispondente ad una variazione di temperatura di 1°C , sa-

rà in grado di far variare la potenza del carico da zero al massimo; in questo caso, il carico è costituito da un riscaldatore. Se dovessero verificarsi fenomeni di instabilità di controllo, bisognerebbe aumentare il valore del resistore R16 il quale, come è noto, tende a ridurre il guadagno ad anello aperto dell'amplificatore.

Il generatore della base dei tempi U4 (UPA61) produce una tensione a dente di sega che serve come **base dei tempi** del sistema di controllo (forma d'onda A in fig. 2). Ogni qualvolta la tensione ai capi del condensatore C1 raggiunge il livello-soglia di commutazione del circuito trigger di Schmitt ST2, il condensatore viene rapidamente scaricato attraverso R18D2. Il periodo di ripetizione della base dei tempi (t_0) è proporzionale alla costante di tempo C1R13 la quale, per i valori indicati nel circuito, al valore di 1 s.

Il modulo U2 (UPA61) stabilisce il ciclo di lavoro dei triac e di conseguenza la potenza media applicata al carico. Nella forma d'onda B, V1 e V2 sono livelli-soglia di commutazione rispettivamente **on** e **off** del trigger di Schmitt ST1 contenuto del modulo U2. Le forme d'onda C e D sono quelle presenti all'uscita di ST1 e di A1. Quando, per esempio, la temperatura tende a diminuire, l'uscita dell'amplificatore di errore U1 tende ad aumentare, e di conseguenza, la forma di onda B tende a slittare in alto; ciò produce a sua volta l'applicazione nel carico (riscaldatore) di un valore medio di potenza più elevato

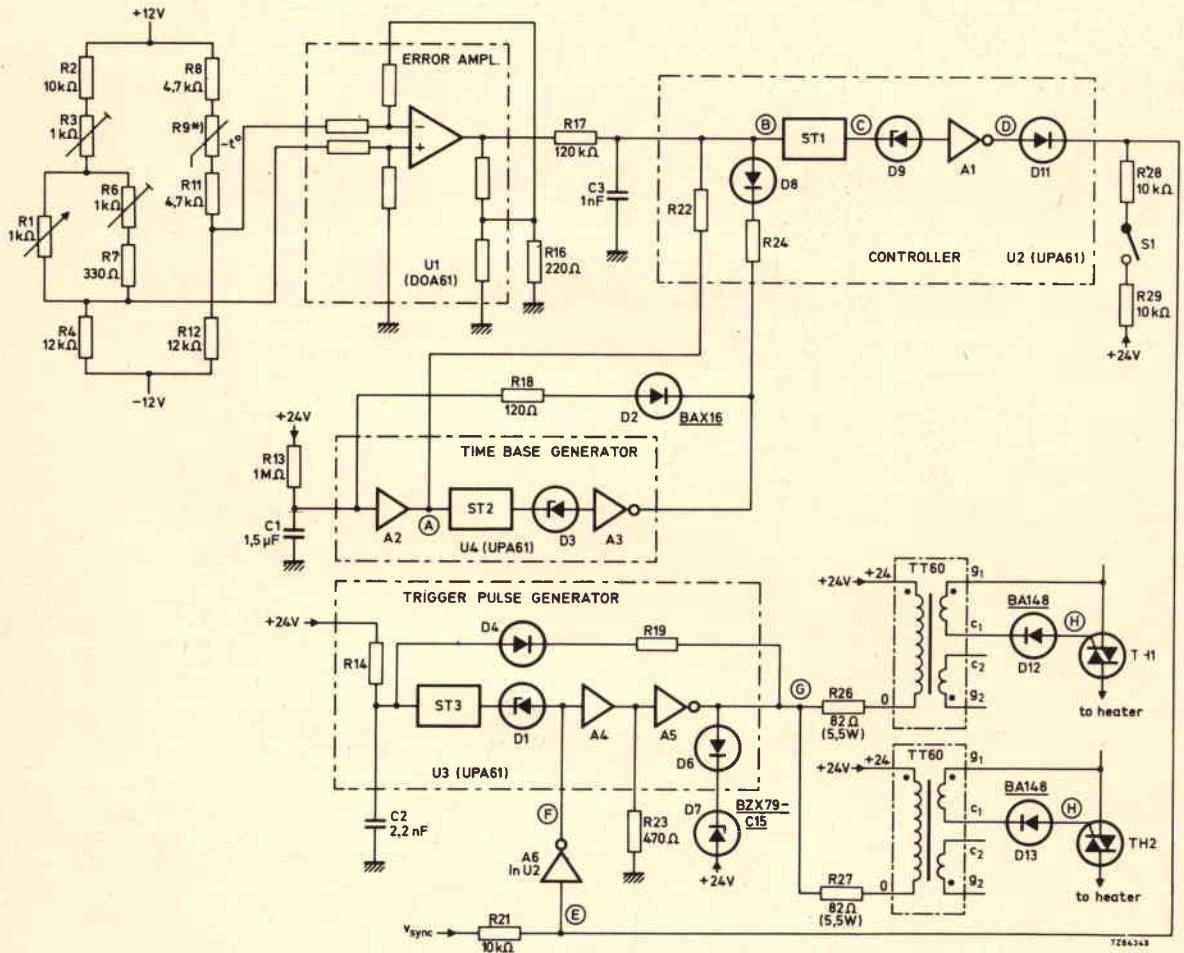
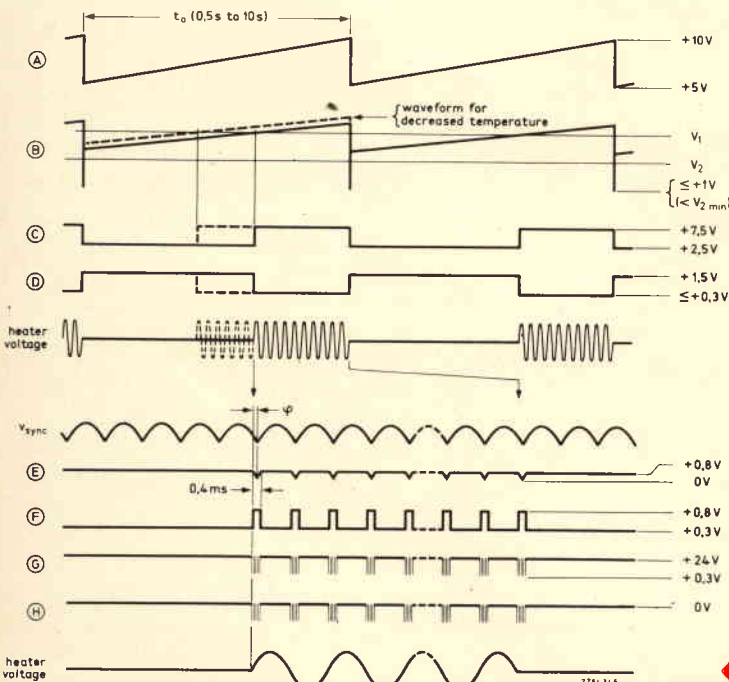


Fig. 1 - Schema del sistema di controllo «time-proportional» della temperatura. La temperatura è «avvertita» da R9 (NTC) e regolata mediante R1. Possono essere regolati fino a quattro triac, e di conseguenza, la potenza controllata può raggiungere il massimo di 25 kW. Le forme d'onda nei punti caratteristici del circuito sono riportate in fig. 2. TH1 TH2 = BTW34-800RM (Philips). ST1 ST2 ST3 = Circuiti trigger di Schmitt - D1 D3 D9 = diodi spostatori di livello.



che tende a compensare l'abbassamento di temperatura (porzioni tratteggiate delle forme d'onde B, C, D, e della tensione nel riscaldatore). Al termine di ciascun periodo della base dei tempi (dente di sega), il livello di ingresso del modulo U2 viene spinto tramite D7 R24 su un valore più basso del minimo livello-soglia di commutazione off di ST1 (vedi forma d'onda B); in questa maniera è possibile ottenere un controllo graduale del-

Fig. 2 - Forme d'onda caratteristiche presenti nei punti principali del circuito del sistema di controllo descritto. Le forme d'onda da E ad H e, più in basso, la forma d'onda della tensione presente ai capi del riscaldatore del sistema, per motivi di chiarezza, sono state disegnate con una scala dei tempi maggiorata. t_0 = periodo di ripetizione del sistema di controllo «time-proportional». V_1 = livello-soglia di commutazione on del modulo di controllo U2. V_2 = livello-soglia di commutazione off del modulo di controllo U2.

la potenza riscaldante tra zero e il massimo carico.

Il modulo generatore degli impulsi di innesco dei triac U3 (UPA 61) ha un funzionamento pressoché identico al modulo U4, generatore del segnale della base dei tempi del sistema; l'unica differenza sta nella frequenza di lavoro che in questo caso è molto elevata a causa del più basso valore della costante di tempo R14 C2. L'amplificatore A4 aumenta il guadagno di corrente in maniera da rendere possibile all'uscita dell'amplificatore A5 il collegamento in parallelo di un massimo di quattro trasformatori di impulsi TT60 o TT61. Gli impulsi di innesco dei triac della durata di 10 μ s alla frequenza di ripetizione di 40 kHz, vengono prodotti soltanto nel caso in cui l'ingresso dell'amplificatore A4 non sia posto in corto circuito dell'amplificatore A6.

L'amplificatore inibitore A6 incluso nel modulo U2 è comandato sia dalla tensione V_{sync} , sia dall'uscita dell'amplificatore A1, contenuto nel modulo U2. Quando l'uscita di A1 è BASSA, A6 non riceve nessun comando di ingresso negli istanti in cui la tensione di rete passa per lo zero (forma d'onda E di fig. 2).

Siccome A6 risulta bloccato solo per brevi intervalli (forma d'onda F), potranno essere generati soltanto brevi treni di impulsi di innesco dei triac (della durata di circa 0,4 ms); ciò è indicato nelle forme d'onda G e H di fig. 2. Il ritardo di fase ϕ della tensione di sincronizzazione V_{sync} viene scelto in maniera che la salva di impulsi inizi in coincidenza dei passaggi per lo zero della tensione di rete con il risultato di ottenere il cosiddetto innesco sincrono dei triac. Il diodo D11 impedisce che il comando di base per A6 tramite R21 venga posto in cortocircuito durante il tempo in cui l'uscita di A1 è BASSA. La chiusura dell'interruttore S1 (figura 1) fornisce un pilotaggio continuo di base per A6, e di conseguenza, blocca la produzione degli impulsi di innesco del triac con il risultato finale che viene interrotto il circuito di alimentazione dei riscaldatori (heaters).

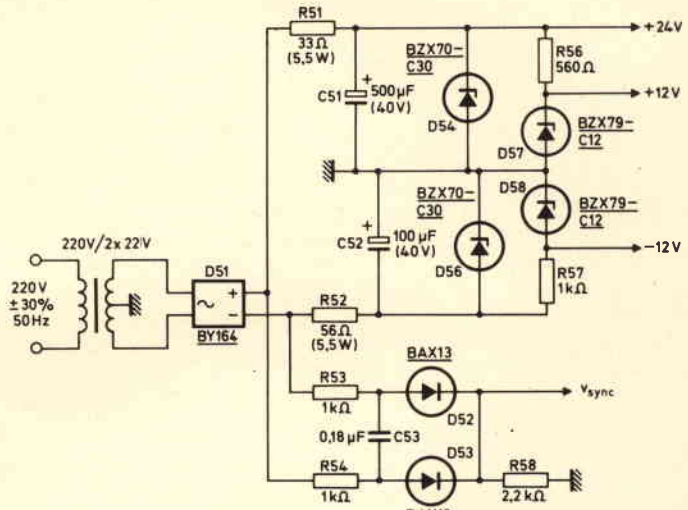


Fig. 3 - Alimentatore di corrente continua e circuito di sincronizzazione.

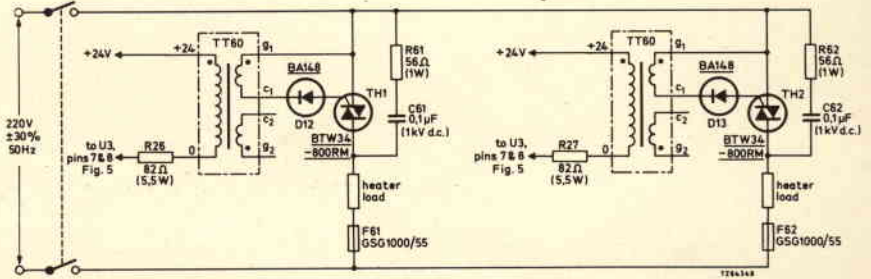


Fig. 4 - Circuito di potenza del sistema di controllo della temperatura descritta (ogni BTW34 è in grado di regolare 6,25 kW).

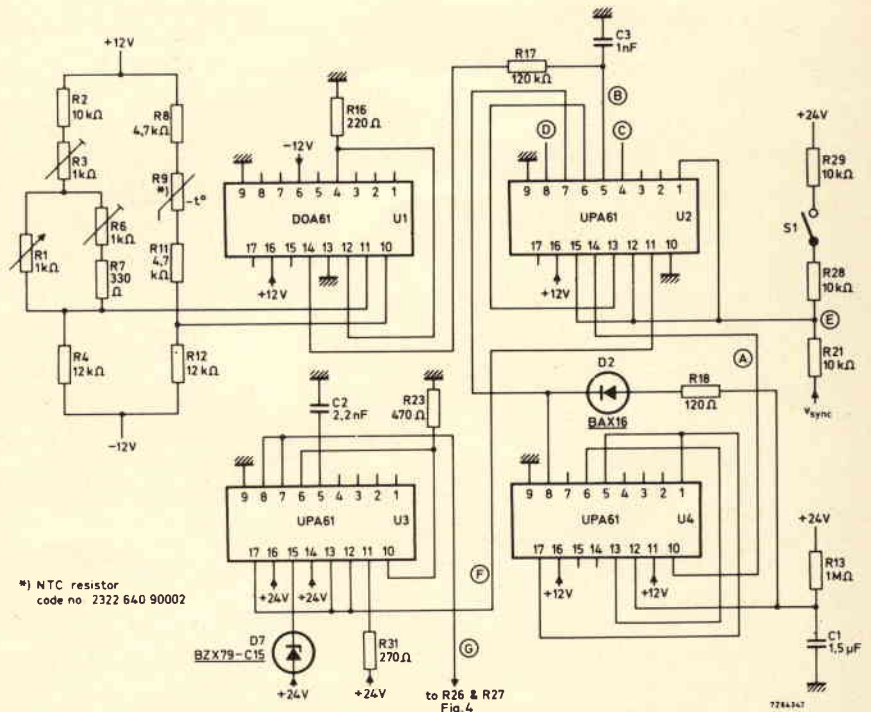


Fig. 5 - Assiemaggio dei vari moduli con cui è realizzato il sistema di controllo della temperatura. Le lettere riportate dentro i circolotti si riferiscono alle forme d'onda riportate in fig. 3.

ALIMENTAZIONE IN CONTINUA E CIRCUITO PER LA PRODUZIONE DEL SEGNALE DI SINCRONISMO

Questi circuiti sono riportati in fig. 3. I diodi D54 D56 sono limitatori di tensione e tendono a comprimere la tensione di alimentazione da +24 V a 30 V tutte le volte che la tensione alternata di ingresso si porta al 30% al disopra del valore nominale. Il circuito della sincronizzazione è costituito dalla rete ritardatrice di fase R53 C53 R54 e dal raddrizzatore ad onda piena D52 D53.

IL CIRCUITO DI POTENZA

Questo circuito è riportato in fig. 4. Montati su un dissipatore modulare da 11 cm, i due triac BTW34 sono in grado di controllare due $2 \times 6,25 = 12,5$ kW tenen-

do anche conto di una massima temperatura d'ambiente di 35°C e di fluttuazioni della tensione di ingresso nella misura $\pm 30\%$. Siccome, come già accennato, con questo circuito di controllo della temperatura è possibile comandare fino a quattro triac, la potenza complessiva controllabile diventa 26 kW. Per proteggere i triac consigliamo di impiegare fusibili rapidi F61 e F62 tipo GSG1000/55.

MESSA A PUNTO

In fig. 5 è riportato il cablaggio del circuito di controllo. Le regolazioni per la sua messa a punto sono le seguenti: 1) Regolare R1, R3 e R6 per il loro massimo valore di resistenza. 2) Si esponga il trasduttore della temperatura R9 (NTC) a 23°C e si regoli R3 in maniera di avere uscita zero sul piedino 14 dell'amplificatore di errore U1.

3) Portare il potenziometro per la

messa a punto della temperatura R1 sul suo massimo valore di resistenza.

4) Si esponga il trasduttore della temperatura R9 (NTC) a 18° e si regoli R6 in maniera di avere una uscita zero sul piedino 14 dell'amplificatore di errore U1.

5) Qualora insorga instabilità di controllo, si aumenti il valore di R16; per la maggior parte dei casi un valore di 1 kΩ per R16 dà ottimi risultati.

6) Può darsi che si renda necessario per avere le migliori condizioni di controllo variare la frequenza di ripetizione del sistema di controllo «time-proportional»; ciò si ottiene variando il valore di R13 oppure di C1, oppure di entrambi.

I componenti (moduli serie 61 e semiconduttori) per la realizzazione di questo circuito sono contenuti nel catalogo G.B.C. REDIST e sono disponibili presso tutti i centri di distribuzione della G.B.C.



CONTENITORI METALLICI BREVETTATI PER ALIMENTATORI - STABILIZZATORI APPARECCHIATURE ELETTRONICHE



Contenitori per strumenti « Amtron »

Materiale: alluminio verniciato

Pannello frontale: alluminio

Cornice: in materiale plastico antiurto.

Dotata di supporto per inclinazione contenitore

Dimensioni interne:

Altezza	Lunghezza	Profondità	
120	284	138	00/3009-00
120	224	138	00/3009-10
120	284	188	00/3009-20



00/3009-00



00/3009-20

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

UNA BATTERIA ELETTRONICA PER L'ACCOMPAGNAMENTO

a cura del dott. A. RECLA

Chi suona uno strumento musicale trova piacevole il poter accompagnare la propria musica con una batteria. Non sempre però risulta conveniente l'acquisto di un normale box contenente il generatore ritmato, essendo esso di prezzo elevato; l'apparecchio per l'accompagnamento può invece venir autoconstruito sulla base della seguente descrizione.

GENERALITA'

La batteria elettronica qui descritta è costituita da circuiti complementari diodi al silicio e transistori.

Questa batteria elettronica (chiamata pure « Tschebumm ») comprende anche lo stadio finale e l'altoparlante. Essa è alimentata con una tensione di 11 V ed assorbe una corrente di 36 mA per cui il consumo è di circa 0,4 W; completa di alimentatore essa può essere compresa nelle misure di 183 x 143 x 85 mm. (fig. 1). Nonostante la bassa potenza assorbita essa fornisce una potenza sufficiente per un locale generando dei suoni ritmici a percussione (tamburo grosso e percussore a spazzola per il jazz) e può servire per ritmare marce, fox trott, swing, tango e valzer. Si possono pure eseguire delle interessanti combinazioni sincopate poiché gli effetti di percussione del

tamburo e del percussore a spazzola del jazz si possono regolare separatamente mediante commutatori rotativi.

LO SCHEMA DEL CIRCUITO

Gli stadi dei transistori T1, T2 (fig. 2) costituiscono un semplice multivibratore astabile; questo genera delle tensioni a forma rettangolare con una frequenza fondamentale di circa 125 Hz producendo l'effetto del tamburo grande. Gli stadi con i transistori T3-T7 costituiscono invece un generatore di fruscio particolarmente stabile che si adatta a riprodurre l'effetto del percussore a spazzola del jazz. Il fruscio è generato nel tratto base-

emettitore del transistor T4 che funziona in direzione di bloccaggio.

Questi due generatori — multivibratore astabile e generatore di fruscio — vengono posti in conduzione solo quando sui condensatori C15, C16 e rispettivamente C14 esiste un impulso positivo con un effetto simile alla percussione che arrivano a mille alla percussione che arriva a ciascuno dei stadi T8 e T9. Inviando un impulso di tensione positivo (che è possibile variare mediante il commutatore rotante S1) proveniente dalla sezione di cadenza T10-T17 sul condensatore C15, i diodi D6 e D3 entrano in conduzione con un'azione decrescente; variando opportunamente il resistore R28 si può ottenere una sequenza più rapida.

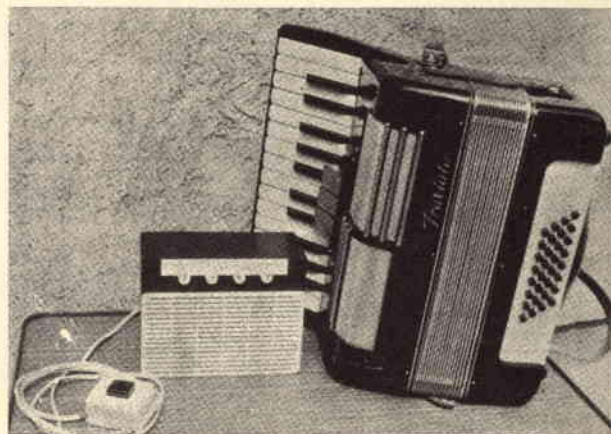


Fig. 1 - L'accompagnatore elettronico con comando a pedale accostato ad una fisarmonica.

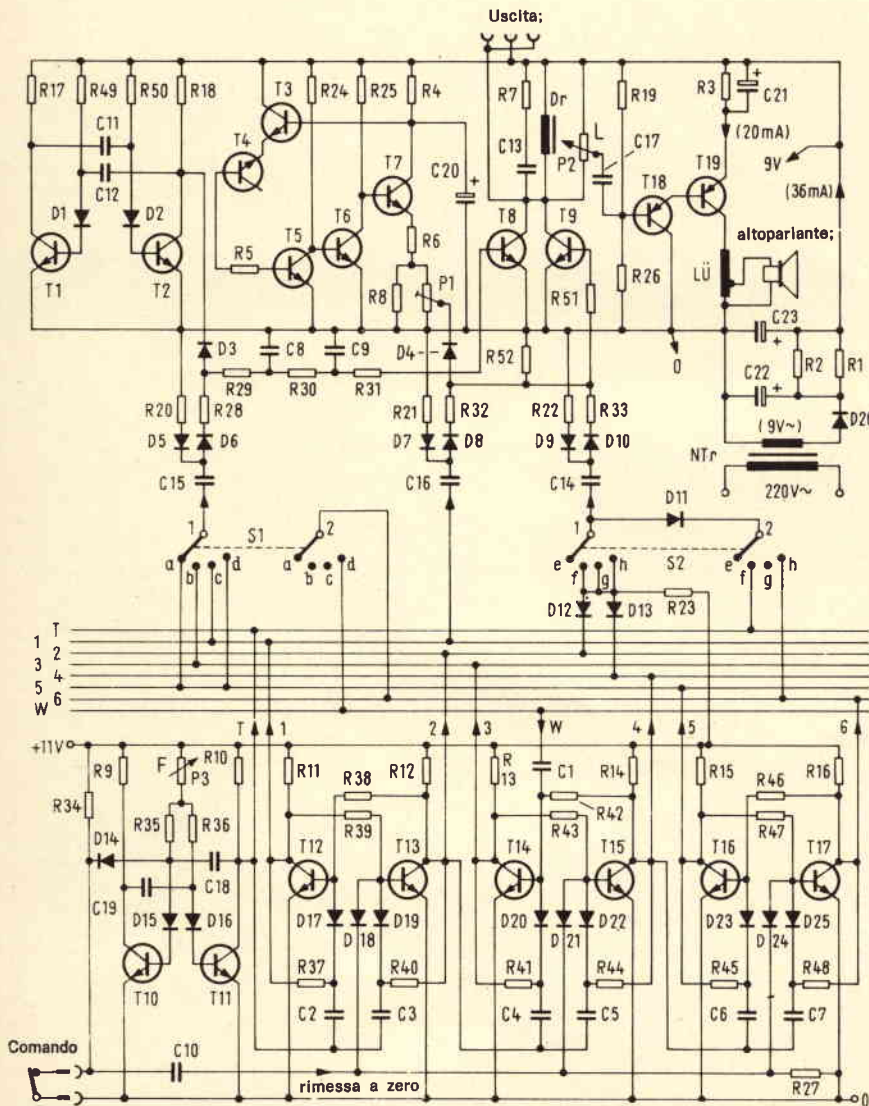


Fig. 2 - Lo schema della batteria elettronica «Tshebumm».

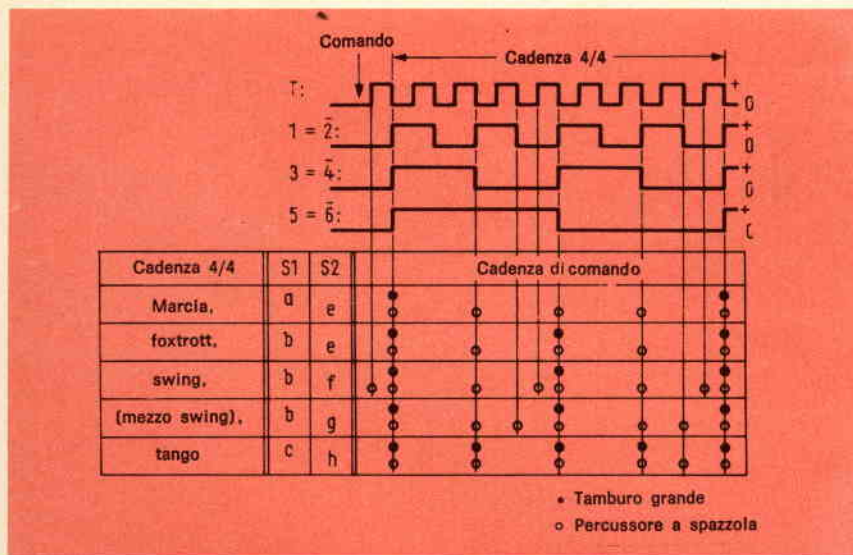


Fig. 3 - Diagramma delle cadenze di comando più importanti tempo 4/4.

Corrispondentemente attraverso il diodo D3 dal multivibratore astabile T1 T2 arrivano ampiezze ancora rettangolari verso la doppia cellula R29, C8 e R30, C9 che fa passare praticamente solo la corrispondente frequenza fondamentale a percussione di 125 Hz verso lo stadio T8, mentre la componente continua a percussione sovrapposta viene soppressa dalla seguente bobina Dr. Gli impulsi negativi sul condensatore C15 non generano invece effetti di percussione; essi vengono assorbiti dal diodo D5 e dal resistore R20.

Similmente agisce la formazione del fruscio di percussione attraverso rispettivamente i condensatori C16 C14 che vengono nel loro ritmo comandati separatamente (tramite S2). Il fruscio, regolato nel suo grado di percussione con appositi resistori, senza che si verifichi un taglio nella banda di frequenza non essendovi condensatori in derivazione, arriva allo stadio T9.

Gli stadi T8, T9 costituiscono con la loro uscita in comune un amplificatore di miscelazione con due ingressi.

Sul regolatore di volume L possono venire derivate le tensioni utilizzabili sia per il tamburo che per il percussore a spazzola del jazz, che vengono inviate allo stadio finale T18 e T19.

I resistori R19, R26 sono calcolati in modo che con i transistori impiegati, T18 e T19, attraverso il trasformatore dell'altoparlante LU passi una corrente continua di uscita di 20 mA.

La sezione del ritmo, costituita dagli stadi da T10 a T17 e dai commutatori S1 e S2, che deve fornire gli impulsi positivi nella rispettiva ed esatta sequenza ritmica contiene il relativo generatore T10, T11, un generatore di onda rettangolare lenta, regolabile con F. La frequenza di cadenza può venir regolata nel campo di 2,4 a circa 8 Hz (rettangolare). A causa del diodo D14 il generatore di cadenza non funziona fino a quando l'interruttore start è chiuso, mentre quando viene aperto esso inizia ad oscillare. I seguenti stadi flip-flop T12, T13 e T14, T15 come pure T16 e T17 suddividono i fenomeni di ondulazione rettangolare ciascuno su



SILEC SEMI CONDUCTEURS

P.zza Buonarroti, 32 - 20149 Milano

min.	typ.	max.
◆	●	▲

TRIAC	Absolute max rating Valeurs limites Grenzdaten		Electrical characteristics (t _A = 25° C) Caractéristiques électriques (t.amb. 25° C) Elektrische Kenndaten (t _U = 25° C)											Case Boitier Gehäuse						
	TYPES TYPES TYPES	V _{DWM} ± (V)	I _{TSM} 10ms (A)	V _{GT} (V)	I _{GT} (mA)				I _H (mA)	V _{TM} (V)	I _{DM} at pour bei V _{DWM} (mA)	t _{gt} (μS)	dV / dt C = 60% V _{DWM} (V/μS)		dV / dt à 60% V _{DWM} (V/μS)					
					I ++	II - +	III --	IV + -												
1 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 3,5A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 1A	T _J = 100° C	
* TDAL111 A ou B * TDAL221 A ou B * TDAL601 A ou B	200 400 600	10 10 10	3▲	A 10▲ B 50▲	A 10▲ B 50▲	A 10▲ B 50▲	A 10▲ B 50▲	2●	2,25▲	0,75▲	2,5●	10●	A 20● B 50●	TO 39						
3 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 10A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 3A	T _J = 100° C	
* TDAL113,A,B ou S * TDAL223,A,B ou S * TDAL603,A,B ou S	200 400 600	30 30 30	3▲	S = 3▲ A = 10▲ B = 50▲	S = 3▲ A = 10▲ B = 50▲	S = 3▲ A = 10▲ B = 50▲	S = 3▲ A = 10▲ B = 50▲	2●	2,25▲	0,75▲	2,5●	10●	A 20● S 20● B 50●	TO 39						
6 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 10A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 6A	T _J = 100° C	
* TDAL116 * TDAL226 * TDAL606	200 400 600	85 85 85	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10●	2,25▲	2▲	2,5●	10●	100●	TO 39						
6 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 8,5A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 6A	T _J = 100° C	
* TOAL116 * TOAL226 * TOAL606	200 400 600	85 85 85	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10●	1,8▲	3▲	2,5●	10●	100●	TO 66						
6 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 6,5A	T _J = 100° C	I _T = 6A	I _T = 6A	T _J = 100° C	
* TY ou TXAL116 * TY ou TXAL226 * TY ou TXAL606	200 400 600	85 85 85	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10● 50▲	1,8▲	2▲	2,5●	10●	100●	TX isolé TY non isolé						
8 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 11A	T _J = 100° C	I _T = 8A	I _T = 8A	T _J = 100° C	
* TY ou TXAL118 * TY ou TXAL228 * TY ou TXAL608	200 400 600	90 90 90	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10● 50▲	1,8▲	2▲	2,5●	10●	100●	TX isolé TY non isolé						
10 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 14A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 10A	T _J = 100° C	
* TY ou TXAL1110 * TY ou TXAL2210 * TY ou TXAL 610	200 400 600	100 100 100	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10● 60▲	1,8▲	2▲	3●	10●	200●	TX isolé TY non isolé						
10 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 14A	T _J = 100° C	I _T = 10A	I _T = 10A	T _J = 100° C	
* TRAL1110 D * TRAL2210 D * TRAL 610 D	200 400 600	100 100 100	3▲	80▲	100▲	80▲	100▲	10●	1,8▲	3▲	2,5●	10●	100●	S 131						
15 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 110° C															I _T = 21A	T _J = 100° C	I _T = 15A	I _T = 15A	T _J = 100° C	
* TY ou TXAL1115 * TY ou TXAL2215 * TY ou TXAL 615	200 400 600	125 125 125	3▲	50▲	80▲	50▲	80▲	10● 60▲	1,8▲	2▲	3●	10●	200●	TX isolé TY non isolé						
15 A eff à t_{case} = 75° C t(vj) = 100° C															I _T = 21A	T _J = 100° C	I _T = 15A	I _T = 15A	T _J = 100° C	
* TRAL1115 D * TRAL2215 D * TRAL 615 D	200 400 600	150 150 150	3▲	100▲	150▲	100▲	150▲	60▲	1,8▲	3▲	3●	10●	200●	S 131						

CASSA ACUSTICA SPECIALE PER ALTOPARLANTI A LINEA DI TRASMISSIONE

di A.R. BAILEY

Fin dal primo apparire le linee di trasmissione acustiche per altoparlanti a riempimento assorbente hanno sollevato un interesse che è andato via via crescendo.

Una linea di trasmissione tipica è rappresentata nella Fig. 1. La radiazione acustica proveniente dalla parte posteriore del cono percorre il labirinto all'interno della cassa acustica foderata con materiale assorbente di bassa densità. Possono essere usati come assorbenti dei cascami di lana, cotone, kapok: per tutti le proprietà assorbenti decrescono al decrescere della frequenza. In generale è difficilissimo ottenere un buon grado di assorbimento quando la lunghezza del condotto è inferiore al quarto d'onda del suono misurato in spazio libero: alla frequenza di 30 Hz questo corrisponde ad una lunghezza del condotto di circa 3 metri.

Se la lunghezza del condotto è inferiore il suono con frequenze di 30 Hz e minori emergerà dall'estremo aperto. A causa del ritardo introdotto dal tubo il suono emergente comincerà ad influenzare apprezzabilmente quello direttamente irradiato dal cono solo quando la lunghezza del condotto sarà di circa 4/6 della lunghezza d'onda. Di conseguenza, al verificarsi delle

opportune condizioni di fase tra i due suoni diretto ed indiretto diventa anche possibile che quest'ultimo vada a rinforzare il primo.

L'effetto della presenza di materiale acusticamente assorbente nel condotto è di ridurre la velocità di propagazione del suono rispetto alla velocità dello stesso in aria libera. Il fattore di riduzione è compreso tra 0,7 e 0,8 per normali densità dell'assorbente, cosicché il sistema sarà in grado di funzionare correttamente anche per frequenze più basse di quelle che sarebbero definite in base alla lunghezza geometrica del condotto.

La tortuosità del cammino acustico nel progetto originale tende a causare una colorazione del suono prodotta da riflessioni in corrispondenza delle variazioni di direzione, in particolare della prima, immediatamente dietro l'altoparlante. L'entità di colorazione introdotta da questa riflessione (che d'altra parte è sempre presente in tutti i sistemi acustici conformati con superfici tra loro parallele) diventa importante quando si sceglie per il crossover la frequenza di 1.500 Hz. Ascoltando una riproduzione in cui questa colorazione sia stata eliminata si ha la sensazione della scomparsa di una specie di eco. Cerchia-

mo ora di vedere le ragioni per cui questo accade.

In una semplice cassa acustica completamente chiusa, come quella indicata in Fig. 2, un impulso sonoro generato dal movimento del cono ha due componenti: quella diretta irradiata frontalmente all'e-

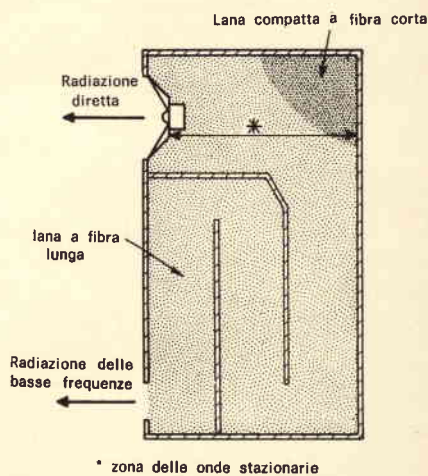


Fig. 1 - Progetto base di una cassa acustica per altoparlanti a linea di trasmissione.

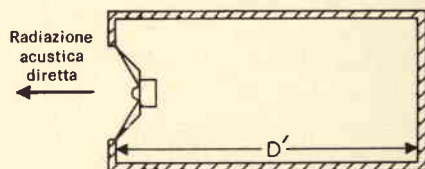


Fig. 2 - Tipica cassa acustica completamente chiusa.

sterno e quella che si propaga internamente. Se supponiamo che quest'ultima sia in prima approssimazione assimilabile ad un'onda piana con percorso parallelo ai fianchi della cassa, si avrà un impatto contro la parete di fondo ed un rimbalzo ancora verso il cono dal quale l'impulso è partito. Una parte dell'energia dell'impulso riflesso verrà irradiata anteriormente attraverso il cono e la parte rimanente (trascurando momentaneamente le perdite sulle pareti) verrà rinviata all'indietro per subire una nuova riflessione. In definitiva il risultato sarà l'emissione di una serie di impulsi di ampiezza decrescente irradiati dal sistema altoparlante-cassa. La Fig. 3 dà un'indicazione grafica del fenomeno.

Se la riflessione dovuta alla superficie posteriore viene modificata in modo da ottenere un impatto graduale anziché simultaneo, come avviene quando l'intero fronte d'onda incide contemporaneamente sulla parete disposta perpendicolarmente al suo senso di propagazione, si riesce a realizzare anziché la accennata serie di impulsi decrescenti un solo impulso di ampiezza notevolmente ridotta e di durata maggiore. Una disposizione schematica che consente di arrivare a questo risultato è indicata in Fig. 4. In essa si vede chiaramente la forma triangolare data alla cassa. Il suono irradiato dalla parte posteriore del cono è soggetto a successive riflessioni. La prima energia sonora che viene riflessa è quella proveniente dalle parti periferiche del cono. In seguito viene riflessa quella delle parti centrali. Poiché i percorsi acustici vengono fortemente differenziati dalla disposizione delle pareti, il suono riflesso non sarà più costituito da impulsi distanziati e ben individuati ma da un unico lungo impulso di ampiezza molto più piccola con le caratteristiche quindi di un suono continuo di livello ridottissimo. Questo suono, ad un apprezzamento soggettivo, è molto meno avvertibile ed è quindi molto meno disturbante di una serie di impulsi sia pure decrescenti. Graficamente la nuova situazione è rappresentata in Fig. 5.

Naturalmente un assorbimento

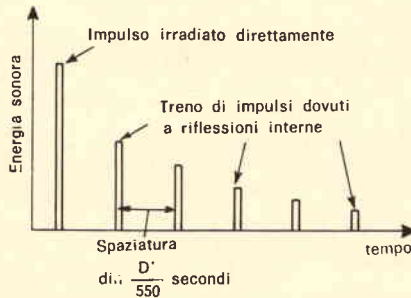


Fig. 3 - Serie di impulsi di ampiezza decrescente irradiati dal sistema altoparlante-cassa.

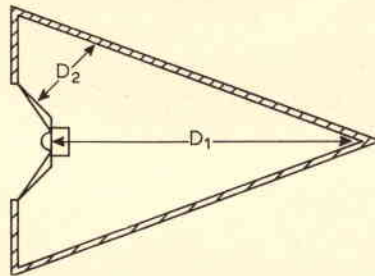


Fig. 4 - Cassa triangolare che mette in evidenza i differenti percorsi acustici di riflessione.

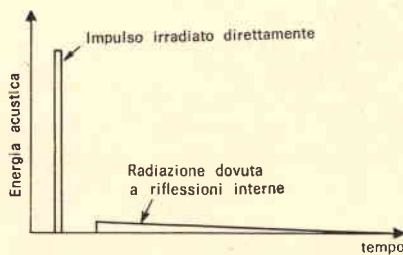


Fig. 5 - Radiazione diretta ed inareta di un cofano triangolare con altoparlante eccitato da un impulso.

totale dell'energia posteriore sarebbe l'ideale. Poiché questo è impossibile la disposizione indicata è quella che permette di fare il miglior uso delle proprietà non ideali del materiale assorbente.

UNA SOLUZIONE PRATICA

L'esigenza fondamentale quando si fa uso di altoparlante destinato ad irradiare frontalmente è quella di convogliare l'onda posteriore senza introdurre riflessioni nocive. Il sistema inoltre deve essere ragionevolmente semplice da realizzare, avere un basso costo ed una buona rigidità meccanica per eliminare l' indesiderato contributo acustico prodotto dalle vibrazioni dei pannelli.

Dopo aver sperimentato varie soluzioni quella mostrata in Fig. 6 si è dimostrata la più idonea a soddisfare le esigenze di una buona riproduzione. Essa ha diversi vantaggi. Innanzi tutto la sezione del condotto acustico è triangolare e questo, come abbiamo chiarito prima, riduce la colorazione causata da riflessioni multiple. Secondariamente la struttura in legno è di notevole semplicità: sono necessarie infatti unicamente due pareti interne. A questo si aggiunga che una delle pareti è collegata in posizione all'incirca media e quella frontale costituendo così per quest'ultima un notevole contributo alla rigidità e quindi all'eliminazione di risonanze. Infine sulla parete frontale è disponibile un'area sufficiente per il montaggio di due altoparlanti per le frequenze medie ed alte in posizione tale da non richiedere una schermatura interna data la modesta pressione presente in questa parte del condotto. Solo ad un ascoltatore sofisticato si può consigliare una schermatura nella parte posteriore dell'altoparlante per le frequenze medie, opportunamente foderata di assorbente. I particolari delle pareti di separazione interne sono dati nella Fig. 7. Si consiglia l'impiego di un sistema a tre altoparlanti che si dimostra ancora oggi il migliore quando si vogliono ottenere buoni risultati.

E' il caso qui di notare che molti sistemi ad Alta Fedeltà lo sono in realtà solo di nome. La linearità di risposta in frequenza è soltanto un aspetto del comportamento di un altoparlante; per formulare un giudizio più serio e più completo è di importanza ben maggiore il comportamento dell'altoparlante sotto l'effetto di segnali di tipo impulsivo. Una prova fatta con altoparlanti associati a lunghe linee di trasmissione ed eccitati con impulsi o con segnali a gradini è addirittura illuminante. Si è potuto constatare che alcuni tipi sono ancora in grado di irradiare un'apprezzabile energia acustica anche 50 ms dopo la cessazione dell'eccitazione elettrica.

Il progetto di filtri di crossover è pure una cosa non priva di difficoltà e per avere buoni risultati non

è sufficiente affidarsi ad una realizzazione adatta per tutti gli usi. Sfortunatamente il comportamento degli altoparlanti è ben lontano da quello di una resistenza pura a tutte le frequenze. Il progetto dei filtri fondato, per contro, su questa assimilazione semplificativa porta fuori strada al punto che non è infrequente che l'induttore, per funzionare correttamente, debba essere raddoppiato rispetto a quello realizzato con l'approssimazione propria della teoria semplificata. A questo si aggiunga che i differenti angoli di fase degli altoparlanti in corrispondenza delle frequenze di crossover complicano ulteriormente la faccenda ed un cattivo progetto può portare a valori intollerabilmente bassi per l'impedenza in corrispondenza di determinate bande di frequenza. In breve, le reti di crossover devono essere progettate appositamente per i sistemi di altoparlanti con cui sono destinate a funzionare, in caso contrario si ottengono solo risultati scadenti.

Come abbiamo detto all'inizio si raccomanda l'impiego di assorbente a fibra lunga come elemento di riempimento dell'intera sezione del condotto. La lana deve essere ben cardata, in caso contrario perde la sua efficacia. Il trattenere in posto l'assorbente è sovente un problema non facile da risolvere in quanto lo stesso può variare di densità tendendo a divenire più denso per effetto del trasporto o semplicemente dopo un certo periodo di uso. Possono essere impiegati lunghi chiodi infissi nelle pareti di divisione interna, ma si tratta di un procedimento lungo e noioso. La soluzione migliore sembra essere l'impiego di un nucleo costituito da una sottile rete in plastica nella quale le fibre di assorbente vengono introdotte e quindi lasciate sporgere tutt'intorno. L'introduzione dell'assorbente può essere fatta attraverso il foro dell'altoparlante per le basse frequenze e l'apertura inferiore per le parti del condotto interessate dalla parete anteriore. La parte rimanente può essere riempita rimuovendo la parte posteriore della cassa. Ancor meglio però il riempimento può es-

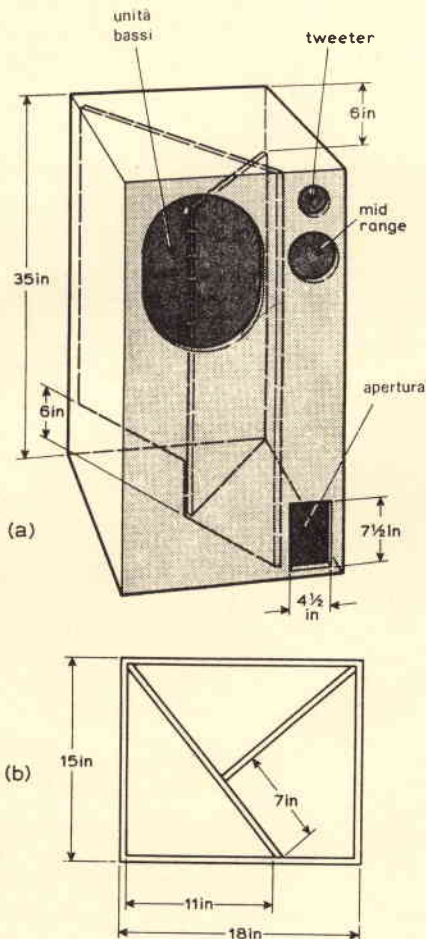


Fig. 6 - Struttura del progetto finale.

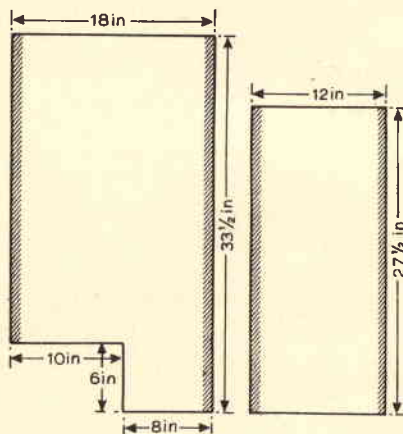


Fig. 7 - Dimensioni dei divisori interni.

sere fatto per tutti i tratti del condotto realizzando la parete superiore come un coperchio asportabile che consente così la carica dall'alto. Per l'assorbente si consiglia una densità di circa 8 kg. per metro cubo. Una densità maggiore potrebbe causare una contropressione eccessiva per il cono mentre una inferiore fa-

ciliterebbe la comparsa di risonanze del condotto nella zona delle frequenze basse. Per ridurre la possibilità di comparsa di risonanze di un singolo tratto del condotto, derivata da successive riflessioni sulle pareti superiore ed inferiore, può essere opportuno inserire alle estremità di ogni tratto un riflettore inclinato di 45° partendo da un primo collocato immediatamente dietro l'altoparlante. Per facilitare la comprensione della disposizione da dare ai riflettori di estremità si immagini che essi debbano comportarsi come specchi destinati a riflettere appunto un raggio luminoso avente origine al centro dell'altoparlante e l'emergenza dell'apertura inferiore del condotto dopo sei riflessioni interne. Quest'ultimo è infatti il numero di superfici riflettenti da installare lungo il condotto. L'impiego di questi riflettori comporta circa 1 dB soltanto di incremento nelle basse frequenze. Tale incremento è appena avvertibile ed è il caso di riflettere prima di decidere se il gioco valga o no la candela. Decidendo di installarli è bene che essi vengano realizzati con pannelli da 20 mm e fissati solidamente alle pareti alle quali devono aderire.

L'apertura inferiore non è critica e con questa disposizione non si hanno quelle esigenze di accordo stretto proprie dei bass-reflex. Variazioni nella sua area in rapporti compresi tra 1 e 2 rispetto ai dati indicati sono ammissibili. E' tuttavia sconsigliabile scendere sotto tali misure perché in questo senso si finirebbe per ridurre eccessivamente l'apertura rispetto alla sezione del condotto nei confronti della quale quella indicata è già sensibilmente più piccola.

Come abbiamo detto prima, le curve di risposta in frequenza devono essere considerate con una certa cautela in quanto non costituiscono da sole un indice della bontà del sistema altoparlante-contenitore. Si deve tuttavia cercare di ottenerle quanto più lineari possibile. Quelle ottenute per il sistema descritto sono riportate in Fig. 8. Il loro rilievo è stato effettuato in camera anecoica.

L'esame di queste curve dà luo-

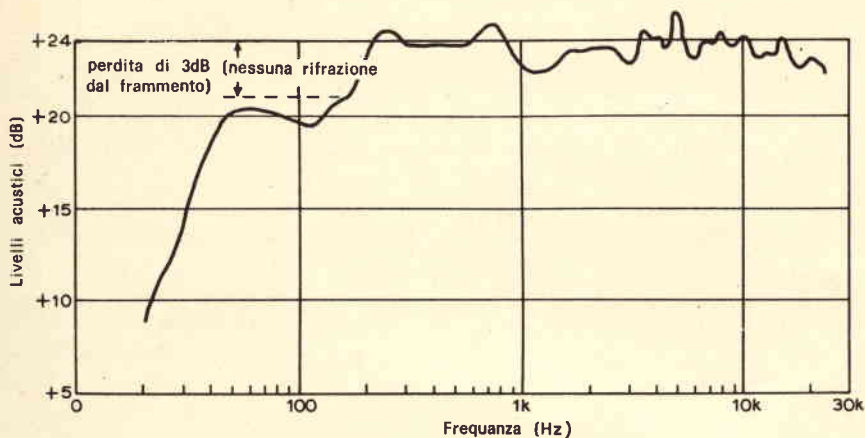


Fig. 8 - Risposta acustica del sistema completo rilevata in camera anecoica.

go ad alcune osservazioni interessanti. Innanzitutto nella normale living-room la caduta delle frequenze basse non è ripida come mostrano le curve. Infatti, la presenza del pavimento produce normalmente un incremento di 3 dB dovuto a riflessioni. Analogamente si comportano le pareti ed il soffitto. E' possibile constatare normalmente che una risposta piatta sulle basse frequenze ottenuta in camera anecoica corrisponde poi ad un eccesso di basse frequenze quando l'ascolto avvenga in un ambiente domestico. In queste condizioni la resa sulle basse frequenze del sistema descritto è perfettamente soddisfacente: a 30 Hz esso è in grado tranquillamente di far vibrare i vetri delle finestre.

L'ottenimento di una curva di risposta regolare è uno dei punti più critici. Una curva con delle spiccate irregolarità è indice della presenza nel sistema di parti risonanti con un Q elevato. Queste risonanze sono chiaramente udibili alle prove di ascolto. La misura del comportamento ai transistori sarebbe un fattore ideale per una valutazione della qualità, ma l'interpretazione dei risultati è veramente difficile e per il momento fondata su basi piuttosto empiriche. L'ultimo giudice è l'orecchio ma non bisogna dimenticare che il suo giudizio è in larga misura influenzato da valutazioni personali. Per questo motivo i migliori mezzi per fare delle prove non sono la musica o la parola ma segnali sinusoidali (per le prove di distorsione), applausi, od ancora meglio rumori bianchi o rosa (per il comportamento ai transistori).

Per quanto concerne l'uso del rumore rosa, che detto tra parentesi è soltanto un rumore bianco con un'attenuazione di 3 dB per ottava a partire dalle basse verso le alte frequenze, è il caso di citare un curioso incidente capitato durante le prove. Era stato costruito un generatore di rumore rosa da provare con un sistema di altoparlanti. L'ascolto aveva denunciato immediatamente la presenza di un fortissimo hum la cui sorgente non era stata individuata malgrado i tanti tentativi fatti. Finalmente si era scoperto che, esclusa fin dall'inizio la sua presenza nel generatore, l'hum proveniva semplicemente dalla risonanza fondamentale del sistema di altoparlanti. Tale sistema era stato peraltro provato prima in sedute di ascolto con musica e trovato eccellente particolarmente nelle basse frequenze.

Se le dimensioni della cassa sono considerate eccessive è possibile farne una riduzione in scala secondo il diametro del woofer che deve essere impiegato.

Le dimensioni date precedentemente sono adatte per un altoparlante di dieci pollici. Volendo fare uso di un altoparlante di otto pollici basterà moltiplicare tutte le dimensioni per 4/5. In questo caso si avrà naturalmente una risposta meno estesa sulle basse frequenze. E' un risultato che ciascuno dovrà valutare per proprio conto. In ogni modo soltanto una costruzione conforme a quella descritta potrà dare risultati garantiti. A tutti quelli che vorranno cimentarsi auguriamo buon lavoro.

LA MACCHINA CHE «LAVA» IL SANGUE

La IBM ha recentemente annunciato una macchina per il trattamento automatico del sangue conservato mediante surgelamento. La macchina, denominata IBM 2991, è destinata all'impiego nelle banche del sangue e negli ospedali; essa serve a rimuovere, prima della trasfusione al paziente, gli agenti di conservazione precedentemente mescolati al sangue per proteggere i globuli rossi da surgelare. La IBM 2991 può eliminare gli agenti di conservazione da un flacone di globuli rossi scongelati in un tempo che può variare dai 12 ai 30 minuti a seconda del tipo di soluzione di lavaggio impiegato e del numero di cicli di lavaggio desiderati. Prototipi della nuova macchina, che è stata sviluppata presso il laboratorio IBM a Endicott negli USA, sono stati sottoposti a sperimentazioni durate più di un anno a Bethesda, presso la Croce Rossa americana, e ad Amsterdam, presso il Laboratorio centrale del servizio trasfusione sangue olandese.

Come noto, il sangue fresco può essere conservato solo per poche settimane; per una lunga conservazione è necessario aggiungere speciali sostanze, come il glicerolo, e surgelarlo. A tale tecnica, però, si fa normalmente ricorso solo per il sangue appartenente a gruppi rari, a causa del tempo e del costo necessari a rimuovere, con metodi manuali, gli agenti di conservazione. La IBM 2991, realizzando automaticamente il procedimento di «lavaggio» del sangue dopo scongelamento, permette in modo semplice ed economico di estendere la pratica del surgelamento del sangue e di ridurre al tempo stesso anche lo spreco di globuli rossi dovuto al loro rapido deterioramento.

I globuli rossi, dopo essere stati scongelati, vengono fatti passare, in maniera rigorosamente a-settica, in una speciale centrifuga e fatti ruotare ad una velocità che arriva fino a 3000 giri al minuto. I globuli rossi sono spinti verso la periferia, mentre gli agenti di conservazione, rimasti al centro, possono essere raccolti ed eliminati. Non tutti però vengono eliminati nel primo passaggio; la macchina effettua quindi successivi cicli di «lavaggio», fino ad un massimo di sette.

*il TESTER che si afferma
in tutti i mercati*

EuroTest

B R E V E T T A T O

ACCESSORI FORNITI
A RICHIESTA



TERMOMETRO A CONTATTO
PER LA MISURA ISTANTANEA
DELLA TEMPERATURA
Mod. T-1/N Campo di misura
da -25° a +250°



PUNTALE PER LA MISURA
DELL'ALTA TENSIONE NEI TELEVISORI,
TRASMETTITORI, ecc.
Mod. VC 1/N Portata 25.000 V c.c.



DERIVATORI PER LA MISURA
DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/30, Portata 30 A c.c. -
Mod. SH/150 Portata 150 A c.c.

DEPOSITI IN ITALIA :

ANCONA - Carlo Giongo
Via Milano, 13
BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Cohte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Fulvio Moglia
3ª Traversa S. Anna
alle Paludi, 42/43
PADOVA - P.I. Pierluigi Righetti
Via Lazara, 8
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

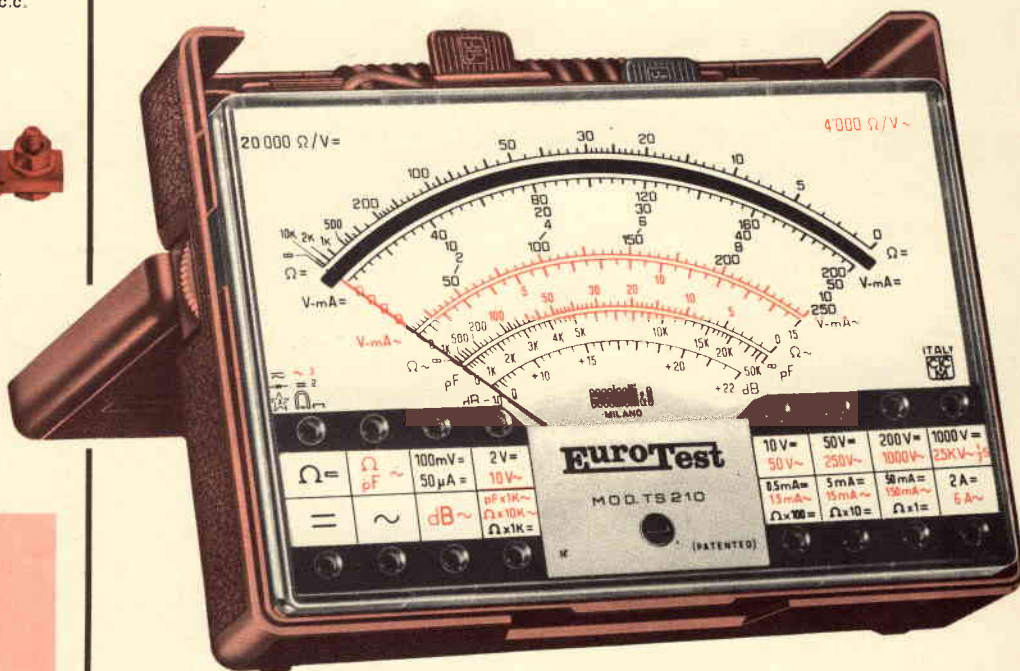
MOD. TS 210 20.000 Ω/V c.c. - 4.000 Ω/V c.a.

8 CAMPI DI MISURA 39 PORTATE

VOLT C.C.	6 portate:	100 mV	2 V	10 V	50 V	200 V	1000 V
VOLT C.A.	5 portate:	10 V	50 V	250 V	1000 V	2,5 kV	
AMP. C.C.	5 portate:	50 μA	0,5 mA	5 mA	50 mA	2 A	
AMP. C.A.	4 portate:	1,5 mA	15 mA	150 mA	6 A		
OHM	5 portate:	Ω x 1	Ω x 10	Ω x 100	Ω x 1 k	Ω x 10 k	
VOLT USCITA	5 portate:	10 V~	50 V~	250 V~	1000 V~	2500 V~	
DECIBEL	5 portate:	22 dB	36 dB	50 dB	62 dB	70 dB	
CAPACITA'	4 portate:	0-50 kpF (aliment. rete) - 0-50 μF - 0-500 μF - 0-5 kμF (aliment. batteria)					

- Galvanometro antichoc contro le vibrazioni
- Galvanometro a nucleo magnetico schermato contro i campi magnetici esterni
- **PROTEZIONE STATICA** della bobina mobile fino a 1000 volte la sua portata di fondo scala.
- **FUSIBILE DI PROTEZIONE** sulle basse portate ohmmetriche ohm x 1 ohm x 10 ripristinabile
- Nuova concezione meccanica (Brevettata) del complesso jack-circuito stampato a vantaggio di una eccezionale garanzia di durata
- Grande scala con 110 mm di sviluppo
- Borsa in mopen il cui coperchio permette 2 inclinazioni di lettura (30° e 60° oltre all'orizzontale)
- Misure di ingombro ridotte 138 x 106 x 42 (borsa compresa)
- Peso g 400
- Assemblaggio ottenuto totalmente su circuito stampato che permette facilmente la riparazione e sostituzione delle resistenze bruciate.

CON CERTIFICATO DI GARANZIA



*una MERAVIGLIOSA
realizzazione della*



20151 Milano - Via Gradisca, 4 - Telefoni 30.52.41/30.52.47/30.80.783

AL SERVIZIO : **DELL'INDUSTRIA
DEL TECNICO RADIO TV
DELL'IMPIANTISTA
DELLO STUDENTE**

un tester prestigioso a sole Lire 10.900

franco nostro stabilimento

ESPORTAZIONE IN: EUROPA - MEDIO ORIENTE - ESTREMO ORIENTE - AUSTRALIA - NORD AFRICA - AMERICA



◀ Questa foto non ha alcun riferimento con il testo, tende solo a far notare la bella realizzazione di I2LDM ed in particolare il pannello frontale di ricercata raffinatezza.

S S
T V

seconda
parte

MONITOR PER TELEVISIONE A SCANSIONE LENTA

di **Gloriano ROSSI**

Abbiamo visto, nella prima parte di questo nostro articolo, tutta la sezione alimentatrice, ora analizzeremo il «**MODULO DEMODULATORE**», che in parte abbiamo già studiato nello schema a blocchi.

A qualcuno sorgerà spontanea la domanda: «Che cosa è la parte demodulatrice o più semplicemente il demodulatore?».

La domanda è giustificata in quanto questo termine è più conosciuto in relazione alla R T T Y (telescrivente); ma il vocabolo stesso ha un significato esplicito, cioè modificare un segnale modulato (nel nostro caso da alcune note particolari e nel caso della telescrivente da due note ben distinte) in

impulsi atti a pilotare un apposito circuito (nella S S T V il giogo di deflessione ed in conseguenza il tubo catodico per la formazione dell'immagine e nella telescrivente il relay di macchina).

Vediamo ora in particolare ogni stadio soffermandoci maggiormente sulle eventuali difficoltà di cablaggio e su alcuni consigli pratici.

LIMITATORE AMPLIFICATORE

Il segnale audio prelevato dal ricevitore, registratore, flyng spot o telecamera, inizia il suo percorso passando attraverso un condensatore di disaccoppiamento da 10 μ F 25 V1 e quindi in una rete di tre transistori al silicio aventi polarità NPN (ottimi, in questo caso, i soliti BC107 oppure i BC108, BC109).

Dopo aver studiato e collaudato questo circuito limitatore-amplifica-

tore, ho voluto provare un altro schema che comunemente viene usato nei demodulatori per telescrivente, peraltro molto semplice e forse anche di migliori prestazioni.

Questo schema, che possiamo analizzare nella figura 5, è costituito principalmente da un circuito integrato avente le funzioni di amplificatore operazionale (μ A 709). Esso è preceduto da alcuni componenti che hanno lo scopo di svolgere la funzione limitatrice.

Il circuito stampato relativo alla figura 5, rappresentato in figura 6, è stato studiato in modo da poter essere collocato sopra il circuito stampato generale di figura 2.

Il collegamento elettrico è assicurato tramite cinque «chiodini» che si inseriranno nelle giuste posizioni in modo da poterli saldare alle tracce del circuito stampato stesso; si potrà quindi sperimentare entrambi i circuiti e preferire il migliore.

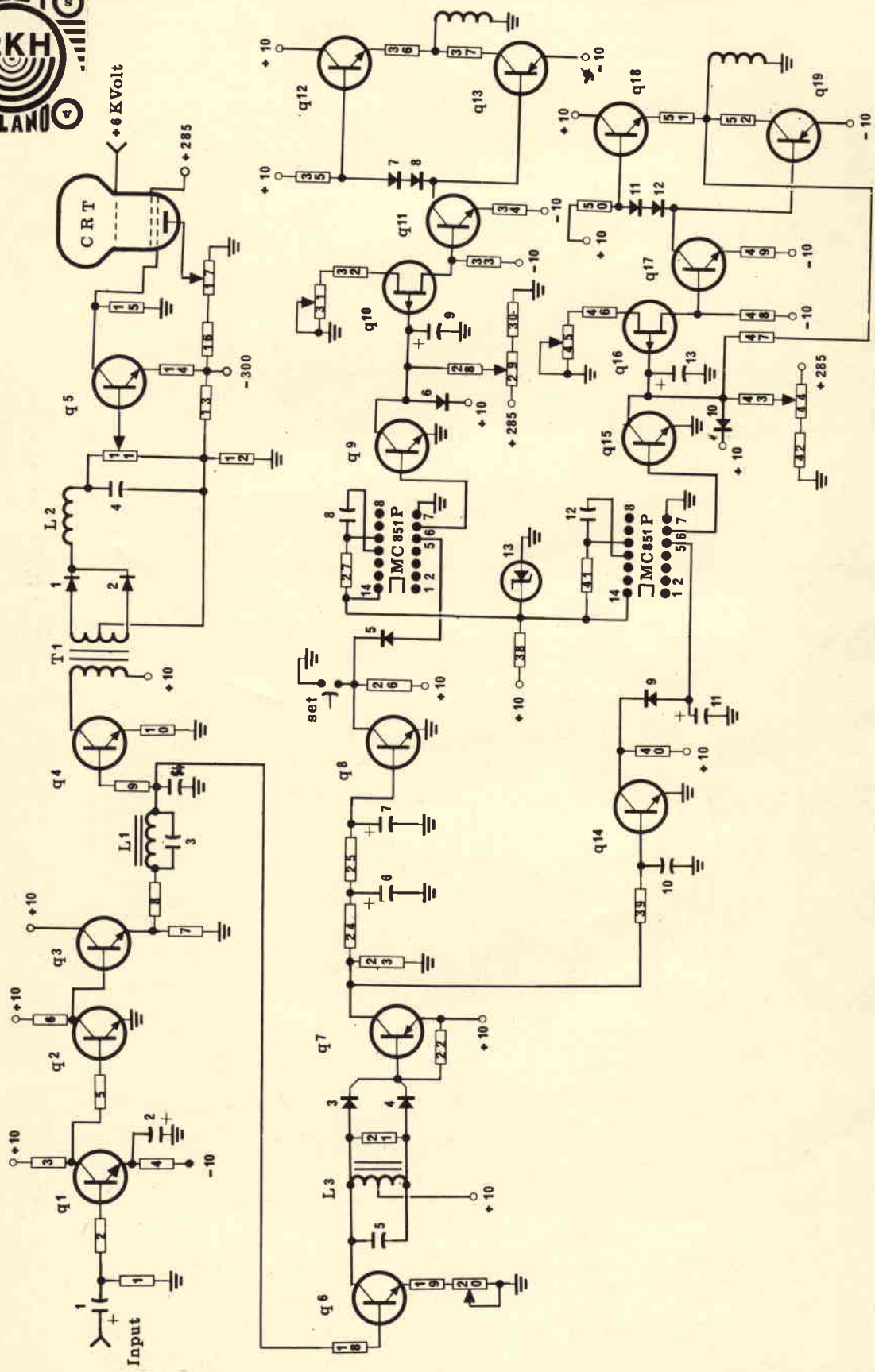


Fig. 1 - Schema elettrico del modulo demodulatore.

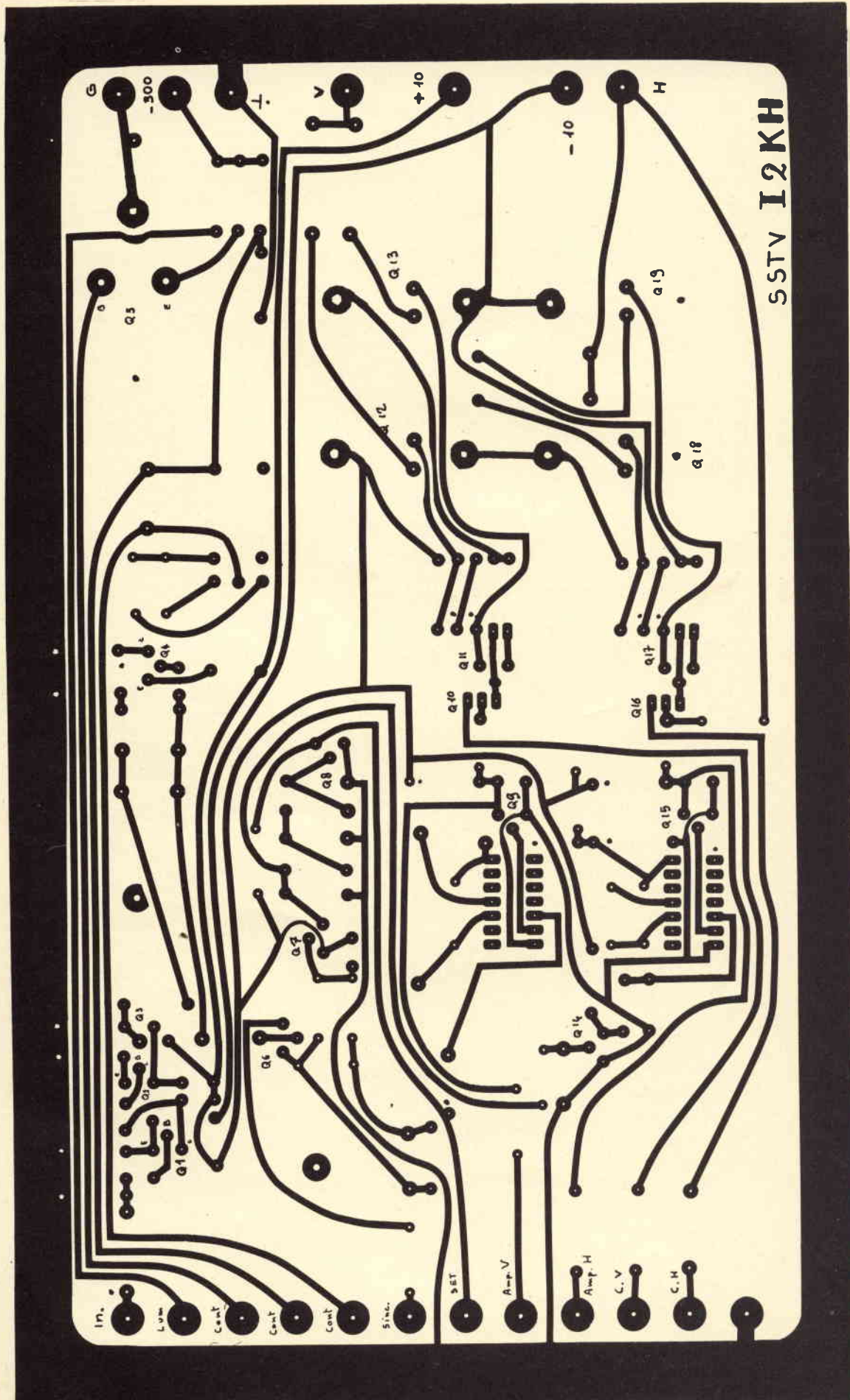


Fig. 2 - Circuito stampato, visto dal lato del rame, del modulo demodulatore. Il disegno è in scala 1 : 1.

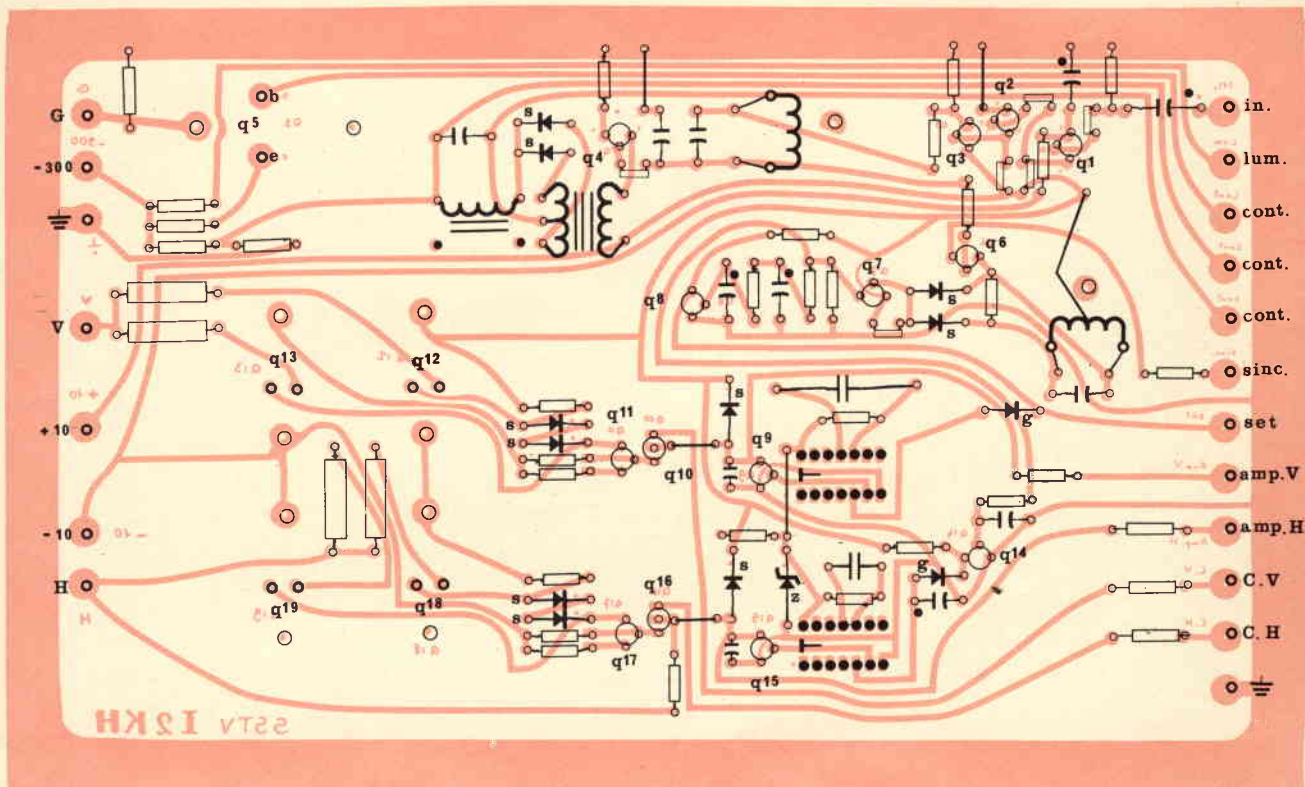


Fig. 3 - Circuito stampato, visto dal lato componenti, del modulo demodulatore.

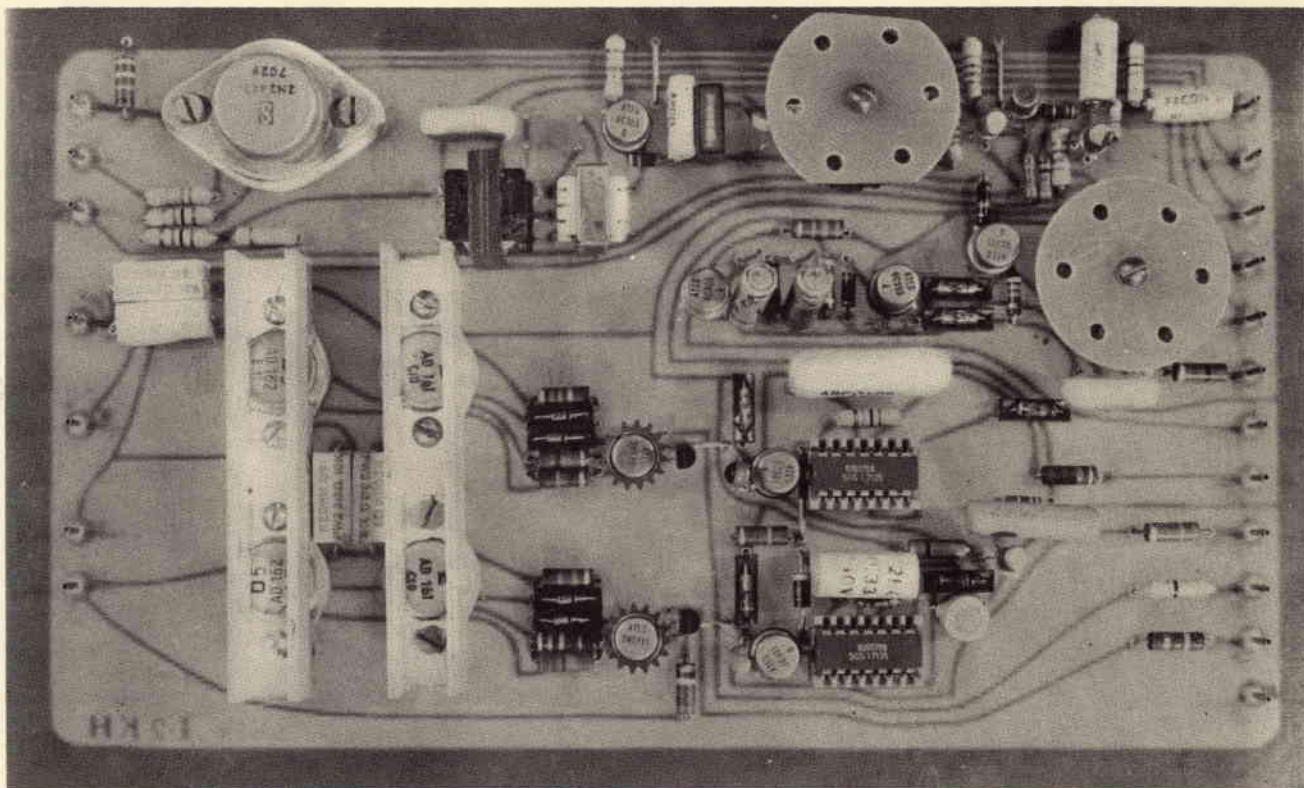


Fig. 4 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato. Da questa foto è possibile notare tutti gli accorgimenti pratici descritti nell'articolo.

piste di rame del circuito stampato e fisseremo il toroide, con un dischetto in vetroresina o qualsiasi altro materiale isolante, ed una vite di opportuna lunghezza.

In parallelo al toroide si trova il condensatore che già abbiamo menzionato e che ha una capacità di 50.000 pF (si può provare, data la difficile reperibilità di un condensatore avente tale capacità, con uno da 47.000 pF ed eventualmente aggiungere in parallelo, e quindi sommarne i valori, un condensatore da 3.000 pF; entrambi questi componenti (toroide e condensatore) formano un circuito chiamato «Circuito LC», che ha la proprietà di far passare tutte le frequenze inferiori a 2.300 Hz e di opporsi, di conseguenza, a quelle superiori, in pratica non è altro che un «filtro passa basso», poiché lascia passare solamente le frequenze inferiori a quella per il quale è stato tarato.

Per i più pignoli, dirò, che l'ideale sarebbe scegliere il valore del condensatore in parallelo al toroide con un generatore di bassa frequenza (buono l'UK 420) unitamente ad un oscilloscopio.

Nella figura 11 è visibile il diagramma del filtro passa basso formato da un toroide da 88 mH e da un condensatore in parallelo da 47.000-50.000 pF.

RIVELATORE VIDEO

Come ho già avuto modo di dire, questo stadio è molto semplice ed ho anche suggerito una variante, nella precedente puntata, che a mio giudizio è veramente utile.

Il solo lato negativo di questa variante è costituito da una piccola traccia di ritorno, ovviabile in parte manovrando opportunamente il potenziometro della luminosità e del contrasto; questo ritocco si riterrà necessario affinché la traccia di ritorno abbia minor luminosità della traccia che costituisce la formazione dell'immagine.

Nelle fotografie di figura 12 e 13 è possibile vedere un'immagine sia al positivo che al negativo. I2CSN, giustamente, trasmette le parole scritte in bianco su fondo nero poiché, come ho già detto, è facile la lettura; ho scelto questa immagine,

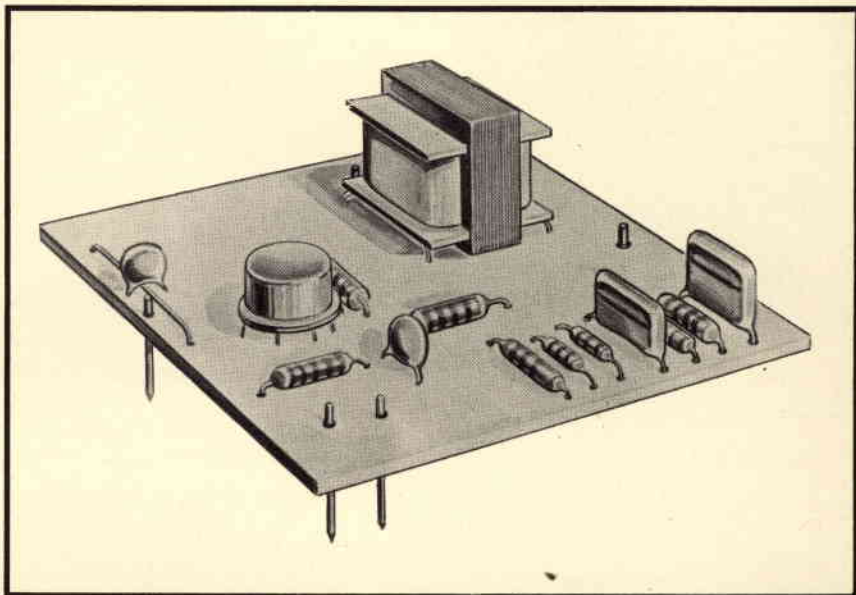


Fig. 8 - Modulo limitatore-amplificatore a montaggio ultimato. Si notino i 5 piedini che permettono il fissaggio della basetta nonché i contatti elettrici.

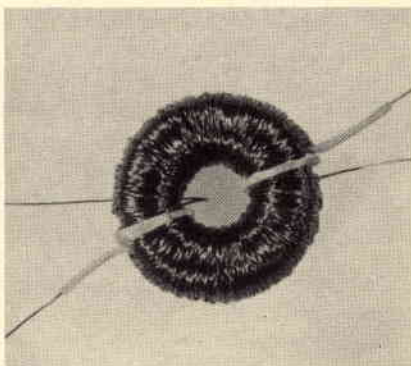


Fig. 9 - Bobina toroidale. I quattro terminali devono essere puliti dallo smalto.

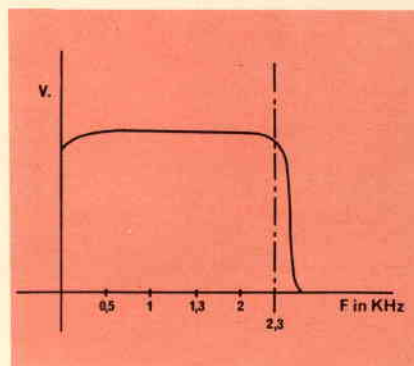


Fig. 11 - Curva caratteristica del filtro passa-basso.

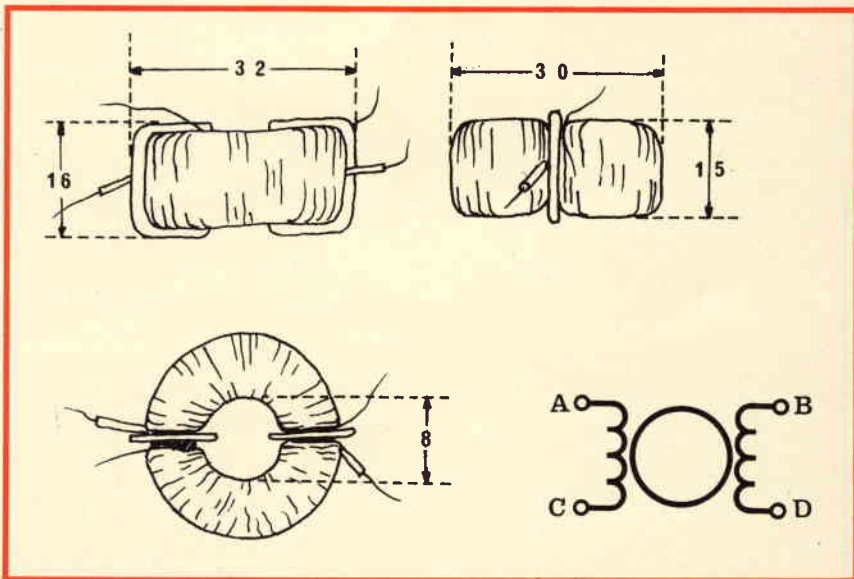


Fig. 10 - Disegno e schema elettrico del toroide. Le misure sono espresse in mm.

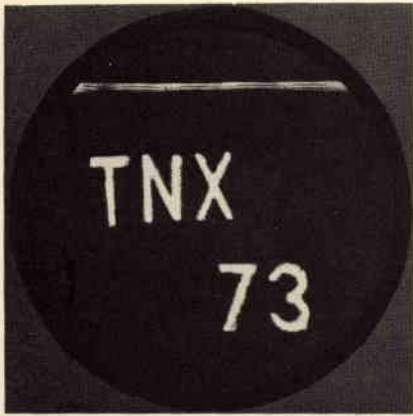


Fig. 12 - Immagine di I2CSN rappresentante i ringraziamenti per il collegamento (TNX) ed i saluti (73).



Fig. 13 - Questa immagine è la stessa della precedente, ma in negativo. L'inversione è stata ottenuta per merito dell'accorgimento descritto nella prima parte di questo articolo. Si noti la leggera traccia di ritorno, attenuata fortemente da una buona regolazione del potenziometro del contrasto e della luminosità.

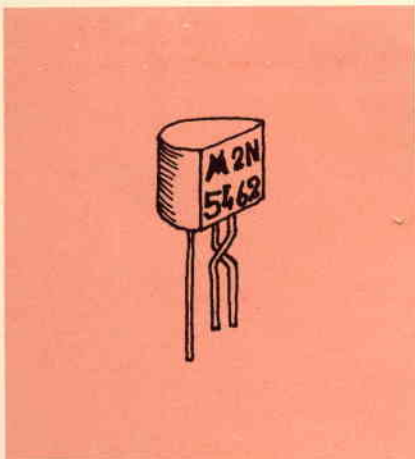


Fig. 14 - Modifica da effettuare al transistor nel caso in cui si usi il 2N5462 della Motorola al posto del BF 320.

bianco su nero, dato che è più difficile ottenere una buona inversione e il difetto menzionato è più leggibile.

La traccia di ritorno che si nota in figura 13 è quella riga bianca, a metà dello schermo che va dal basso verso l'alto, in quanto il pennello elettronico, ogni sette secondi, torna all'inizio dell'immagine.

L'informazione passa attraverso un potenziometro da 1 k Ω il quale permette la regolazione del contrasto; il segnale video rilevato dai due precedenti diodi influenza la base del transistor di potenza del tipo 2N3440 o meglio 2N3442 che ha le funzioni di finale video, il pilotaggio della base di Q5 sarà più o meno efficace a seconda della posizione del cursore del potenziometro stesso.

Il collettore dello stesso transistor deve essere collegato alla prima griglia del tubo catodico, che verrà influenzata dal segnale amplificato da Q5.

Non viene necessariamente richiesto, sempre in relazione a questo ultimo semiconduttore, un dissipatore di calore, ma in forma prudenziale una piccola aletta di raffreddamento è consigliata.

Nella fotografia della figura 4 è visibile il dissipatore bianco posto sotto il transistor; questo accessorio oltre a svolgere la funzione dissipatrice, in quanto è costituito da un particolare impasto, permette

anche di isolare meccanicamente Q5 dal circuito stampato, in sostituzione dei soliti foglietti in mica.

Potrà capitare che la regolazione del contrasto possa essere insufficiente (contrasto molto debole) occorrerà quindi, in questo caso, variare il valore di alcune resistenze; normalmente dovrebbe essere sufficiente aumentare la resistenza fissa da 120 k Ω fra il collettore di Q5 e la massa, fino ad un massimo di 250 k Ω cercando di controllare che il transistor non surriscaldi.

Un ulteriore tentativo è quello di variare il valore di un'altra resistenza fissa che troveremo fra la massa ed un capo del potenziometro da 1 k Ω , la variazione dovrà essere non superiore a più o meno il 20%.

Il potenziometro da 100 k Ω permette di polarizzare più o meno negativamente il catodo del tubo catodico a lunga persistenza fino a raggiungere la luminosità desiderata.

AMPLIFICATORE DEI SINCRONISMI

Dopo che il segnale sarà passato attraverso il filtro costituito dal primo toroide e dal condensatore da 50.000 pF, si immetterà, oltre che nello stadio rivelatore video, anche in un altro circuito dove verranno esaminati ed amplificati gli impulsi di sincronismo.

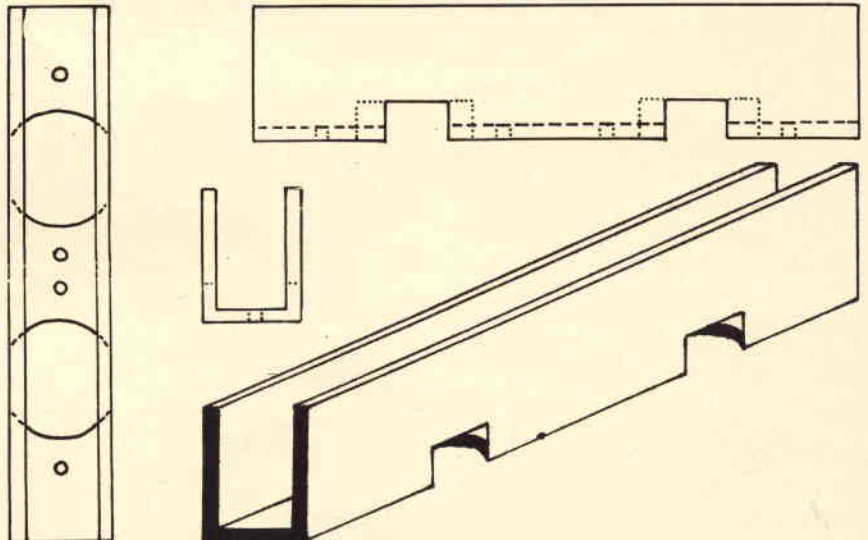


Fig. 15 - Proiezione ortogonale e relativa visione assonometrica dei dissipatori per i transistori finali AD 161 - AD 162. Le misure possono essere rilevate dal disegno poiché è in scala 1 : 1.

Questi impulsi, in blocco, cioè ancora miscelati fra loro, vengono innanzitutto amplificati dal transistor Q6, l'emettitore del quale verrà più o meno polarizzato verso massa al fine di ottenere un esatto livello dei sincronismi. Quindi si potrà controllare l'esatto livello dei sincronismi agendo sul cursore del potenziometro da 2.000 Ω.

RIVELATORE DEI SINCRONISMI

Ritroviamo in questo stadio un altro filtro simile a quello già visto nel discriminatore video, formato cioè da una bobina toroidale e da un condensatore; notiamo, però, due varianti, una riguardo la capacità, letteralmente aumentata, e l'altra sulla bobina toroidale, la cui presa centrale, formata dai terminali C e D, viene collegata alla tensione positiva di 10 V.

Troviamo, quindi, fra gli altri componenti importanti di questo stadio i due diodi rivelatori e quindi un transistor per una ulteriore amplificazione (tengo a far notare che questo è uno dei tre transistori ad avere la polarità PNP).

DISCRIMINATORE ED AMPLIFICATORE ORIZZONTALE E VERTICALE

Nella prima parte di questo articolo abbiamo già descritto abbastanza sufficientemente il funzionamento di questi stadi, tengo, però; a soffermarmi e dilungarmi sulla scelta di alcuni materiali e sul lato pratico di alcuni consigli.

In primo luogo suggerisco una particolare cura nel reperire le resistenze ed i condensatori che costituiscono i due filtri del discriminatore ed in particolare i due elettrolitici da 10 μF 25 V.

Per quanto riguarda il circuito integrato multivibratore - monostabile (MC851p) potrà essere sostituito con il tipo equivalente della SGS 9951.

Questi circuiti integrati permettono di avere gli impulsi per le linee che formano l'immagine.

Nella sezione verticale fra il piedino 10 ed il piedino 11 del multivibratore-monostabile esiste un condensatore avente un valore di 1 μF

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	1.000 Ω 0,25 W	
R2	1.000 Ω 0,25 W	
R3	1.000 Ω 0,25 W	
R4	1.200 Ω 0,25 W	
R5	4.700 Ω 0,25 W	
R6	2.200 Ω 0,25 W	
R7	1.500 Ω 0,5 W	
R8	1.200 Ω 0,5 W	
R9	1.000 Ω 0,25 W	
R10	1.800 Ω 0,5 W	
R11	1.000 Ω	Potenziometro contrasto esterno al C.S.
R12	330 kΩ 0,5 W	
R13	1.000 Ω 0,5 W	
R14	1.000 Ω 0,5 W	
R15	120 kΩ 0,5 W	
R16	180 kΩ 0,5 W	
R17	100 kΩ	Potenziometro luminosità esterno al C.S.
R18	10 kΩ 0,25 W	
R19	100 Ω 0,5 W	
R20	2.200 Ω	Potenziometro regolazione livello sincronismi
R21	4.700 Ω 0,5 W	
R22	100 kΩ 0,25 W	
R23	820 Ω 0,5 W	
R24	4.700 Ω 0,5 W	
R25	10 kΩ 0,5 W	
R26	2.200 Ω 0,5 W	
R27	10 kΩ 0,5 W	
R28	22 MΩ 0,5 W	
R29	50 kΩ	Potenziometro amplificazione verticale
R30	10 kΩ 0,5 W	
R31	500 Ω	Potenziometro centratura verticale
R32	33 Ω 0,5 W	
R33	1.000 Ω 0,5 W	
R34	120 Ω 0,5 W	
R35	470 Ω 0,5 W	
R36	3,3 Ω 2 W	
R37	3,3 Ω 2 W	
R38	150 Ω 0,5 W	
R39	4.700 Ω 0,5 W	
R40	1.000 Ω 0,5 W	
R41	10 kΩ 0,5 W	
R42	47 kΩ 0,5 W	
R43	2.200 kΩ 0,5 W	
R44	50 kΩ	Potenziometro amplificazione orizzontale
R45	250 Ω	Potenziometro centratura orizzontale
R46	150 Ω 0,5 W	
R47	220 kΩ 0,5 W	
R48	820 Ω 0,5 W	
R49	220 kΩ 0,5 W	
R50	1.200 Ω 0,5 W	
R51	3,3 Ω 2 W	
R52	3,3 Ω 2 W	
C1	10 μF 25 V	Elettrolitico
C2	20 μF 25 V	Elettrolitico
C3	47.000 pF	
C4	220.000 pF	
C5	220.000 pF	
C6	10 μF 25 V	Elettrolitico
C7	10 μF 25 V	Elettrolitico
C8	1 μF	Non elettrolitico
C9	10 μF	Tantalio - vedi testo
C10	470.000 pF	
C11	10 μF 25 V	Elettrolitico
C12	330.000 pF	
C13	2 μF	Tantalio
SOSTITUIBILITA'		
Q1	2 N 3694	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q2	2 N 3694	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q3	2 N 3227	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q4	2 N 3694	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A

Q5	2 N 3440	2 N 3442 - BU 100 - BU 102
Q6	2 N 3566	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC182 A
Q7	2 N 3906	BC 303 - BC 160 - BC 177
Q8	2 N 3566	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q9	2 N 3566	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q10	2 N 5462	2 N 5465 - BF 320
Q11	2 N 2218	2 N 1711
Q12	2 N 4910	AD 161
Q13	2 N 4898	AD 162
Q14	2 N 3566	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q15	2 N 3566	BC 107 - BC 108 - BC 109 - BC 301 - BC 182 A
Q16	2 N 5462	2 N 5465 - BF 320
Q17	2 N 2218	2 N 1711
Q18	2 N 4910	AD 161
Q19	2 N 4898	AD 162
IC1	MC 851 P	9951 SGS
IC2	MC 851 P	9951 SGS
D1	1 N 3064	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D2	1 N 3064	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D3	1 N 3064	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D4	1 N 3064	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D5	1 N 34 A	OA 95 od altri al germanio per rivelazione
D6	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D7	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D8	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D9	1 N 34 A	OA 95 od altri al germanio per rivelazione
D10	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D11	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D12	1 N 457	1 N 914 od altri al silicio per commutazione
D15	1 N 4753	Qualsiasi tipo di diodo Zener da 5,1 V 1 W
L1	44 + 44 mH	Bobina toroidale (vedi testo)
L2	0,64 H	Impedenza (codice GBC HT/2540-00)
L3	44 + 44 mH	Bobina toroidale (vedi testo)
T1		Trasformatore interstadio (GBC HT/2540-00)
Zoccoli per circuiti integrati a 24 piedini		
Ancoraggi per circuiti stampati (codice GBC GB/0500-00)		
Dissipatore per transistori in TO5 (codice GBC GC/1250-00)		
Supporti in resina per transistori in TO5 (codice GBC GC/0250-00)		
Supporti in resina per transistori in TO39 (codice GBC GC/0340-00)		

25 V, questa capacità non dovrà essere polarizzata sarà, quindi, un grosso errore usare un condensatore elettrolitico.

Sempre riferendomi ai multivibratori-monostabili consiglio un cablaggio con due zoccoli per circuiti integrati a quattordici piedini in modo da non surriscaldare gli integrati stessi al momento della saldatura ed in modo di avere anche la possibilità di una facile sostituzione nell'eventualità (pertanto molto rara) di una rottura. Consiglio anche di saldare solamente i piedini 1-5-6-7-10-11 e 14, poiché è inutile rischiare di fare pasticci con il saldatore e lo stagno.

Prima dei due transistori ad effetto di campo (FET) troviamo due condensatori al tantalio, uno del va-

lore di 2 μ F per l'orizzontale e lo altro da 10 μ F per la sezione del verticale; anche in questo caso raccomandando di scegliere materiale di primissima scelta.

Potrà accadere, riguardo i condensatori sopra citati, che, terminato il montaggio e messo in funzione l'apparecchio, che le linee orizzontali siano molto distanti fra di loro e che la regolazione del potenziometro dell'amplificazione verticale (50 k Ω) sia insufficiente, occorrerà quindi variare il valore della capacità del condensatore al tantalio della parte verticale; variazione che potrà raggiungere valori dello ordine dei 20 o 30 μ F ed oltre.

Il circuito stampato è stato studiato in modo che tutti i componenti entrino nelle rispettive sedi.

Se al posto del FET tipo BF320 verrà usato un equivalente e forse migliore, avente la sigla 2N5462 oppure meglio ancora il 2N5465, si dovrà effettuare un «contorcimento» dei terminali illustrato nella figura 14; raccomando di avere, in questa operazione, una particolare delicatezza, in quanto i terminali, o piedini che dir si voglia, di questo transistor ad effetto di campo, sono molto delicati e quindi facile romperli proprio alla base del contenitore.

Prima dei transistori finali che piloteranno il giogo di deflessione e subito dopo il transistor ad effetto di campo, troviamo un altro semiconduttore che ha le funzioni di pilota, o detto all'inglese, di driver.

Ritengo necessario per i transistori piloti un piccolo dissipatore.

I driver originariamente sono i 2N2218 ma potranno essere sostituiti dai, forse più reperibili, 2N1711.

Per quanto riguarda i transistori dell'amplificatore verticale e orizzontale Q12 - Q13 - Q18 - Q19 consiglio di acquistarli, senz'altro, selezionati, in quanto, in caso contrario, si potrà incorrere nella difficoltà di centratura e di una distorsione dell'immagine, difetto ovviamente in parte variando le resistenze da 3,3 Ω 2 W cercando, sperimentalmente, ogni singolo nuovo valore; questa azione è comunque da me sconsigliata perché risulta più costosa di ogni singola coppia di finali selezionati.

Se si useranno transistori al germanio (AD161 e AD162), occorrerà una adeguata dissipazione, poiché surriscaldano molto, consiglio in questo caso di costruire due dissipatori simili a quello rappresentato in figura 15 usando un trafilato in alluminio a U.

CONCLUSIONE

Anche la descrizione del modulo demodulatore è così determinata; a Voi Lettori non rimane che reperire il nuovo materiale, per preparare il circuito stampato, costruire le parti meccaniche e... attendere il prossimo mese per completare il Vostro monitor per la SSTV con la descrizione della terza ed ultima parte dell'articolo.

AMPLIFICATORE R.F. DA 20 W PER LA BANDA DEI 160 MHz

a cura di M.J. Köppen e J. Mulder

Attualmente nel campo delle telecomunicazioni c'è una forte richiesta di amplificatori di potenza RF transistorizzati per potenze di uscita fino a 100 W. Questi amplificatori vengono impiegati non solo nei trasmettitori mobili e fissi ma anche come stadi pilota nei trasmettitori TV e FM.

Il transistor ideale per questi amplificatori è il tipo BLY89A (Philips) con «emettitore a griglia» le cui prestazioni sono messe in evidenza in tabella I.

CONSIDERAZIONI SUL PROGETTO

Questo amplificatore possiede tre stadi, lavora nella banda dei 160 MHz ed è accordabile fra 146 e 174 MHz. La tensione di alimentazione è 13,8 V nominali e può essere fornita da una batteria. Lo stadio finale è equipaggiato con un transistor con «emettitore a griglia» tipo BLY89A il quale alla frequenza di 175 MHz, è in grado di dare una potenza di uscita di 23 W mentre il minimo valore del guadagno è di 6 dB. La potenza massima richiesta per il pilotaggio di questo transistor si ha in corrispondenza dei 174 MHz, e corrisponde a $23/4 = 5,75$ W. Questa potenza di pilotaggio può essere fornita da un secondo transistor con «emettitore a griglia», e cioè del tipo BLY87 (Philips), il quale alla frequenza di 175 MHz dà 8 W con un guadagno minimo di 9 dB. Pertanto, supponendo che il guadagno rimanga costante, la potenza di pilotaggio per questo BLY87, alla frequen-

za di 174 MHz, sarà $5,75/8 + 0,72$ W come valore massimo. A sua volta, un simile livello di potenza può essere fornito da un transistor «overlay» tipo 2N4427 (Philips) il quale alla frequenza di 175 MHz, fornisce una potenza di uscita di 1 W ed un guadagno minimo di potenza di 10 dB. Per quanto detto so-

pra, e trascurando l'influenza di una tensione di alimentazione con valore più elevato (13,8 al posto di 12 V), la potenza di pilotaggio richiesta da questo transistor sarà $0,72/10 = 72$ mW.

Nello schema a blocchi di fig. 1, sono riportati i livelli di potenza in precedenza calcolati e le massime correnti di collettore alla frequenza di 174 MHz.

L'amplificatore completo (fig. 2) viene montato su una piastra di circuito stampato; prove pratiche hanno dimostrato però che, per ciò che riguarda gli amplificatori di potenza RF, l'impiego di una piastra a circuito stampato implica una perdita di potenza maggiore di quella che si avrebbe se l'amplificatore

TABELLA I - Caratteristiche tecniche del transistor BLY89A

Potenza di uscita (alla frequenza di 175 MHz)	23 W
Tensione collettore-emettitore (V_{CE})	13,5 V
Temperatura del dissipatore (T_n)	25 °C
Guadagno minimo	6 dB
Rendimento	70%

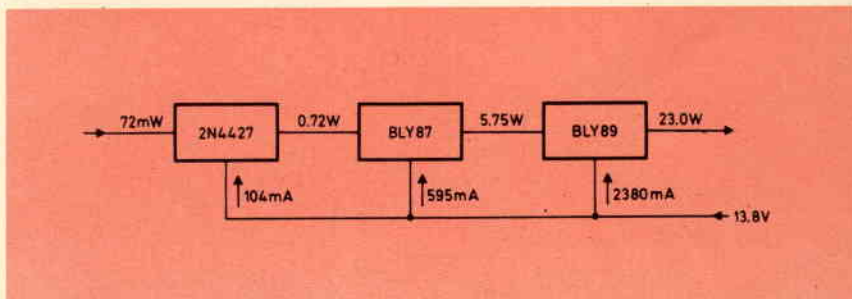


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore da 20 W dove sono indicati anche i livelli di potenza presenti nei vari stadi.

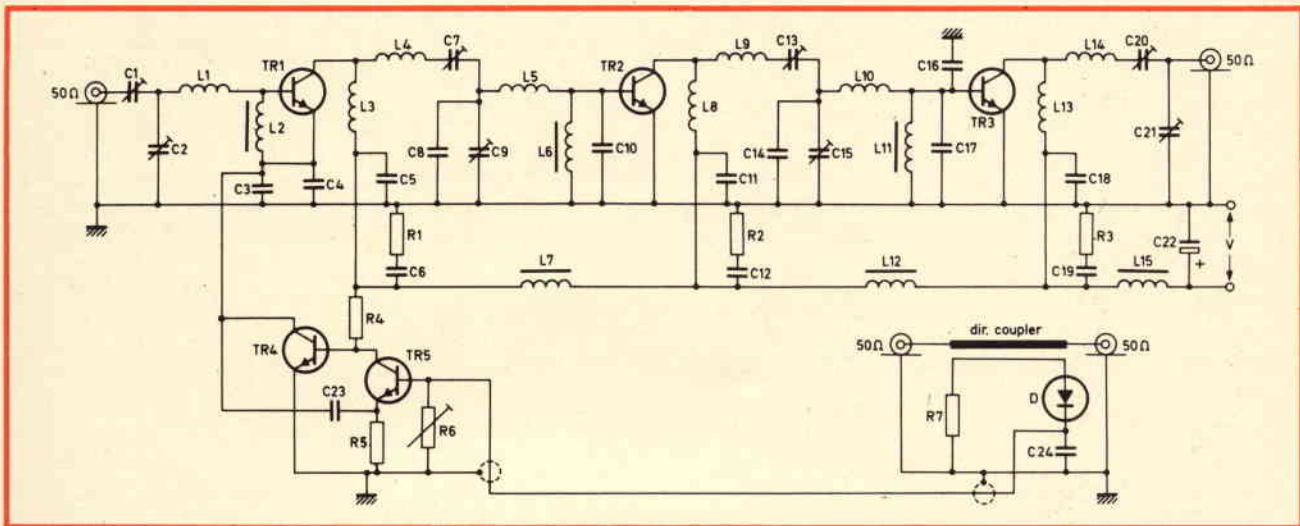


Fig. 2 - Schema elettrico completo dell'amplificatore da 20 W descritto in questo articolo.

ELENCO DEI COMPONENTI

C1-C2	
C7-C9	
C13-C15	= trimmer con dielettrico a film da 2,18 pF
C3	= condensatore poliestere da 22 nF \pm 10% - 250 V
C4	= condensatore ceramico, chip a bassa induttanza, da 820 pF
C5-C11	
C18-C24	= condensatori ceramici da 120 pF \pm 5%
C6-C12	
C19	= condensatori poliestere da 150 nF \pm 10% 250 V
C8	= condensatore ceramico da 12 pF \pm 5%
C10-C16	
C17	= condensatori ceramici da 47 pF \pm 5%
C14	= condensatore ceramico da 6,8 pF \pm 5%
C20-C21	= trimmer con dielettrico a film da 4,60 pF
C22	= condensatore elettrolitico da 82 μ F - 16 V
C23	= condensatore in poliestere da 68 nF \pm 10% 250 V
L1	= 3,5 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm avvolte molto serrate, diametro della bobina 5 mm, terminali 2x7 mm
L2-L6	
L7-L11	
L12-L15	= bobine choke in ferroceube
L3-L8	
L9	= L1 con 2,5 spire
L4-L5	
L10	= L1 con 1,5 spire
L13-L14	= 1,5 spire di filo di rame smaltato da 1,5 mm avvolte molto serrate, diametro 7 mm, terminali 2x10 mm
R1-R2	
R3	= resistori a carbone da 10 Ω \pm 5%
R4	= resistore a carbone da 2,2 k Ω \pm 5%
R5	= resistore a carbone da 12 Ω \pm 5%
R6	= potenziometro trimmer miniatura a carbone da 2,2 k Ω \pm 5%
R7	= resistore a carbone da 56 Ω \pm 5%
TR1	= 2N4427 - TR2 = BLY87 - TR5 = BLY89A
TR4	= BD156 - TR5 = BC108 - D = BAX15

COMPONENTI DEL FILTRO CHEBYSHEV

C1-C5	= condensatori passanti ceramici da 27 pF
C2	= condensatore da 33 pF
L1-L4	= 3,5 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm, diametro 4 mm, terminali 2x5 mm
L2-L3	= L1 con 5,5 spire

fosse montato su uno chassis convenzionale. Un altro fattore che riduce la potenza di uscita è il **filtro di antenna**, assolutamente necessario affinché l'apparecchiatura possa soddisfare alle norme riguardanti i livelli di interferenze ammessi. La perdita introdotta da questo filtro va dal 5 al 10%, e di conseguenza tende a ridurre la potenza di uscita dell'amplificatore al valore di 20,7 W nelle peggiori condizioni; la potenza di uscita tende inoltre a calare tutte le volte che aumenta la temperatura del dissipatore di calore. Prove pratiche hanno dimostrato che per il transistor BLY89A questa caduta di potenza è circa 40 mW/°C.

DESCRIZIONE DELL'AMPLIFICATORE

I fattori di merito (Q) dei circuiti accordati con il loro normale carico hanno valori compresi da 5 a 15. I circuiti di polarizzazione delle basi e dei collettori sono stati progettati in maniera da avere un funzionamento stabile esente da oscillazioni parassite di bassa frequenza. Il circuito di accordo tra il pre-pilota e il pilota e tra il pilota vero e proprio e l'uscita è costituito da una versione modificata di **una rete adattatrice a «T»** come quella usata all'ingresso. Le bobine L4 e L9 sono state aggiunte per mantenere una reattanza di elevato valore nei confronti del contenuto di seconda armonica della corrente di collettore. Una tale reattanza in-

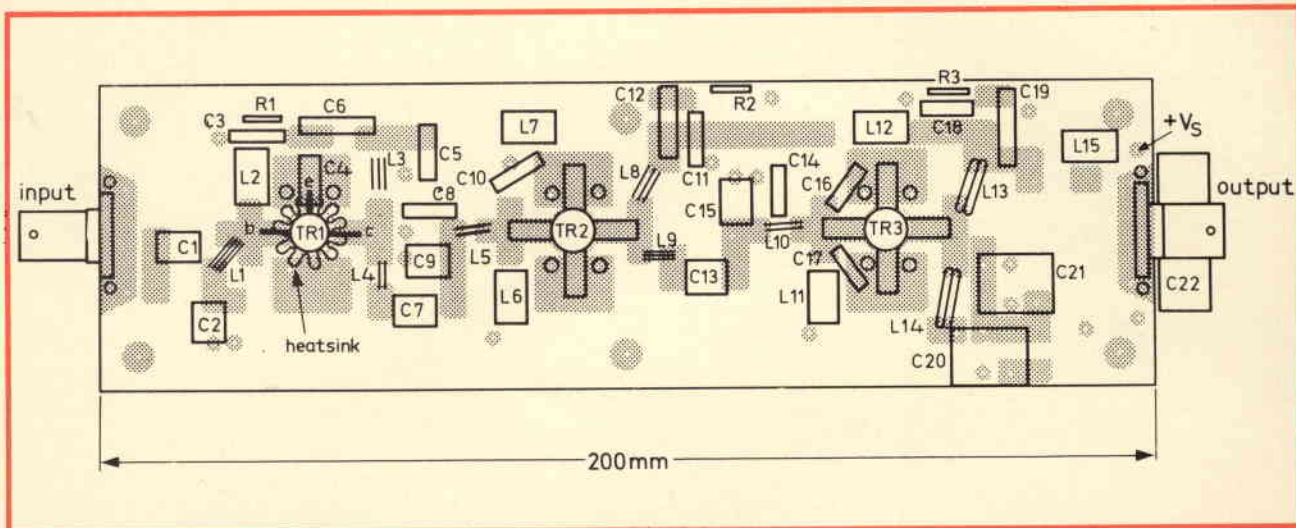


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastrina a circuito stampato. Il rivestimento di rame è su entrambe le facce.

fluisce enormemente sulla forma di onda della tensione presente sul collettore e contribuisce a dare un rendimento più elevato.

I condensatori presenti tra base ed emettitore dei transistori TR2 e TR3 servono a migliorare leggermente le prestazioni dei relativi stadi. Il condensatore elettrolitico C22 spiana i picchi della tensione di alimentazione tutte le volte che si verifica un improvviso disadattamento all'uscita.

La disposizione dei vari componenti sul circuito stampato è riportata in figura 3. Prove pratiche tendenti ad ottenere il meglio da amplificatori di potenza RF montati su circuiti stampati hanno dimostrato che i migliori risultati si ottengono con piastre di resina epossidica con rame **da entrambe le facce**; in questo caso una delle facce viene impiegata per i ritorni di massa.

La fig. 3 indica soltanto la faccia superiore della piastra a circuito stampato dove in tratteggio sono indicate le zone isolate di rame per il montaggio dei componenti. I terminali di massa dei componenti possono essere collegati alla piastra di rame sottostante (massa) facendoli passare attraverso piccoli fori praticati nella piastra stessa. I bocchettone di ingresso e di uscita (jacks) e gli emettitori vengono posti a massa mediante rivetti tubolari.

IL FILTRO DI ANTENNA

Le norme che regolano il livello di irradiazione dei segnali interfe-

renti sulle ricezioni radio non sono ancora diventate standard per tutte le nazioni. Le norme più severe per amplificatori con potenza di uscita fino a 20 W sono quelle valide in Gran Bretagna dove la radiazione spuria non deve superare il livello di $2,5 \mu\text{W}$. Per una potenza di uscita di 23 W, ciò significa una attenuazione di circa 70 dB. Misure pratiche hanno dimostrato che la soppressione dell'armonica più forte (la seconda armonica di 146 MHz) è di 36 dB qualora non venga impiegato un filtro esterno. Ne consegue che per soddisfare le norme inglesi, questa armonica necessita di una attenuazione aggiuntiva di 34 dB.

Vennero fatte prove con due tipi di filtri passa-basso multisezione.

- a) con il cosiddetto **filtro di Cauer** o filtro a funzione ellittica;
- b) con il **filtro di Chebyshev**

Il filtro di Cauer è configurato come è indicato in fig. 4. Non ci soffermiamo ad analizzare questo tipo di filtro in quanto presenta notevoli inconvenienti, inoltre per dare le prestazioni desiderate richiede componenti professionali difficilmente reperibili.

Migliori prestazioni sono quelle offerte dal cosiddetto filtro di Chebyshev riportato in figura 5. Questo filtro ha la frequenza di taglio a 174 MHz, una riflessione massima del 10% della tensione di ingresso nella banda passante ed infine una attenuazione della seconda armonica di 146 MHz, del valore di 41 dB.

Il filtro è costituito da bobine

normali in aria da condensatori passanti prearati. Vennero impiegati questi condensatori a causa della loro bassa induttanza; essi vennero messi a punto su un ponte capacitivo a bassa frequenza. Il valore di un condensatore può essere variato molando via una parte della metallizzazione esterna; ciò può essere fatto in maniera estremamente semplice servendosi di una striscetta di carta vetrata.

Il valore delle bobinette è stato scelto leggermente più elevato in maniera che esse possano essere messe a punto a dovere variando la spaziatura delle spire degli avvolgimenti

In fig. 5 sono riportati i valori che debbono avere le bobine in aria e le capacità dei condensatori del filtro di Chebyshev.

CIRCUITO DI PROTEZIONE

Dai dati del transistor BLY89A risulta che questo transistor è stato provato per un rapporto tensione

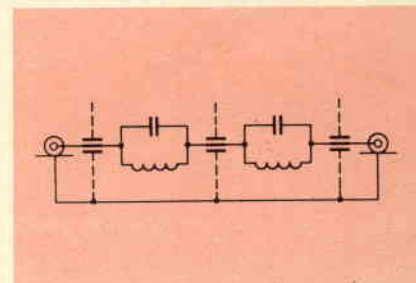


Fig. 4 - Schema semplificato del filtro di Cauer.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE

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

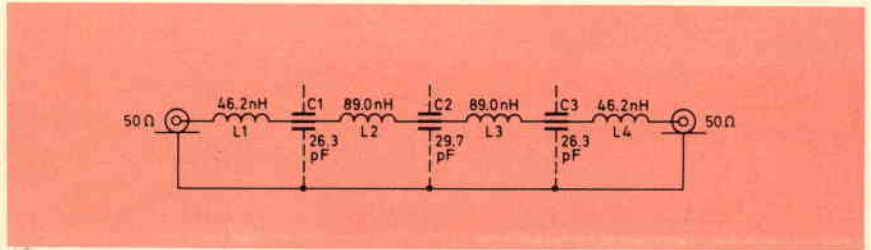


Fig. 5 - Schema del filtro di Chebishev. Sono indicati i valori dei componenti (induttanze e capacità).

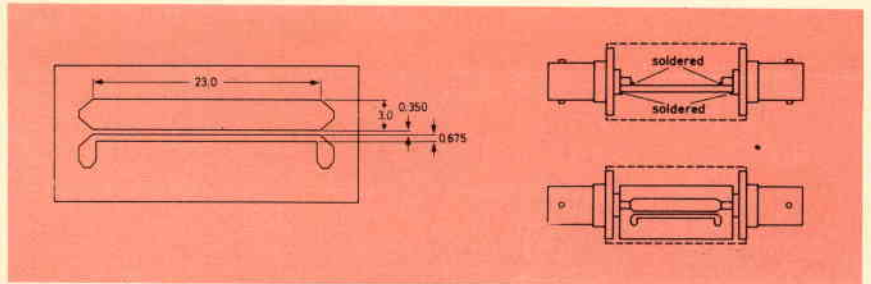


Fig. 6a - Piastra stampata (1,6 mm) dell'accoppiatore direzionale.

Fig. 6b - L'accoppiatore direzionale visto dall'alto e lateralmente.

dell'onda stazionaria (v.s.w.r.) $\cong 50:1$, un $V_{CE} = 13,5$ V e $T_{hs} = 25^\circ\text{C}$, e una potenza di pilotaggio capace di dare una potenza di uscita di 23 W in condizioni di perfetto adattamento. Se però, per qualsiasi motivo, il transistore dovesse trovarsi a lavorare in condizioni di forte disadattamento, e con valori molto elevati della tensione della batteria, della potenza di pilotaggio e della temperatura allora si renderanno necessarie alcune precauzioni tendenti a proteggere il dispositivo.

Tali precauzioni si riducono essenzialmente a tre:

- limitazione della corrente media di collettore;
- limitazione, in funzione della temperatura, della tensione continua tra collettore ed emettitore.
- riduzione della potenza di pilotaggio, (dipendente dal disadattamento) attuata mediante un sistema di accoppiamento direzionale.

Prove pratiche hanno dimostrato che questo terzo sistema è il più efficace ed è quello che è stato adottato per la protezione del transistore finale di questo amplificatore.

In caso di disadattamento, la potenza riflessa viene rivelata da un accoppiatore direzionale stampato (figg. 6a e 6b) e accoppiato ad un amplificatore a due stadi che controlla la tensione collettore emettitore dello stadio pre-pilota. In questo modo si diminuisce la potenza d'uscita di questo stadio e contemporaneamente, le potenze di pilotaggio e la corrente di collettore degli stadi successivi. L'accoppiatore direzionale usato in questo amplificatore costituisce una unità separata; esso però può essere combinato con il circuito stampato dell'amplificatore purché si impedisca che si verifichi un eventuale accoppiamento tra l'accoppiatore direzionale e il circuito d'uscita dell'amplificatore.

Il contenitore del transistore TR5 è collegato termicamente al radiatore di calore, per cui la sua temperatura alla giunzione sarà uguale alla temperatura del dissipatore di calore.

In questa maniera, la tensione-soglia dell'amplificatore diminuisce di 2 mV/°C in forza della dipendenza dalla temperatura della tensione base-emettitore. E' evidente che ciò contribuirà a migliorare il sistema di protezione alle temperature elevate.

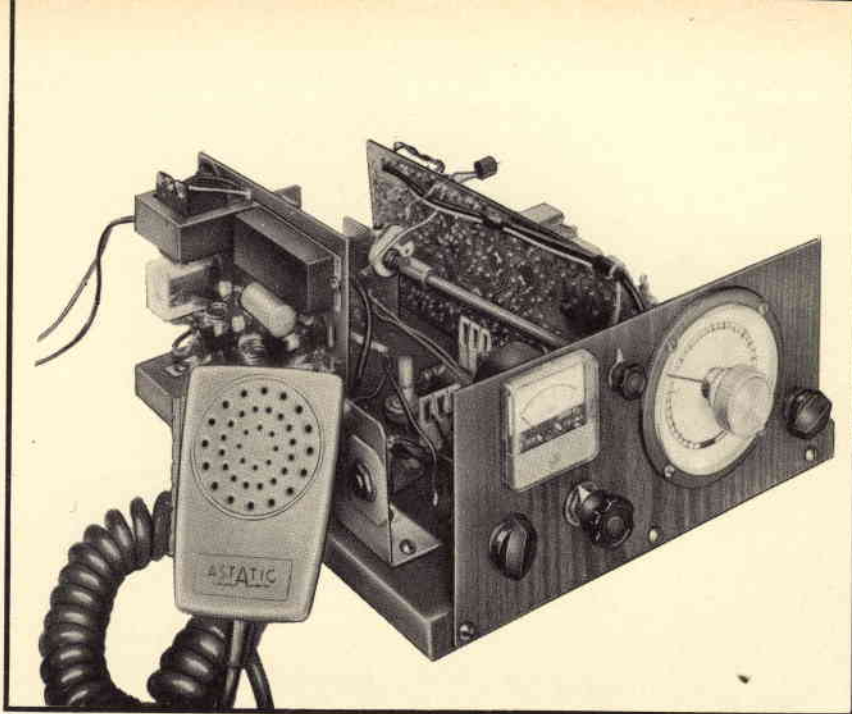


Fig. 1 - Vista frontale del ricetrasmittitore per i 144 MHz. Si noti il nuovo telaietto sistemato di lato sulla sinistra ed il microfono ugualmente inserito su di un'apposita base sulla sinistra del piccolo «chassis».

RICETRASMETTITORE PER I 144 MHz

di I2 JJK

Nel numero 11 della rivista abbiamo descritto un ricevitore ricavato «assemblando» in modo sperimentale:

— un telaietto come ricevitore base (banda 26 ÷ 28 MHz)

— un telaietto come convertitore dai 114 ai 26 MHz

— un telaietto demodulatore FM tipo «coerente» con l'integrato TAA 661A, della S.G.S.

— un telaietto amplificatore di bassa frequenza utilizzando il circuito integrato TBA 800.

Con questo era disponibile l'occorrenza per iniziare come «listener», cioè come ascoltatori sulla gamma radiantistica dei 2 metri.

Poi sono arrivate le attese decisioni del Ministero PTT e cioè:

— Possibilità di conseguimento di un primo gradino di abilitazione al radiantismo con relativa licenza a seguito del solo esame teorico e con

rinvio di quello di telegrafia al gradino superiore di abilitazione.

Il solo esame teorico (abbastanza facile e generalmente «abituato» a chi possa dimostrare con titolo di studio o altro una buona conoscenza teorica della Radiotecnica, come a studenti del Politecnico, Periti, ecc.) permette di operare solo sulle frequenze superiori ai 144 MHz e cioè sulla banda dei 144, 420, 1290 e 4000 MHz.

L'ulteriore esame di telegrafia abilita anche all'esercizio delle onde corte sulle bande dei 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz, le gamme cioè che permettono il vero Dx, (il collegamento a grande distanza) fino, ad esempio, agli antipodi che per noi sono rappresentati dal Giappone (prefisso J), dalla Nuova Zelanda (prefisso ZL) e dall'Australia (prefisso VK).

— Possibilità di trasferire liberamente la stazione per le frequenze superiori a 144 MHz sul territorio

nazionale senza preventiva autorizzazione di «barra P» come finora era accaduto.

Questa disposizione è stata inizialmente concessa solo a coloro che avessero superato il primo patentino per ultracorte ed è stata poi però estesa a tutti i radioamatori muniti di una tesserina apposita da esibire a richiesta e specie in caso di trasporto sull'automobile.

Siamo veramente lieti di queste novità che permettono non solo maggiore libertà nel lavoro radiantistico (quella libertà di cui già godono tutti i Paesi in cui il Regolamento Internazionale di Ginevra viene rispettato per intero) ma anche finalmente possibilità di prove di propagazione su di un territorio ben più esteso.

Su di un punto il Ministero PTT è stato categorico: nell'escludere ogni trasmissione con stazioni in movimento.

E noi siamo d'accordo anche per-

ché trasmettere e nello stesso tempo guidare un mezzo è realmente molto pericoloso.

Con tutte queste nuove possibilità si poneva quindi il problema di aggiornare il ricevitore in banda 144 MHz già descritto aggiungendo una sezione trasmittente, una commutazione di antenna ed un buon microfono.

Tutto questo è stato realizzato: — Utilizzando un ulteriore telaio di cui forniamo in fig. 2 lo schema elettrico con cristalli a 72 MHz.

— Impiegando un microfono «Astatic» di ottime caratteristiche e di costo moderato.

— Disponendo la nuova sezione trasmittente al posto degli accumulatori al Nickel-Cadmio impiegati per il ricevitore. Per alimentare in modo autonomo il ricetrasmittente si sono utilizzati gli accumulatori al Nickel-Cadmio da 3 Ah, con alimentatore da rete, già descritti a suo tempo.

Con ciò abbiamo realizzato un vero e proprio Ricetrasmittente o «Transceiver» atto a venire facilmente trasportato anche in passeggiate in montagna con il suo alimentatore e tale da dare dei grossi risultati anche con una antennina di solo $1/4 \lambda$.

Basta portarsi anche solo a 4 o 500 m di altezza per fare distanze notevoli con una buona chiarezza di messaggio.

E poi può capitare l'occasione di una propagazione «troposferica» particolare con cui da Milano ad esempio si arriva fino a Chieti; e solo con qualche watt di uscita ed una antenna direzionale a 12 elementi.

Se poi si opera in telegrafia è possibile, sempre con la banda dei 144 MHz, superare distanze ancora superiori ed uscire addirittura dai confini nazionali.

I2SH, presidente della Sezione ARI di Milano, in 144 MHz è arrivato fino alla Romania operando in telegrafia non modulata.

E' il momento dei ricetrasmittenti in onda ultracorta e noi riteniamo di fare cosa gradita al lettore presentando questo assemblaggio di facile realizzazione atto a permettere buone soddisfazioni con una spe-

sa relativamente modesta ed eventualmente autocostruendo la sezione trasmittente.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE

Come si può notare dalla fig. 2 il trasmettitore impiega in tutto 4 transistori:

BSX 26 come oscillatore a quarzo
BSX 26 come duplicatore
2N 3866 come pilota
2N 4427 come finale di potenza.

Per il primo stadio si utilizzano dei cristalli tagliati in modo da offrire una buona resa in terza armonica così da permettere un'uscita con un solo stadio oscillatore sui 72 MHz.

Il modello di questi cristalli è miniaturizzato. Ciò è possibile grazie alle modeste potenze (d'altronde facilmente controllabili) tipiche degli oscillatori a transistori. I tubi termionici sono invece pericolosi per le potenze che comportano anche con un minimo di tensione anodica. Sono previsti solo due zocolini per cristallo con commutazione da inserire a parte dal lato «massa».

Due cristalli sono infatti più che sufficienti a chi opera su frequenza fissa senza VFO. Qualcuno si chiederà il perché dei due cristalli!

Bene! Il secondo cristallo di frequenza opportuna è necessario quando, specie durante un «contest» (gara di radiocomunicazioni) ci si trovi per caso vicinissimi come frequenza a qualche altro OM pure lui quarzato o si voglia sfuggire a qualche stazione che per qualche motivo (eccesso di modulazione, deriva di frequenza o altro) disturbi la propria emissione.

Quanto alla scelta delle frequenze valgono varie teorie. Anzitutto la ARI consiglia di occupare uno spettro di frequenze a seconda della regione di emissione. Ma ciò è superato in pratica dai prefissi che individuano ormai subito la provenienza del segnale e dall'impiego dei VFO. Piuttosto occorre tenere conto del fatto che più un'antenna è direttiva più è stretta la banda di lavoro che si può utilizzare con un ottimo rapporto di onda stazionaria.

Convieni quindi scegliere due frequenze distanti tra loro solo di

qualche centinaio di chilocicli e per iniziare basterà.

Vediamo ora il circuito dell'oscillatore. La base della BSX 26 è polarizzata con un partitore da 9,1 k Ω e 3,3 k Ω .

In «emitter» è inserito un circuito RC costituito da 220 Ω e 30 pF. I 12 V di alimentazione sono bypassati da un condensatore da 0,002 μ F.

L'accordo di collettore in 72 MHz è realizzato dalla bobina L1 e da un condensatore ceramico semifisso da 20 pF.

Alla sintonia partecipa pure il condensatore dello stesso tipo pure da 20 pF che alimenta il circuito di un «varicap» BA 102 che provvede alla modulazione di frequenza.

Di questo circuito parleremo in seguito.

Con un piccolo «link» composto da due sole spire accoppiate alla L1 si realizza l'adattamento di impedenza necessario alla alimentazione della base del secondo BSX 26.

Questo è semplicemente polarizzato da 33 Ω e 40.000 pF in emettitore.

L'accordo in 144 MHz di collettore è realizzato tramite un condensatore ceramico semifisso da 20 pF e dalla bobina L2. L'impedenza RFC e la coppia di condensatori da 2.000 pF prima e dopo di essa provvedono a disaccoppiare convenientemente l'alimentazione dei due primi stadi che è connessa direttamente ai + 12,5 V.

A due spire di distanza dal lato freddo di L2 è situata una presa da cui viene prelevata la radiofrequenza di pilotaggio della base del 2N3866.

La bobina L3 con in serie un compensatore ceramico da 20 pF provvede, come circuito risonante serie, a filtrare la frequenza base dalle spurie.

La base è chiusa a massa da un RFC (Radiofrequency choke) costituita, come le altre da impedenze, da una decina di spire avvolte su ferrite (sigla relativa: VK 200).

La base è polarizzata solo da un resistore da 100 Ω in serie alla impedenza. L'emitter infatti è direttamente connesso a massa.

La disposizione già vista si ripete in pratica per il circuito di col-

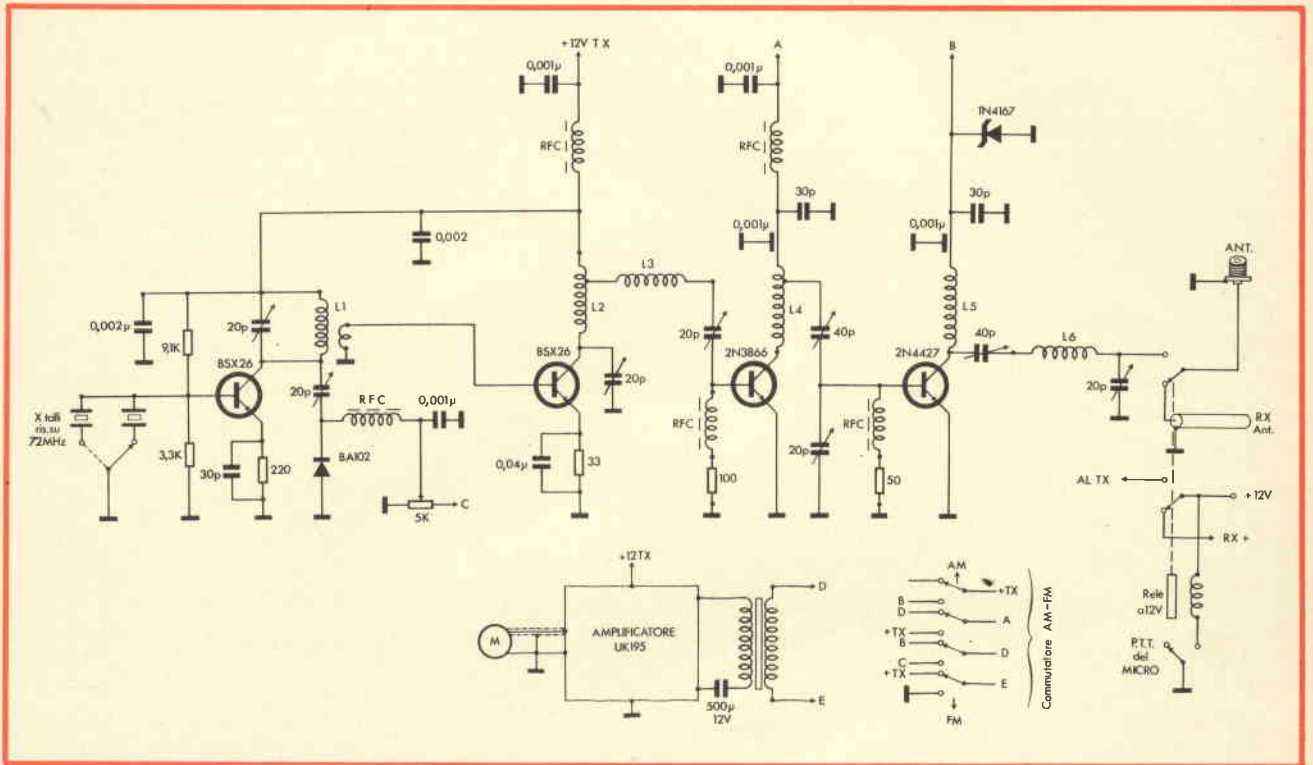


Fig. 2 - Schema elettrico della sezione trasmittente. Si è utilizzato un tipico modello del mercato italiano.

lettore e per l'eccitazione della base del 2N4427.

La radiofrequenza viene prelevata con una presa in modo da non caricare il circuito di sintonia costituito da L4 ed il partitore realizzato con i variabili semifissi ceramici disposti in serie da 40 a 20 pF.

Si effettua poi per tentativi la sintonia e si adatta l'impedenza della base del transistor finale; questa resta chiusa a massa da un resistore da 50 Ω in serie ed un'impedenza VK 200.

Il collettore del transistor finale è adattato di impedenza al carico di 50 ÷ 75 Ω; un circuito risonante costituito da L5 e dalle capacità distribuite risuona largamente sulla banda.

Dal collettore parte poi un circuito di sintonia serie costituito da L6 in serie ad un variabile da 40 pF (sempre del tipo ceramico semifisso) che con un altro condensatore da 20 pF costituisce un circuito di adattamento di impedenza.

Uno Zener 1N167 tra l'alimentazione del collettore del finale e massa «clippa» le punte di modulazione pericolose per i limiti di massima alimentazione del 2N4427.

Questa disposizione un poco complessa di sintonia del «Tank» finale si rende necessaria per ridurre al minimo le spurie nella potenza di uscita e per allargare, per quanto possibile, la banda passante di lavoro.

Il circuito di antenna è comandato da un contatto di scambio di un micro relè saldato al circuito stampato.

In posizione di riposo viene alimentata l'antenna del ricevitore mentre attraendo viene connessa l'antenna al TX.

Un altro contatto pure di scambio provvede a commutare l'alimentazione dal ricevitore al trasmettitore.

Il micro relè viene direttamente eccitato fra terra e batteria dal pulsante del microfono detto P.T.T. (cioè Push to Talk, vale a dire: premi, per parlare).

L'alimentazione del pilota 2N4427 è disaccoppiata da una VK200 e da due condensatori da 1000 pF di ottima qualità. Un condensatore da 30 pF migliora il «bypass» della radiofrequenza sul lato «freddo» di L4.

Lo stesso viene fatto, senza im-

pedenza VK200, per il collettore del transistor finale.

Resta ora da parlare della commutazione del funzionamento in AM alla FM del trasmettitore.

Il modulatore è costituito da un amplificatore modulare da 2 W (UK 195) accoppiato in uscita con un condensatore da 500 µF elettrolitico al lato bassa impedenza di un trasformatore di modulazione.

La commutazione dalla modulazione AM a quella in FM è realizzata tramite un comando «slide» cioè un commutatore a levetta «scivolante» a due posizioni e quattro vie.

In posizione AM:

— L'alimentazione del collettore del pilota viene connessa al capo caldo del secondario del trasformatore di modulazione.

— L'alimentazione del collettore del transistor finale resta essa pure connessa come sopra.

— Il capo freddo del secondario del trasformatore di modulazione viene connesso al +12 V di batteria. In tal modo se, premuto il tasto di R.T.T. si alimenta, tramite il relè, il trasmettitore (ed anche il modulatore) i mV di segnale che

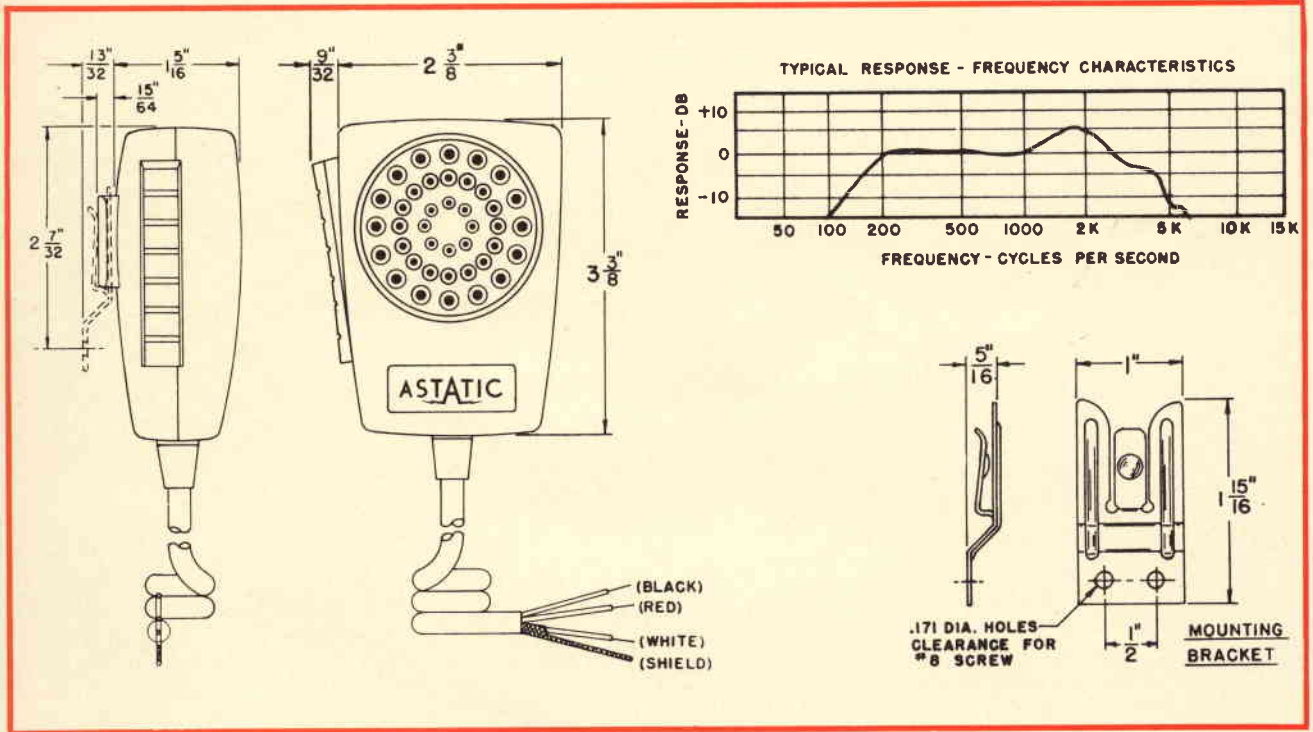


Fig. 3 - Dati di ingombro e curva di risposta del microfono Astatic impiegato nel complesso ricetrasmittente. Si tratta di un microfono semiprofessionale specialmente studiato per la SSB.

escono dal microfono alimentano lo ingresso dell'UK 195 che modula tramite il segnale all'uscita del secondario del trasformatore di modulazione sia il collettore del pilota che del finale.

Questa doppia modulazione è basilare perché si opera con dei generatori di corrente come i transistori ed è quindi necessario, per modulare di ampiezza, non solo aumentare l'eccitazione di collettore del finale ma pure quella della base.

Nel caso di modulazione di frequenza invece:

— Sia l'alimentazione del collettore del transistor finale che quella del pilota vengono connesse al +12,5V senza intervento del secondario del trasformatore di modulazione.

— Questo invece viene inserito tra massa ed il punto D, cioè il capo caldo di un potenziometro da 5 kΩ, che viene bypassato come collegamento di cursore da un condensatore da 1000 pF e permette di alimentare attraverso la solita impedenza VK200 il varicap BA102.

In tal modo la tensione alternata di modulazione dell'amplificatore UK 195 pilota la deviazione di frequenza provocata dall'andamento

anomalo, come caratteristica di capacità-tensione ai capi, del varicap.

La deviazione di frequenza è regolata dal 20 pF semifisso ceramico di accoppiamento e dalla posizione del cursore del potenziometro da 5 kΩ.

Diciamo pure che data la ridotta moltiplicazione di frequenza che si ha con un quarzo base a 72 MHz questa modulazione di frequenza non da luogo a ΔF molto ampio (al massimo ± 6 kHz) ed è piuttosto critica come regolazione in quanto:

Dipende strettamente dalla regolazione del circuito di sintonia del collettore del BSX 26.

— Dipende dalle modalità di oscillazione, cioè come punto di lavoro, dall'oscillatore a cristallo.

— Dipende inoltre dall'«attività» del cristallo, cioè del «rendimento piezoelettrico» della piastrina di quarzo.

Quindi, ad esempio, le polarizzazioni di base e di emitter del BSX26 sono importanti ai fini della modulazione ed in particolare del ΔF, mentre è l'ammontare di eccitazione di bassa frequenza che va regolato per assicurare il massimo di linearità di ΔF.

Tutto ciò naturalmente, come abbiamo sperimentato, vale per un solo cristallo a meno che non si abbia la fortuna di operare con cristalli di attività piezoelettrica quasi eguale.

Molto comunque dipende dal guadagno del transistor BSX26 dello stadio oscillatore.

L'UK 195 è sufficiente come potenza (tenuto conto delle perdite inevitabili del trasformatore di modulazione) ma è piuttosto duro come sensibilità. La casa costruttrice consiglia di premettere un transistor di preamplificazione, oppure di utilizzare un microfono preamplificato.

SCHEMA ELETTRICO DEL MICROFONO E SUE CARATTERISTICHE

In fig. 3 diamo le caratteristiche di ingombro del microfono Astatic Modello 551 da noi adottato con le misure in pollici e la sua relativa curva di risposta.

Quest'ultima giustifica praticamente la nostra scelta. Come si può infatti notare la risposta scende notevolmente sotto i 200 Hz (-15 dB a 100 Hz) e sotto i 3 kHz (taglio progressivo fino ai 5 kHz) con

un picco di 5 dB per i 2 kHz all'incirca.

Il taglio delle basse frequenze è importante specie per evitare l'effetto dei rumori ambientali. Il taglio invece dei toni acuti evita una eccessiva e inutile occupazione di banda. Un picco sui 2000 periodi, anche se di lieve entità, favorisce la comprensibilità specie delle «dentali» e «sibilanti» ad esempio rispettivamente le consonanti «d» ed «s».

Si tratta di un microfono cosiddetto «ceramico» e quindi del tipo ad alta impedenza; i migliori risultati si ottengono con una resistenza di ingresso di 1 MΩ.

Il grafico di captazione fonica è semidirezionale ed anche questa caratteristica riduce la captazione del rumore e dei disturbi.

L'uscita del microfono Astatic è all'incirca di 15 mV per voce normale a 5 - 10 cm. di distanza dalla bocca. In queste condizioni di eccitazione sonora non abbiamo avuto bisogno di preamplificazione per pilotare l'UK 195.

Il cavo è del tipo estensibile a 4 conduttori e cioè (vedi fig. 3):

— Un conduttore di massa corrispondente alla calza del cavetto coassiale.

— Un conduttore (filo bianco) schermato dalla calza suddetta che porta il livello di eccitazione di bassa frequenza di uscita.

— Un conduttore isolato (filo nero) che in condizioni di riposo del pulsante è collegato alla massa cioè alla calza schermante.

— Un conduttore isolato (filo rosso) che in condizioni di pulsante premuto viene connesso alla calza schermante formando una polarità di comando per il relè di commutazione.

Va detto inoltre che il pulsante del microfono non comanda solo il contatto di «scambio» per gli ultimi due fili citati ma anche un contatto che, a pulsante in posizione di riposo, cortocircuita a massa il polo caldo del microfono così da evitare livelli indesiderati di disturbo.

Una squadretta di fissaggio fornita con il microfono permette di fissarlo nella posizione più comoda facendo leva su di una molletta di riscontro.

Abbiamo fornito volentieri i dati di questo microfono Astatic 531

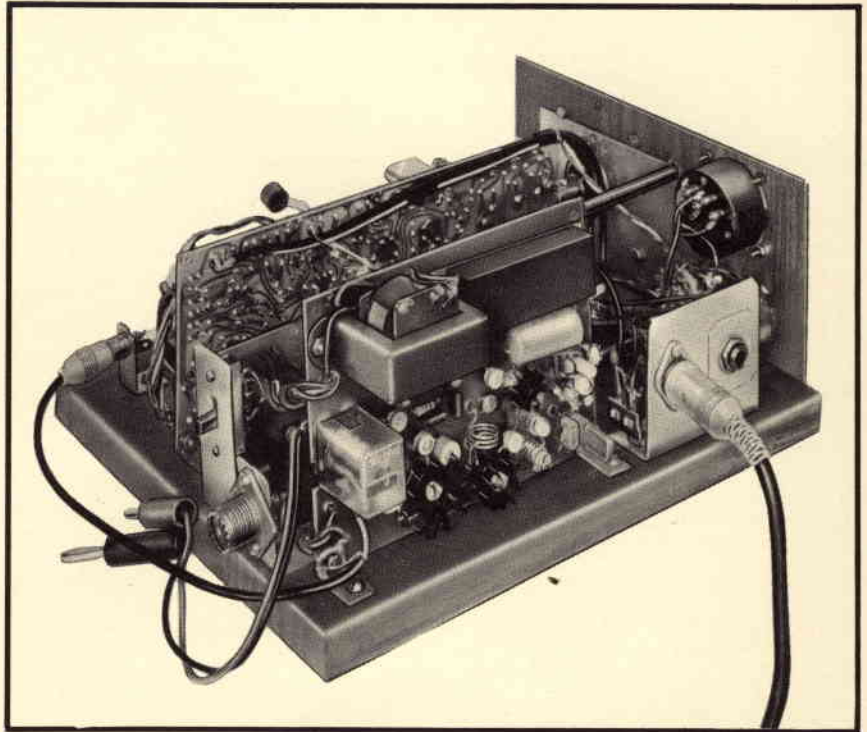


Fig. 4 - Vista laterale dell'assemblaggio realizzato. Dal relè di commutazione parte un cavetto coassiale che si collega ad un bocchettone di ingresso al ricevitore.

in vendita in tutti i magazzini G.B.C. perché la membrana è severamente impermeabilizzata ed assicura quindi una lunga durata, mentre un ottimo schermaggio permette di operare anche in ambienti con notevole campo elettromagnetico senza grandi pericoli di ritorni di radiofrequenza.

ASSEMBLAGGIO DEL TRASMETTITORE

Con riferimento a quanto già pubblicato sul n. 11 per la realizzazione del ricevitore per i 144 MHz le modifiche di assemblaggio

sono state modeste ed essenziali, in pratica:

— Si è asportata l'alimentazione a batterie al Nickel-Cadmio da 250 mAh della Voltabloc (Tudor) che ora era divenuta insufficiente con i circa 600 mA di consumo complessivo in trasmissione.

— Si è spostato, in modo da guadagnare spazio, il telaietto di bassa frequenza con l'integrato TBA 800 della ATES, verso il pannellino frontale.

— Si è montato verticalmente sul lato sinistro (guardando dal fronte del pannello), come mostra la fig. 5, il telaietto del trasmettitore

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL TRASMETTITORE

Banda 144 ÷ 146 MHz

Modulazione:

di ampiezza o frequenza

Potenza di uscita:

circa 1,5 W antenna

Eccitazione:

a cristallo (due zoccoli previsti)

Alimentazione:

12,5 V

Uscita microfono:

circa 25 mV

Commutazione di antenna:

a relè comandata dal pulsante microfonico

verso l'esterno. In questo modo le piste dei circuiti stampati del TX ed RX restano affacciate verso l'interno le une contro le altre e tutti i comandi restano disponibili e ben accessibili.

— La presa ad innesto schermata del microfono ed il Jack dell'altoparlante sono stati montati su di una squadretta in alluminio sempre sul lato sinistro in modo da ridurre al minimo il percorso dei collegamenti verso l'ingresso dell'UK 195 ed il telaio con il TBA 800.

— Il bocchettone di antenna è stato spostato su di una squadretta immediatamente dietro al TX vicino alle commutazioni del relè relativo.

Dallo stesso punto è stato fatto partire un cavettino coassiale che con spina terminale a innesto maschio e corrispondente femmina permette l'alimentazione dell'ingresso del convertitore.

In questo modo è sempre possibile, se il caso, sfilando quest'ultima spina, coassiale, alimentare separatamente con due distinte antenne il ricevitore e il trasmettitore poiché resta sempre la commutazione della anodica tramite il relè del TX.

Ma anche questa potrebbe venire eliminata in modo da permettere un funzionamento in «duplex» specie se si monteranno abbastanza spaziate fra loro, le antenne, in modo da impedire una intermodulazione che d'altra parte è limitata anche dalla bassa potenza di uscita (1 W circa).

— Si è utilizzato lo stesso cavetto di alimentazione del TX per alimentare tutto il telaio base di assemblaggio, naturalmente si è ancorato con i comandi disposti ovviamente il cavetto alla basetta previa na-

struttura ed inserimento di una squadretta.

— Su di un'altra squadretta, sempre posteriormente (vedi fig. 5) si è poi montato il commutatore AM-FM. Non si è dovuto così ritoccare la lunghezza dei cavetti relativi che partono dalla basetta del TX e servono le commutazioni.

Dato il ridotto consumo (circa 0,6 A max in trasmissione) abbiamo potuto utilizzare questo rice-trasmettitore in unione con l'alimentatore con batterie al Nickel-Cadmio della Voltabloc a suo tempo pubblicato.

E' sufficiente accostare il retro del nastro RX TX al fronte dell'alimentatore ed inserire gli spinotti rispettando opportunamente le polarità.

In tabella 1 diamo i dati delle bobine in filo argentato, del trasmettitore per chi desiderasse cimentarsi nella realizzazione:

MESSA A PUNTO

L'unica vera noia nel corso delle prove è sorta per dei ritorni di radiofrequenza all'ingresso del modulatore. Abbiamo rimediato interponendo una impedenza da 150 μ H circa, tra il terminale dello zoccolo del cordone microfonico e l'ingresso all'amplificatore UK 195 con 60 pF ceramici disposti ai capi di questo ingresso. Un filtro LC in pratica che ha eliminato ogni innesco.

I vari compensatori sono stati pazientemente ritoccati per fare operare il TX sulle due frequenze di 144.850 e 145.200 kHz.

Naturalmente abbiamo dovuto accontentarci di non arrivare al massimo della potenza attribuibile

per lasciare una riserva per la modulazione di ampiezza. Il massimo di uscita (controllato in misura relativa con il «Rosmetro» ed un carico da 52 Ω antiinduttivo) può divenire conveniente solo a patto di limitarsi alla sola modulazione di frequenza.

E' questo l'inconveniente base di questo TX che, data la semplicità dello schermo, deve operare per compromesso anche se l'eliminazione della resistenza dell'avvolgimento del trasformatore di modulazione in serie ai circuiti di collettore del pilota e del finale permette sempre un sia pur modesto guadagno di potenza.

D'altra parte, il vero guadagno lo si realizza con le antenne direttive da 10 o 12 dB di guadagno. 12 dB ad esempio vuol dire ottenere gli stessi risultati in trasmissione che con un dipolo ed una potenza 16 volte superiore.

Senza contare la difesa dai disturbi che comportano 12 dB di guadagno in ricezione oltre che in miglora di segnale ricevuto.

Per conservare il massimo di stabilità nello stand-by, cioè nel passaggio di trasmissione e ricezione e viceversa, si consiglia di bloccare, se il caso, solo il circuito di media frequenza lasciando invariata in trasmissione l'alimentazione del ricevitore ed in particolare dell'oscilatore locale.

Ma nel nostro caso anche la pura e semplice commutazione di alimentazione tramite relè ci ha lasciati perfettamente soddisfatti. Rilasciando il pulsante del microfono abbiamo sempre ritrovato centrato il segnale del corrispondente senza necessità di ritocchi di sintonia.

Anche dal punto di vista della T.V.I. (Television Interference o disturbo alla ricezione TV) non abbiamo avuto di che lamentarci. Sego che lo stadio finale del TX non emette praticamente spurie pericolose.

Quanto a messa a punto raccomandiamo inoltre l'impiego di un ottimo cacciavite isolato in materiale plastico di buona durezza per la messa in sintonia specie dei compensatori semifissi ceramici.

Abbiamo provato ad eccitare il TX con un VFO tipo ERE e abbiamo ottenuto ottimi risultati. Na-

TABELLA I

L1	=	7 spire diametro 5 mm con filo da 0,85 mm
L2	=	5,5 spire diametro 5 mm con filo da 1,00 mm
L3	=	L2
L4	=	3 spire diametro 12 mm filo 1 mm spaziato 2 mm
L5	=	14 spire diametro 5 mm filo 0,9 mm
L6	=	2 spire diametro 12 mm filo 1 mm. spaziato 2 mm
RFC	=	VK 200

turalmente in questo caso si può operare solo con modulazione di ampiezza dato che il «varicap» diviene inefficace.

Per chi non si contenti poi del solo 1 o 1,5 W di uscita ricordiamo che si può sempre fare il passo successivo (il che è di grande importanza perché permette di frazionare nel tempo le spese) con un amplificatore lineare che eccitato con circa 0,25 W ne tira fuori 2,5 ed in picco di modulazione arriva ad erogarne quattro volte tanto; cioè i 10 W massimi consentiti dalle licenze per il mobile degli IW, cioè dei nuovi OM con licenza da principiante.

Ricordiamo ancora che chi può dimostrare come perito radiotecnico, come studente del 2° anno almeno di ingegneria o in altro modo (anche per pratica acquisita sul lavoro ad esempio) una certa conoscenza teorica della radiotecnica, può avere subito con semplici formalità la prima licenza e patente di Radioamatore per onde ultracorte con nominativo IW.

Per qualsiasi informazione ci si può rivolgere alla Segreteria della Associazione Radiotecnica Italiana (ARI), Via Scarlatti 31, Milano.

Presso i magazzini G.B.C. è disponibile inoltre, non ci stanchiamo di ripeterlo, un bellissimo testo edito dalla ARI per la preparazione all'esame teorico, al prezzo di sole Lit. 2.000.

Ricordiamo infine che le spese annuali per la Licenza Ministeriale sono modestissime (4.000 lire).

A tutti i principianti ed a tutti i lettori in ogni caso il nostro incoraggiamento in questo senso, come abbiamo già più volte detto da queste pagine: dalla pratica radiantistica può far nascere un mestiere e reddito, con tutte le applicazioni che l'elettronica introduce in ogni ramo di attività.

CONCLUSIONI

Abbiamo utilizzato il «transceiver» sia dal QRA fisso che da posizione sopraelevata a Campo dei Fiori (Varese) e Campo Cecina (Massa Carrara) utilizzando un'antenna «Big Wheel» omnidirezionale nel piano orizzontale ed una 11 elementi direttiva per i 144 MHz ac-

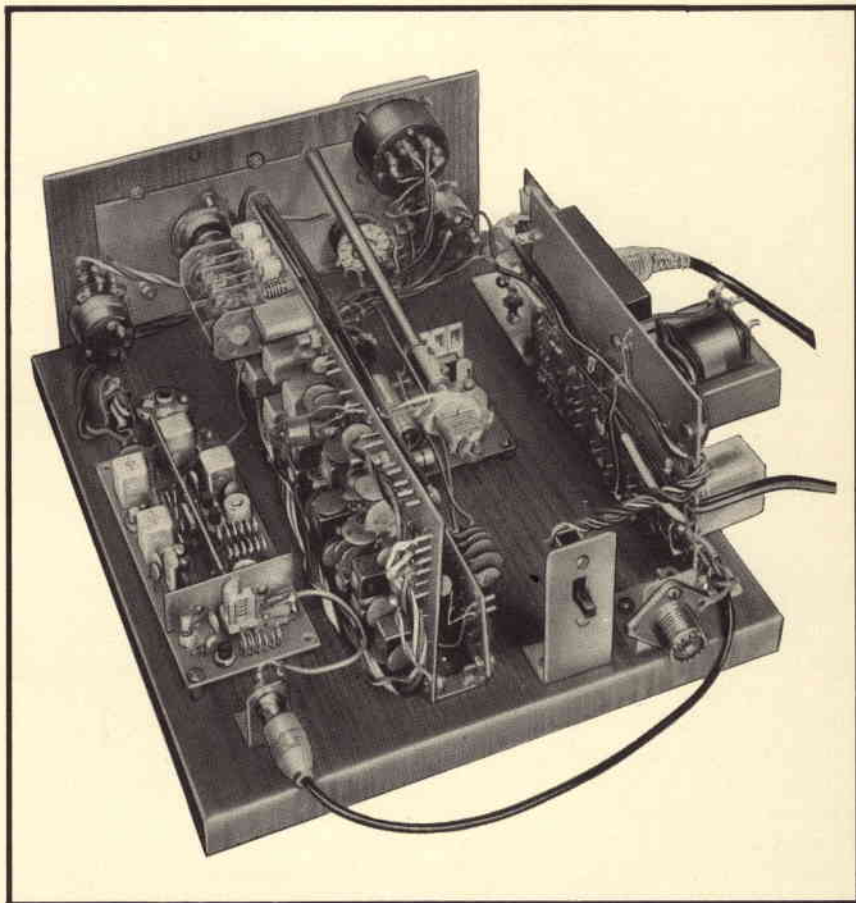


Fig. 5 - Vista posteriore del ricetrasmittitore per i 144 MHz.

quistata presso la G.B.C. di Ciniello.

I risultati sono stati notevoli sia in trasmissione che in ricezione con buone portate in DX.

Ci hanno riconosciuta ottima modulazione in AM. Meno naturale e con basso ΔF in FM ma perfettamente comprensibile.

Abbiamo partecipato a vari contest non per fare punteggio perché purtroppo in quei momenti non potevamo utilizzare delle antenne direttive, ma solo per partecipare sportivamente ad una competizione.

I risultati, ciononostante, sono stati lusinghieri. Per esempio, abbiamo collegato Mezzano di Ravenna.

L'«OM» che ci rispose disponeva di circa 100 W e di un'antenna direttiva di ben 44 elementi. Fu naturalmente indirizzato sulla nostra frequenza da 12LAG, dato che non disponevamo di un VFO per farci sentire meglio.

Però il controllo che ci scambiamo fu ben 5/7 e l'amico corrispon-

dente ebbe parole di lode per il nostro misero 1,5 W in antenna e per la nostra Big-Wheel omnidirezionale nel piano orizzontale di soli 3 dB di guadagno.

Quindi attenzione! «OM» che cominciate come IW, con una modica spesa, ma soprattutto con la possibilità di costruirsi l'apparato in modo «ragionato» potete prendere esempio da questo «transceiver» e fare il primo passo in gamma per poi impegnarvi dal punto di vista meccanico a realizzare una costruzione più solida e completa.

Tenete presente che in questo caso occorre fare il possibile per effettuare il montaggio in modo pratico e che tutti i comandi di messa a punto restino a portata di mano e disponendo (come consiglia la STE) i telaietti premontati a 4 o 5 centimetri dai piani metallici del contenitore per non alterare la messa a punto dei circuiti di sintonia specie dei più critici accuratamente tarati in fabbrica.

IMPIEGO DEL C.I. TCA 460 NEI TV PORTATILI IN BIANCO E NERO

di G. LA ROSA

In questo articolo analizziamo l'applicazione, nella sezione di deflessione verticale per televisori portatili in bianco e nero, dell'interessante circuito integrato TCA 460 della Mistral.

Osservando lo schema d'impiego, illustrato in fig. 1, si nota che il multivibratore è alimentato, alla tensione stabilizzata di 10,8 V, mentre il C.I. è alimentato alla tensione recuperata di 25 V. Il giogo impiegato è costituito da due bobine poste in serie che presentano complessivamente una resistenza $R_Y = 16 \Omega$ e una induttanza $L_Y = 28 \text{ mH}$.

Per cinescopi a 110° , diametro del collo 20 mm e tensione di accelerazione nominale di 11 kV, la potenza utile per la deflessione è:

$$P_u = \frac{I_p R_y}{3} = 400 \text{ mW}$$

il valore picco picco della corrente di deflessione risulta quindi $I_{pp} = 500 \text{ mA}$.

In corrispondenza a tale valore il tempo di ritorno risulta circa 1 ms. Tale valore è stato ottenuto dissimmetrizzando la tensione continua di uscita, inserendo la resistenza di $12 \text{ k}\Omega$ tra i piedini 5 - 12 del C.I.

In corrispondenza alla tensione di alimentazione di 25 V il valore della tensione continua al piedino 12 risulta circa di 8,5 V. Questo valore si mantiene costante entro un largo campo di variazione della temperatura ambiente essendo determinato da un rapporto di resistenze.

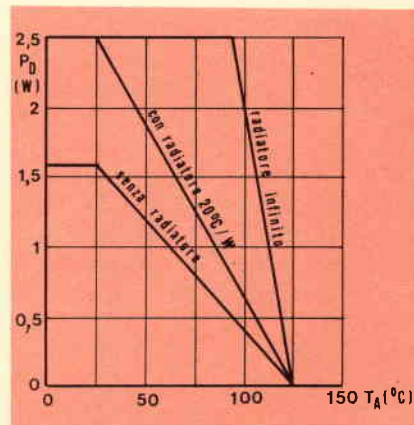


Fig. 2 - Andamento della potenza dissipata dal C.I. in funzione della temperatura.

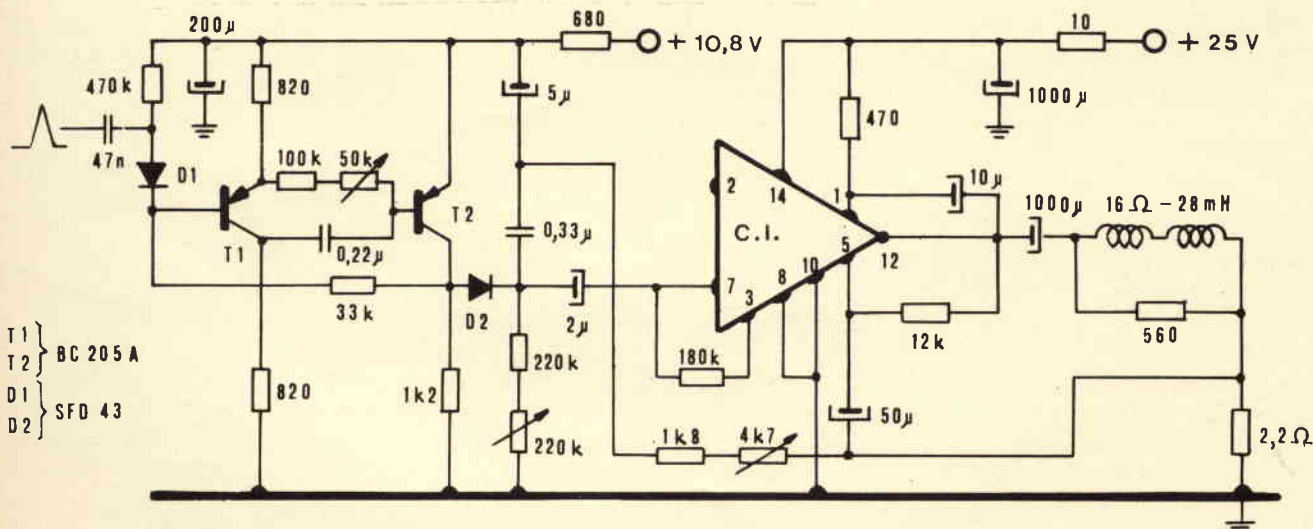


Fig. 1 - Schema elettrico relativo all'impiego del C.I. TCA460 nella sezione di deflessione verticale dei TV in bianco e nero.

della temperatura ambiente pari a 70°C, risulta che il valore della resistenza termica del radiatore da associare al C.I. è di 20°C/W, realizzabile con un profilato di alluminio ad «U» (vedi fig. 3) da mm. 57x18x11 - spessore mm. 1,5.

**CARATTERISTICHE
TECNICHE DEL C.I. TCA 460**

Valori massimi $T_{amb} = 25^{\circ}C$

Tensione di alimentazione

$V_{cc} = 30 V$ TCA 460 C

$V_{cc} = 27 V$ TCA 460 B

Resistenza d'ingresso

$R_{in} > 1 M\Omega$

Corrente di picco di uscita

$I_M = 1,5 A$

Temperatura di giunzione

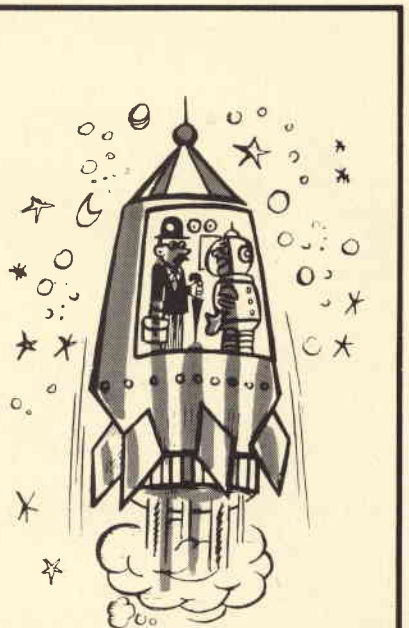
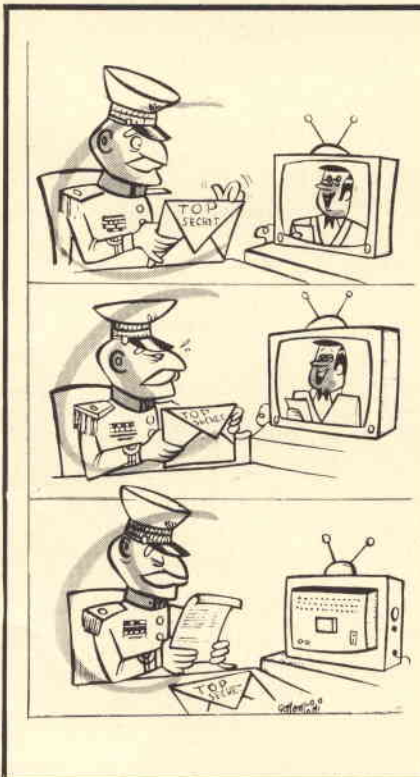
$T_j = 125^{\circ}C$

Tempo di immagazzinamento

$T_s -25 +125^{\circ}C$

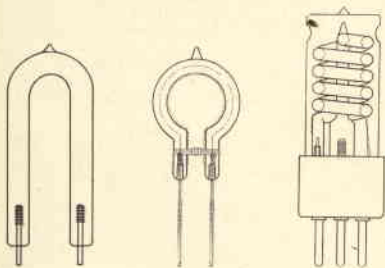


**VIDEO
RISATE**



Mi spiace caro signore, ma questo non è l'ascensore della «Smith e soci»!!!

eclatron
tubi flesh al xenon

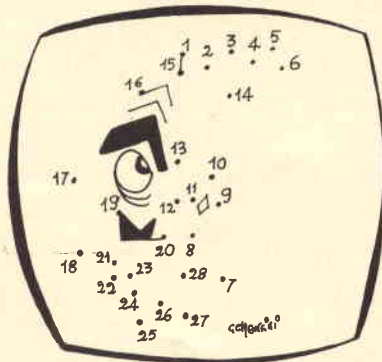


Richiedete Listini Prezzi
Agente Generale per l'Italia:

KARL BIELSER

Via G. Parini, 12 - 20121 MILANO

Telefoni: 63.27.19 - 63.27.39



Unite i punti dall'1 al 28: vedrete apparire un personaggio famoso dei teleschermi.

LA RADIO STEREOFONIA

a cura del Dott. R. BALCONI

Il termine stereofonia è molto diffuso nell'elettronica ricreativa ed il funzionamento della relativa apparecchiatura è abbastanza noto anche ai profani. Non altrettanto però può dirsi della stereofonia trasmessa via radio.

Il successo della riproduzione stereofonica della musica è dovuto al fatto che essa permette di aggiungere alla riproduzione della completa gamma delle frequenze musicali, anche l'informazione spaziale della musica che consente di individuare la direzione di provenienza dei vari suoni, creando così nell'ascoltatore la sensazione di trovarsi davanti all'orchestra.

Come è noto, per ottenere questa nuova informazione, sono necessari almeno due canali. Questi possono provenire da:

- 1) Due microfoni disposti davanti all'orchestra e seguiti dai rispettivi amplificatori.
- 2) Da un disco provvisto di un solco con doppia incisione e seguito da uno speciale rivelatore e due amplificatori separati.
- 3) Da un nastro magnetico provvisto di doppia traccia in cui la registrazione è effettuata da una testina doppia.
- 4) Da due trasmettitori con due frequenze vettrici separate come è nel caso della filodiffusione.
- 5) Da un trasmettitore radio. Nel sistema proposto dall'America è attualmente adottato anche in

Europa i due canali sono ottenuti con due modulazioni una di frequenza e l'altra di ampiezza. Detto sistema è denominato **multiplex**.

Nel caso della trasmissione radio, della quale vogliamo occuparci nel presente articolo, non sarebbe infatti possibile impiegare due onde separate, una per il canale sinistro (L) e l'altra il destro (R) perché un normale ricevitore monofonico sintonizzato o sull'uno o sull'altro canale riceverebbe solo le informazioni o del solo canale sinistro o del solo canale destro che sono diverse di contenuto.

Con la ricezione mediante il disco o il nastro ciò è facile da evitare poiché commutando su «Mono» non si fa altro che mettere in parallelo i due canali, creando la somma $S = L + R$.

Nella trasmissione radio per risolvere questo problema occorre:

- a) che un normale ricevitore monofonico, sintonizzato sulla trasmissione, possa ricevere contemporaneamente ambedue le informazioni ($L + R$), ossia la loro somma S .
- b) che l'onda irradiata sia tale da consentire ad un ricevitore stereo di separare le informazioni L e R inviandole ai rispettivi canali d'uscita.

IL SISTEMA MULTIPLEX

Partendo dai due canali provenienti dai due microfoni o dal doppio solco o dalle due tracce, la somma S e la differenza D dei due segnali (L e R) può venire ottenuta ad esempio inviando i due segnali ad un trasformatore (fig. 1) com-

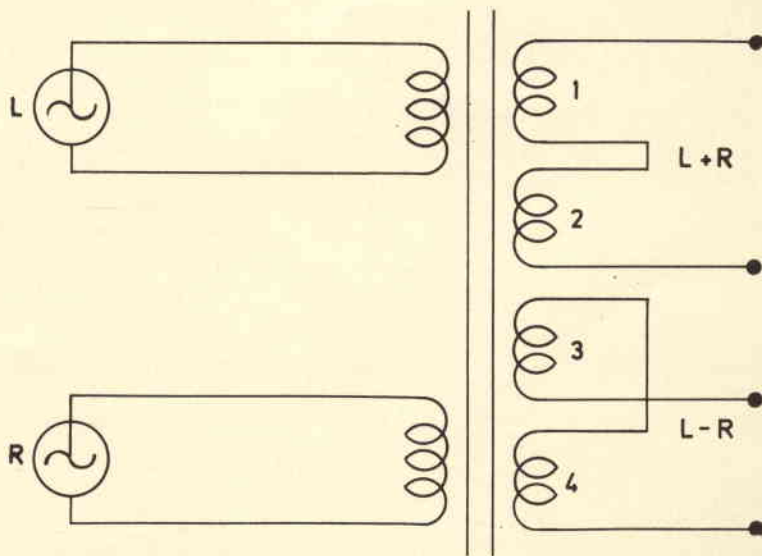


Fig. 1 - Esempio di formazione dei canali $L + R$ e $L - R$ mediante un trasformatore differenziale.

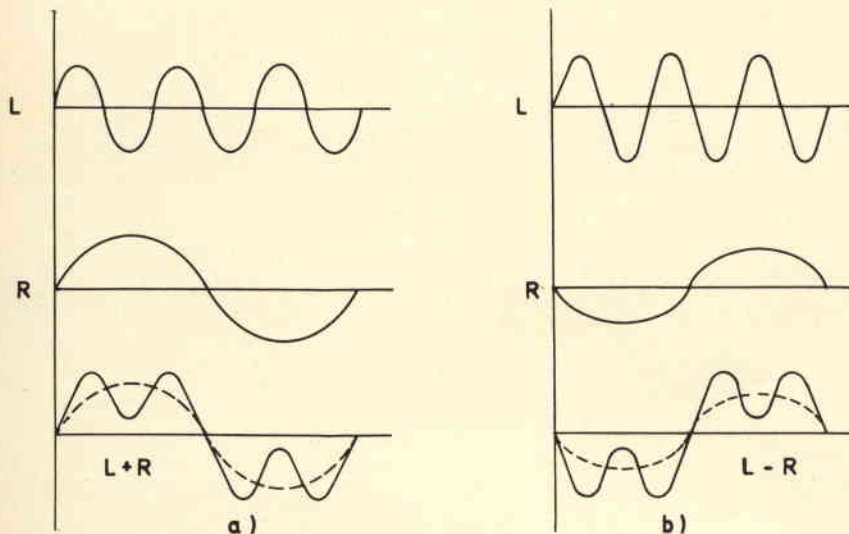


Fig. 2 - Significato del segnale somma ($L + R$) e differenza ($L - R$).

posto da due primari e da quattro secondari.

Collegando i secondari 1 e 2 in serie e con i flussi concomitanti, agli estremi si otterrà il segnale somma, ossia $S = L + R$. Collegando gli altri due secondari (3 e 4) coi flussi in opposizione si otterrà la differenza dei segnali, ossia $D = L - R$.

Per maggior chiarezza si osservi la fig. 2 che rappresenta sopra il segnale L e R separati con frequenza diversa e in basso combinati in modo da ottenere la loro somma (a) e la loro differenza (b).

Nel segnale Multiplex fig. 3 per la normale ricezione monofonica viene utilizzata l'informazione $L + R$ che comprende la ben nota banda delle frequenze musicali Hi Fi che si estende da 30 Hz a 15 kHz.

I segnali $L - R$ vengono invece modulati in ampiezza.

A tale scopo esiste una speciale

onda sottoportante da 38 kHz la quale, con la modulazione, crea due bande laterali disposte come al solito simmetricamente attorno ad essa. La larghezza di queste due bande laterali sarà di $38 \text{ kHz} \pm 15 \text{ kHz}$; così la banda laterale inferiore si estende da 23 kHz a ca. 38 kHz, la banda laterale superiore da ca. 38 kHz a 53 kHz. Per semplicità l'onda portante da 38 kHz viene poi soppressa quasi completamente, analogamente a quanto avviene nella televisione a colori.

Allo scopo di poter ripristinare il segnale $L - R$ e conservarne la fase rispetto al canale $L + R$ occorre che nel ricevitore venga anzitutto ripristinata la frequenza della sottoportante da 38 kHz che, come detto, fu soppressa. Allo scopo di generare tale frequenza, dal trasmettitore viene inviata una apposita onda, detta pilota, avente la frequenza di 19 kHz che come si

vede in fig. 3 è posta nell'intervallo esistente fra i segnali $L + R$ e il segnale $L - R$. Tale frequenza di 19 kHz viene ricevuta nel ricevitore e raddoppiata cosicché è possibile rigenerare la frequenza di modulazione di 38 kHz e conservare alle varie frequenze esistenti nelle bande laterali la loro fase precisa.

L'IMPORTANZA DELLA FASE NELLA STEREOFONIA

Come per vedere una figura in stereo sono necessari due occhi, così pure per sentire in stereo occorrono due orecchi. La possibilità di poter individuare la direzione di provenienza di un suono, genericamente parlando, avviene grazie alla fase con cui il suono arriva ai due orecchi.

Se per es. il suono proviene da sinistra (vedi fig. 4) l'orecchio destro percepirà il suono dopo una frazione di secondo.

Non è difficile calcolare questo ritardo di tempo. Partendo dalla ben nota relazione fisica esistente fra spazio, tempo e velocità ossia $s = v \cdot t$, si ha che il ritardo di tempo sarà espresso da:

$$t = \frac{s}{v}$$

in cui t è il ritardo di tempo che interessa un certo suono, s è la distanza fra orecchio e orecchio, v è la velocità del suono ossia 330 m/sec. Supposta la distanza fra orecchio e orecchio di 20 cm risulta:

$$t = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{330} = 0,6 \text{ ms}$$

I due orecchi avranno una sensazione diversa e precisamente sentiranno con una intensità differente massima quando su di uno si avrà la massima pressione sonora mentre sull'altro essa sarà minima. Come è noto la massima pressione in un'onda sonora si ha in corrispondenza al «ventre» e la minima in corrispondenza al «nodo» della oscillazione. Tenuto conto che la distanza fra ventre e nodo di una oscillazione corrisponde a $1/4$ della lunghezza d'onda, facendo i calcoli risulta che ciò avviene per una frequenza $f = 400$ periodi. Al di sotto di questa frequenza la lun-

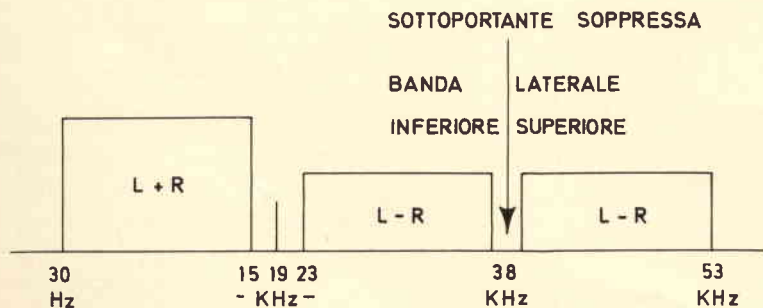


Fig. 3 - Il segnale multiplex è costituito dalla banda $L + R$ (30 - 15.000 Hz) dalla frequenza pilota (19 kHz) e dalla sottoportante modulata ($38 \pm 15 \text{ kHz}$).

ghezza d'onda cresce e diminuisce perciò la differenza della pressione sonora fra orecchio e orecchio. Per le frequenze superiori invece la proprietà di discernimento della provenienza del suono rimane inalterata anche se il suddetto spazio interauricolare contiene parecchie lunghezze d'onda.

Da quanto sopra si deve concludere che l'effetto stereo non ha luogo sui suoni bassi mentre avviene per la gamma dei suoni medio-alti. Conseguentemente nella disposizione degli altoparlanti occorre dare importanza alla distanza fra gli altoparlanti degli alti.

Quando i due canali provengono da un disco stereo o un nastro a doppia traccia, essi mantengono la opportuna fase identica per tutto il percorso attraverso gli amplificatori fino agli altoparlanti.

Gli eventuali spostamenti di fase che intervengono nel passaggio attraverso i vari stadi che compongono, l'amplificatore, sono identici nei due canali e perciò si compensano.

Diverso è invece il comportamento nella trasmissione via radio. A parte le riflessioni che intervengono nel tragitto trasmettitore-ricevitore e che possono generare dei dannosi sfasamenti, nel ricevitore, passando i due canali attraverso gli stadi amplificatori essi vanno incontro a delle distorsioni di fase che sono diverse per i due canali. Particolarmente i segnali differenziali che si trovano verso l'estremo della curva di risonanza (53 kHz) incontrano nei fianchi delle curve di risonanza dei circuiti degli sfasamenti che possono pregiudicare la bontà della trasmissione stereo, analogamente a quanto avviene in un televisore dove i circuiti oscillanti non ben tarati producono degli sfasamenti, ossia distorsioni nella figura.

LA RICEZIONE STEREO

La fig. 5 mostra lo schema a blocchi del ricevitore stereo. Già a partire dall'antenna occorre fare in modo che il segnale stereo arrivi «pulito» ossia senza riflessioni; la antenna perciò deve essere un normale dipolo installato sul tetto e ben diretto verso la trasmittente in

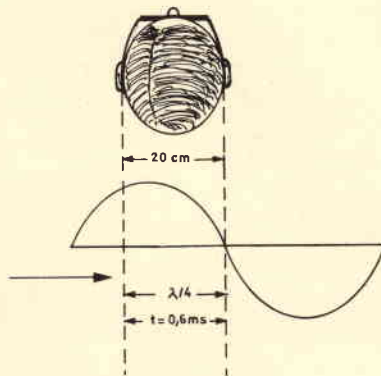


Fig. 4 - Lo sfasamento corrispondente al ritardo di 0,6 ms nella percezione del suono da parte dei due cerchi.

modo da non raccogliere i segnali riflessi. Così facendo il segnale ricevuto risulta anche più intenso di quello proveniente dall'antenna a dipolo installata normalmente nel ricevitore stesso, e ciò è necessario dato che a parità di condizioni il rapporto segnale/disturbo nei ricevitori stereo risulta peggiore rispetto ai ricevitori mono-fonici.

Sempre per evitare le distorsioni di fase, occorre che la banda passante nei circuiti amplificatori a FI sia maggiore che nei ricevitori monofonici. La selettività propria di un ricevitore monofonico necessaria per poter selezionare le varie stazioni FM, risulta troppo elevata per la ricezione stereo dato, come si è visto, che lo spettro del segnale multiplex richiede una banda passante maggiorata.

Le ditte specializzate nella costruzione dei ricevitori stereo introducono dei circuiti a FI contemporaneamente alla commutazione su stereo, un allargamento della banda; ciò viene ottenuto inserendo opportunamente in serie e in parallelo a detti circuiti oscillanti, dei diodi varicap in modo da ottenere un allargamento della banda, simmetrica rispetto alla frequenza centrale che, come è noto, è 10,7 MHz.

Similmente il discriminatore è costruito in modo da presentare un tratto rettilineo della caratteristica ad S molto più larga del normale ricevitore monofonico.

IL DECODER STEREO

Dal discriminatore esce il segnale multiplex nella sua forma originaria e passa al decoder per la ricostruzione dei due canali. Esistono vari sistemi di decoder, però ordinariamente viene impiegato il sistema così detto a matrice in cui in fig. 5 è visibile lo schema a blocchi.

Mediante un filtro viene anzitutto estratta la frequenza pilota che viene inviata ad un duplicatore di frequenza e trasformata così nella sottoportante a 38 kHz. Indi questa viene aggiunta nuovamente alle due bande laterali che provengono dal discriminatore attraverso l'apposito filtro 23 - 53 kHz e inviata al centro di un doppio rivelatore

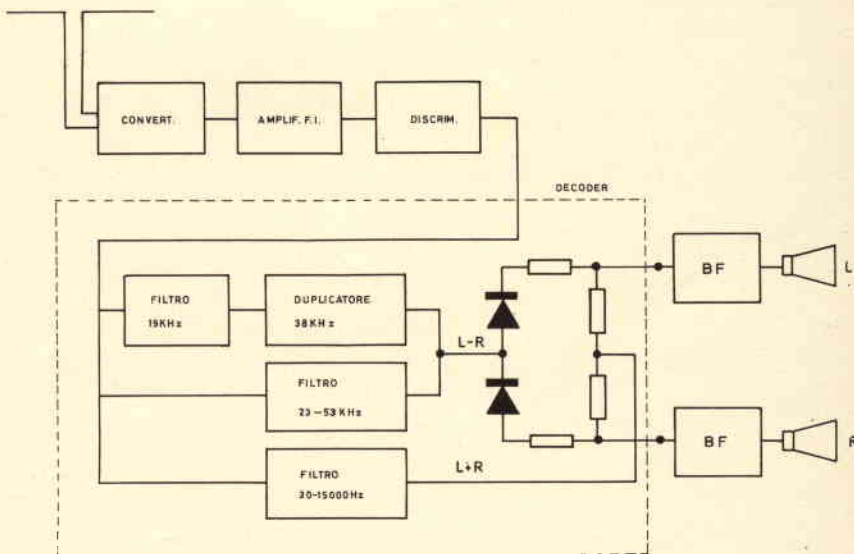


Fig. 5 - Schema a blocchi di un ricevitore radio-stereofonico.

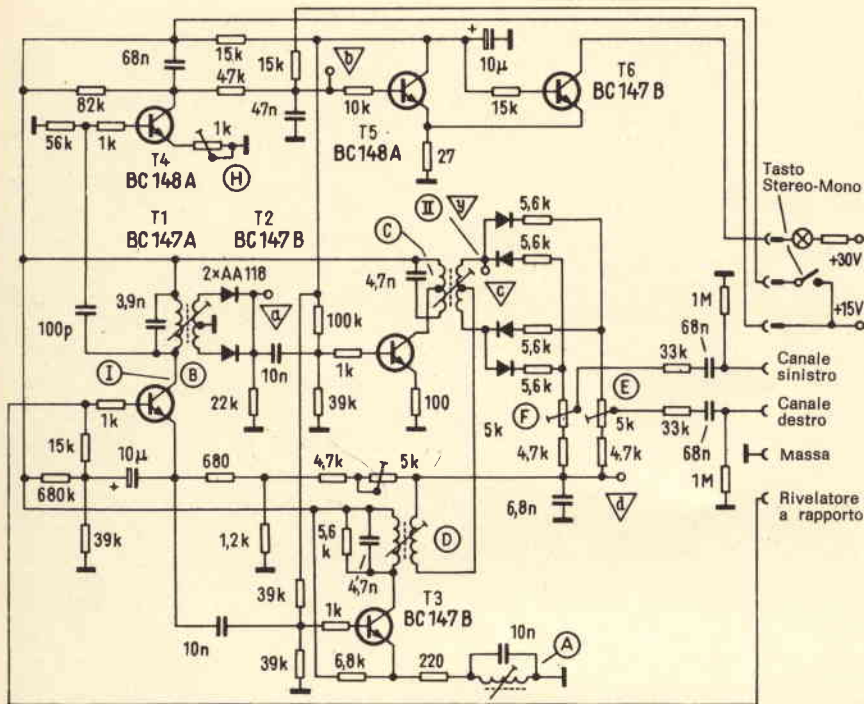


Fig. 6 - Schema elettrico completo di un decoder a matrice.

rettificatore che rivela il segnale L - R una volta in un senso e una volta nell'altro a seconda come si presentano le bande laterali.

Il segnale così rivelato si combina con L + R nella successiva matrice a resistenza, ottenendo:

$$\begin{aligned} (L + R) + (L - R) &= \\ L + R + L - R &= 2L \\ (L + R) - (L - R) &= \\ L + R - L - R &= 2R \end{aligned}$$

I segnali L e R vengono poi amplificati separatamente nei normali amplificatori BF.

Chiarito così il decoder in base allo schema a blocchi sarà utile riesaminarne il funzionamento su di uno schema completo pure del tipo a matrice e rappresentato in figura 6.

Il segnale proveniente dal discriminatore arriva alla base del transistor T1. Questo funziona da trasformatore di impedenza per le bande laterali (L - R) e per il segnale somma (L + R); inoltre esso amplifica la frequenza pilota di 19 kHz che viene prelevata dal circuito risonante (B) posto sul collettore. Il raddoppiamento della frequenza pilota, per ottenere la sottoportante da 38 kHz, viene effettuato per mezzo di due diodi; la frequenza da 38 kHz arriva così al-

la base del transistor T2; sul suo collettore esiste un circuito (C) che viene sintonizzato a 38 kHz e che serve per conservare alle varie frequenze esistenti nelle bande laterali la loro fase precisa. Sulla presa centrale del secondario arriva il segnale (L - R) proveniente dal trasformatore (D) posto sul collettore di T3.

Questo amplifica le bande laterali prelevate dall'emettitore del transistor T1. Il circuito posto sul collettore di T3 è smorzato per non attenuare eccessivamente le frequenze elevate delle bande laterali; però le frequenze inferiori vengono attenuate mediante l'apposito circuito (A) accordato su 15 kHz che posto sull'emettitore di T3 introduce un notevole effetto di controreazione. Come già detto, le bande laterali (L - R) vengono inviate, mediante un avvolgimento secondario (D), al circuito di demodulazione costituito da quattro diodi disposti a ponte e dal quale parte il segnale differenza rivelato che arriva sui potenziometri E ed F con la polarità data dai diodi che risulta alternativamente invertita.

Il segnale somma viene prelevato dal resistore dell'emettitore di T1 passa attraverso un regolatore

che è posto in serie con un resistore da 4,7 kΩ e un condensatore da 6,8 nF; questi costituiscono il gruppo di deenfasi per il segnale somma, regolabile per poterla eguagliare alla deenfasi del segnale differenza. I due segnali differenza vengono così a sovrapporsi al segnale somma riformando sui due potenziometri E ed F i segnali originali destro e sinistro.

Il presente decoder è completato dal circuito per l'accensione automatica della lampadina spia che avviene mediante i transistori T4, T5 e T6 e precisamente:

dal collettore del transistor T1 tramite un condensatore da 100 pF viene prelevata la portante pilota e inviata al T4 che, in assenza della frequenza pilota, risulta bloccato. I due transistori T5 e T6 formano un trigger di Schmitt. Fino a quando il transistor T4 è bloccato, T5 riceve la tensione di base positiva ed è perciò conduttivo, mentre il T6 è bloccato. All'arrivo sul transistor T4 della frequenza pilota, la tensione del collettore diminuisce, il transistor T5 si blocca rendendo conduttivo T6 e così si accende la lampadina spia. La soglia del funzionamento può venir regolata mediante il regolatore H.

Nel funzionamento in mono mancando la frequenza pilota e le bande laterali, i circuiti B, C, D sono inattivi. Arriva solo il segnale L + R che dall'emettitore di T1 attraverso il gruppo di deenfasi passa sulle due uscite e che, dato che il segnale è unico, si possono ritenere in parallelo; così pure funzionano in parallelo gli amplificatori dei due canali, compresi gli altoparlanti.

Con l'arrivo del segnale stereo multiplex si accende la lampadina spia e riprende il funzionamento del decoder.

NOTA:

Per evitare confusioni con segnale somma (S) e differenza (D) il canale sinistro viene qui contrassegnato con L (left) e il destro con R (right).

LA MISURA DELLA DISTORSIONE ARMONICA

a cura dell'Ing. FRANTOS

Riportiamo in questo articolo alcune notizie sulla misura e la valutazione della distorsione armonica in un complesso Hi-Fi.

La percentuale di distorsione armonica viene ormai riportata su tutte le specifiche che accompagnano i materiali elettro-acustici.

Col passare degli anni, come ci sarà notato, la percentuale di distorsione armonica negli amplificatori è diventata sempre più bassa fino a risultare quasi non più misurabile. In queste condizioni la riproduzione musicale è pura, cioè l'amplificatore non deforma il segnale ricevuto all'ingresso. In parole povere, si può dire che il segnale in uscita dall'amplificatore è praticamente uguale al segnale d'ingresso.

Ricordiamo però che in un complesso di riproduzione sonora, tutti gli apparecchi che lo compongono possono portare una certa percentuale di distorsione armonica.

Prendiamo in considerazione un complesso semplice, cioè composto da un giradischi, un amplificatore ed un solo altoparlante montato in una cassa acustica. Vediamo quindi quali possono essere gli elementi perturbatori nel primo componente di questo complesso.

Il giradischi è equipaggiato di un braccio e da un fonorivelatore. Durante il funzionamento, il piatto gira e la puntina appoggia sul disco. Le piccole vibrazioni del motore

vengono in parte trasmesse al piatto; queste, però, sono talvolta tanto trascurabili da non venire avvertite. Il fonorivelatore, però, può essere considerato come un vero e proprio microscopio, ed è quindi in grado di poter rivelare anche le più piccole vibrazioni.

Abbiamo scoperto così il primo elemento perturbatore nella riproduzione che chiameremo «ronzio».

La frequenza fondamentale del «ronzio» è generalmente molto bassa, posta al di sotto delle frequenze udibili, ma viene interessata dalle armoniche che vanno a perturbare l'ascolto. Nei giradischi di buona qualità, il ronzio viene posto a 36 dB sotto il livello del segnale, mentre nei giradischi di ottima qualità

può essere a 46 dB sempre sotto il livello di segnale.

Per semplificare le cose tralasciamo di parlare per il momento delle risonanze del braccio e vediamo invece il fonorivelatore. Ammettiamo che la percentuale di distorsione armonica sia dell'1% per i tipi migliori di cartucce.

Vediamo ora di spiegare la relazione esistente fra le misure in decibel e la percentuale di attenuazione.

Nella tabella 1 sono riportati alcuni esempi di cui dovremo tener conto in tutto il nostro studio. Dovremo solo considerare le corrispondenze fra la percentuale e i decibel, perché la base dei valori in tensione che abbiamo scelto in questo

TABELLA 1

Tensione (V)	Percentuale d'attenuazione (%)	Scala decibel (dB)
1	100	0
0,3	30	-10
0,1	10	-20
0,03	3	-30
0,01	1	-40
0,003	0,3	-50
0,001	0,1	-60
0,0003	0,03	-70
0,0001	0,01	-80

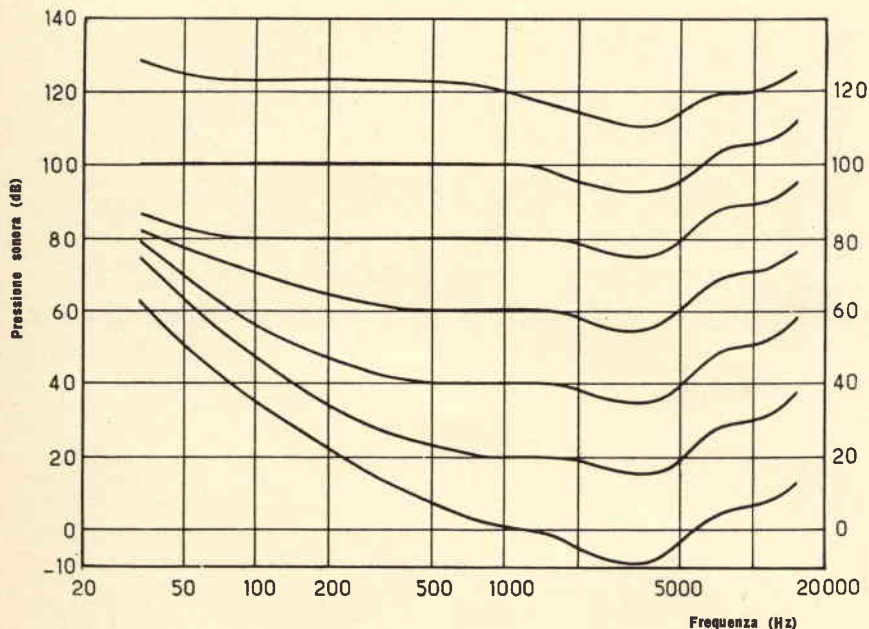


Fig. 1 - Grafico illustrante la soglia di udibilità.

esempio è di 1.000 mV. Nel caso invece si fosse scelta una tensione diversa, tutti i valori della colonna di sinistra della tabella sarebbero diversi. Questi dovrebbero variare secondo le percentuali della seconda colonna e di conseguenza i loro scarti in decibel sarebbero rigorosamente restati uguali a quelli della terza colonna. I decibel sono, in alcune applicazioni, considerati come se avessero un valore ben determinato; specialmente nelle misure del livello sonoro. Il valore di base è così determinato, seppure in modo arbitrario. Come base si è preso un valore in milliwatt corrispondente alla soglia di udibilità. Ci si è accorti che si potevano sentire dei suoni al di sotto della soglia di udibilità, come si può vedere dalla figura 1 nella quale appunto, abbiamo riportato tali curve.

LE PERCENTUALI DI DISTORSIONE ARMONICA NEGLI AMPLIFICATORI

Come si può leggere dalle specifiche rilasciate dai costruttori, la percentuale di distorsione armonica degli amplificatori ad alta fedeltà oscilla fra l'1% e lo 0,1%. Negli apparecchi di qualità elevata, la percentuale di distorsione è ancora inferiore (0,03% ed anche a 0,01%).

Come abbiamo già avuto occasione di dire, possiamo affermare che al di sotto dello 0,1% (cioè l'1 per 1.000) i valori non sono definiti molto bene e non si sa esattamente ciò che si misura.

Prendiamo per esempio il valore di 0,01%, esso corrisponde all'1 per 10.000. Per chiarire la cosa facciamo un paragone: se viaggiassimo

a bordo di un aereo a 10.000 metri d'altezza, potremmo distinguere un oggetto giallo, anche grande un metro, posto a terra?

Oppure potremmo distinguere distintamente un uomo a un chilometro senza l'aiuto di un binocolo? Il rapporto tra la sua altezza e la distanza è di 1,75 m per 1.000 m.

Si potrebbero fare delle altre considerazioni e simili, ma preferiamo passare a degli esempi di elettroacustica.

MISURA DELLA PERCENTUALE DI DISTORSIONE ARMONICA

Riportiamo ora una serie di fotografie rilevate, con l'installazione schematizzata in fig. 2, durante la misura della percentuale di distorsione armonica di un amplificatore di buona qualità.

Vediamo ora di dare qualche spiegazione per meglio capire il valore delle misure che faremo.

Per prima cosa ci occuperemo del generatore di bassa frequenza che, come tutti gli apparecchi, ha una certa percentuale di distorsione, nel nostro caso dello 0,03% cioè del 3 per 10.000. Questo valore, può sembrare alto, ma l'apparecchio in nostro possesso è uno dei migliori. Di conseguenza, il segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore non è assolutamente puro.

Il distorsionometro è un apparecchio elettronico che permette di misurare la percentuale di distorsione armonica nel modo seguente. L'apparecchio viene tarato con il segnale sinusoidale da misurare, poi, per mezzo di processi elettronici, si sopprime la frequenza fondamentale (detta anche armonica 1).

La fig. 3 illustra l'operazione fotografata quando la taratura è effettuata. Per rendere più chiara la spiegazione delle fotografie che accompagnano il testo, si è lasciato sulla traccia superiore il segnale fornito dal generatore; esso servirà come base di riferimento per la frequenza. Si è poi fatto in modo di mantenere uguali sia la tensione del segnale d'ingresso, sia quella del segnale d'uscita.

La foto di fig. 4 è stata rilevata dopo aver eliminato la frequenza fondamentale nella traccia inferiore; come si può vedere sullo schermo dell'oscilloscopio non è rimasta

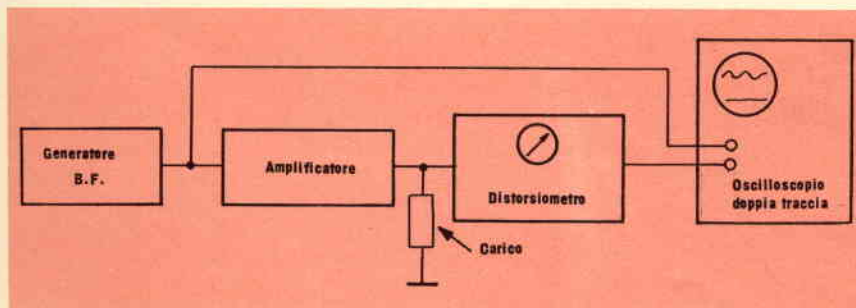


Fig. 2 - Circuito per la misura della distorsione armonica.

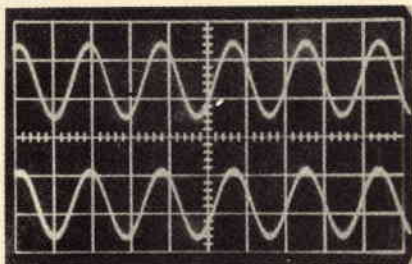


Fig. 3 - La traccia superiore rappresenta il segnale dato dal generatore, la traccia inferiore è quella che si trova all'uscita dell'amplificatore.

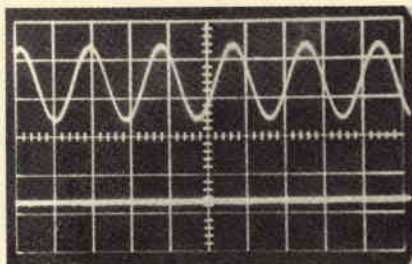


Fig. 4 - La frequenza fondamentale è stata ricavata elettronicamente dal distorsionometro, la traccia inferiore contiene le armoniche.

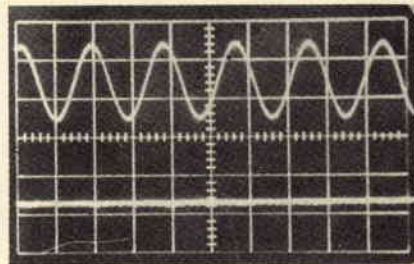


Fig. 5 - Amplificazione di tre volte del segnale contenuto nella traccia inferiore. Come si nota non si distingue ancora nulla.

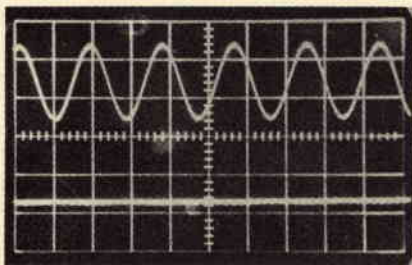


Fig. 6 - Amplificazione di 10 volte. Non si distingue ancora nulla.

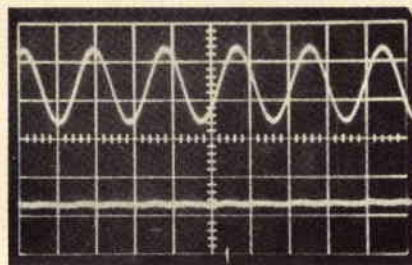


Fig. 7 - Amplificazione di 30 volte. Si distinguono delle ondulazioni.

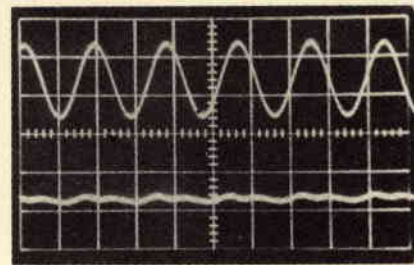


Fig. 8 - Amplificazione di 100 volte. Le ondulazioni sono più marcate.

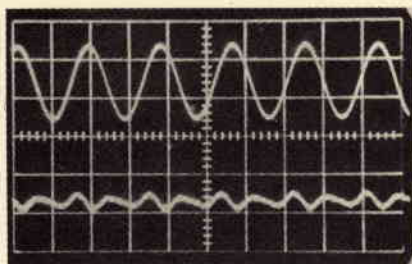


Fig. 9 - Amplificazione di 300 volte. Si comincia a distinguere chiaramente le ondulazioni, ma la loro altezza è ancora molto inferiore a quella della traccia superiore.

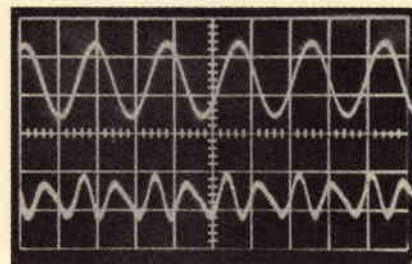


Fig. 10 - Amplificazione di 1000 volte. L'altezza delle ondulazioni è uguale alla metà di quelle della traccia superiore. Si nota una predominanza dei segnali di 2ª armonica.

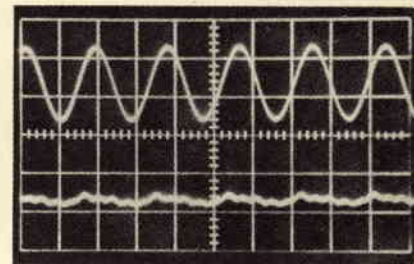


Fig. 11 - Scomposizione del segnale contenuto nella traccia inferiore della figura 10. Si cerca in questo caso il valore del segnale di 5ª armonica contenuto nella traccia.

che una retta. Si può così concludere che la percentuale di distorsione dell'amplificatore è bassa poiché non è visibile sullo schermo.

Sappiamo però che il segnale presenta della distorsione, e cioè è deformato dalle armoniche 2ª, 3ª, 4ª, 5ª ecc.

Possiamo perciò trarre la conclusione che la distorsione non si può distinguere chiaramente sulla retta; in pratica per analogia, possiamo paragonare l'uomo distante 1.000 m. alla traccia inferiore di fig. 3. Si è poi fatto sparire l'uomo ed è rimasto il suo cappello, il quale può essere rappresentato dalla traccia inferiore della fig. 4. Infatti,

si vede qualche cosa, ma non si sa esattamente se sia il suo cappello. Vediamo allora di ingrandire il segnale: la traccia inferiore della fig. 5 è stata ottenuta amplificando 3 volte il segnale uscente dal distorsionometro. In seguito si è amplificato il segnale 10 volte (fig. 6), poi 30 volte (fig. 7) e infine 100 volte (fig. 8).

In fig. 7 cominciamo a vedere delle piccole deformazioni sulla traccia, queste sono ancora più accentuate in fig. 8. Anche se abbiamo amplificato per 100 il valore del segnale di fig. 4, siamo ancora lontani dall'aver un segnale di altezza uguale a quella del segnale su-

periore. Si può così dedurre che la percentuale di distorsione di questo amplificatore è molto inferiore all'1%. Ritornando all'esempio ottico, se si vuole ottenere un ingrandimento di 100 volte si deve ricorrere ad un microscopio.

Nel caso in cui la distorsione sia dell'1%, su questa figura, la traccia in basso avrà quasi la stessa altezza della traccia superiore.

Arrivati a questo punto la nostra ricerca può essere interrotta. La fig. 9 è stata ottenuta moltiplicando per 300 il segnale residuo della fig. 4. In questa figura si può distinguere chiaramente la forma dei segnali che sono venuti a sovrappo-

porsi al segnale fondamentale. Grazie all'elettronica si è potuto ingrandire ancora il segnale, si è così ingrandito fino a 1000 volte, ottenendo la fig. 10. Il reticolo ci permette di vedere che l'altezza della traccia ottenuta è circa uguale alla metà della traccia inferiore della fig. 3.

Con questo valore siamo ormai al limite delle possibilità del distorsimetro.

L'altezza della traccia inferiore è circa uguale alla metà dell'altezza di quella superiore. Si può così concludere che la distorsione dell'amplificatore è dello 0,05% e quindi può essere considerato un apparecchio di qualità eccellente. E' necessario sempre tener conto che il generatore di segnali sinusoidali aveva egli stesso una percentuale di distorsione dello 0,03%. Per concludere possiamo dire che la percentuale di distorsione dell'amplificatore in prova è inferiore allo 0,1%.

Come si è potuto constatare, in laboratorio si possono misurare senza eccessive difficoltà distorsioni dell'ordine di 0,05%. La precisione di questa misura può essere considerata, agli effetti pratici, quasi inutile perché l'orecchio umano arriva a percepire una distorsione del 6%. Nel caso migliore l'orecchio può arrivare al 3 o 4%.

Le distorsioni armoniche delle casse acustiche vengono anche chiamate «colorazioni». Queste percentuali di distorsione armonica raggiungono anche valori del 10-15%.

Prendiamo in considerazione ancora la fig. 10; come si può facilmente vedere, il segnale inferiore non si può considerare sinusoidale ma ha una forma incoerente. Esso contiene dei multipli armonici ma con una predominanza di segnali di 2^a e 3^a armonica. La fig. 11 ci può aiutare a capire come si presenta un segnale di 5^a armonica sul segnale di fig. 10.

CONCLUSIONI

Riesaminando la tabella 1, si può constatare che una distorsione dello 0,1% corrisponde ad una attenuazione di 60 dB. Come appare dalla nota seguente, ottenendo un rapporto segnale-rumore di 60 dB, si può dire di aver raggiunto la perfezione.

Per i giradischi, il rapporto segnale-rumore del ronzio, oscilla intorno ai 40 dB, introducendo così una distorsione dell'1%. Tutti gli amatori considerano i dischi come un'eccellente sorgente musicale, a patto che essi siano ben incisi e realizzati con materiale di buona qualità e ciò, malauguratamente non è una regola.

La misura delle distorsioni armoniche delle casse acustiche è molto più complicata da effettuare, in quanto il buon rendimento degli altoparlanti è legato tanto all'amplificatore che alla sala d'ascolto.

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 contattori 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



Fig. 1 - Il giradischi VLP è di impiego estremamente flessibile: può fornire immagini a colori ferme e a velocità variabile in senso diretto e inverso; si può inoltre collegare direttamente ad un televisore. Il videodisco, inciso con microscopiche tacche che contengono tutte le informazioni, porta su una faccia un programma della durata massima di 45 minuti.

NUOVO RIVOLUZIONARIO MASS MEDIA:

IL VIDEODISCO LONG PLAYING

Tecnologie di avanguardia, optoelettronica e laser, applicate in un sistema che consente di registrare su normale disco formato LP, almeno 45 mila immagini a colori e la relativa colonna sonora.

Un gruppo di scienziati e di ingegneri della Philips diretto dal dott. Piet Kramer è riuscito a creare un nuovo sistema mediante il quale si possono registrare programmi a colori. Il sistema, presentato in settembre alla stampa di tutto il mondo, è costituito essenzialmente da un nuovo tipo di disco simile a un normale microsolco long-play e fornisce su una faccia un programma della durata compresa fra trenta e quarantacinque minuti. (fig. 1).

Il giradischi realizzato per la riproduzione dei programmi dei videodischi long-play (VLP) è dotato di pick-up ottico e può essere collegato direttamente ad un televisore.

Il sistema VLP è di impiego estremamente flessibile può fornire, per esempio, immagini ferme e

a velocità variabile in senso diretto e inverso.

Per la diffusione di informazioni audiovisive per scopi educativi, ricreativi, di documentazione, ecc., si aprono dunque nuove prospettive.

Il disco VLP

Il videodisco long-play è di normale formato LP ed è realizzato con il medesimo materiale. Sul disco l'informazione viene memorizzata lungo una pista a forma di spirale. La velocità di rotazione è di 25 giri al secondo (1500 al minuto). La pista di registrazione fornisce un'immagine televisiva completa ad ogni giro. Il modo con cui viene memorizzata l'informazione sulla pista è però completamente diverso da quello usato per i normali

dischi microsolco. La pista del disco VLP consiste di una serie di tacche oblunghe, microscopiche, di larghezza e profondità uniforme (fig. 2). La lunghezza variabile delle tacche e la loro distanza relativa forniscono tutte le informazioni che caratterizzano il suono e l'immagine (luminosità, colore, sincronismo).

Il giradischi VLP

Nel nuovo giradischi VLP un puntino luminoso estremamente piccolo svolge la funzione del pick-up (fig. 3). Il puntino luminoso viene guidato sulla pista mediante un semplice dispositivo regolatore elettro-ottico. La scanalatura di guida meccanica è dunque superflua. Questa è una delle ragioni che consentono di realizzare la pista a spi-

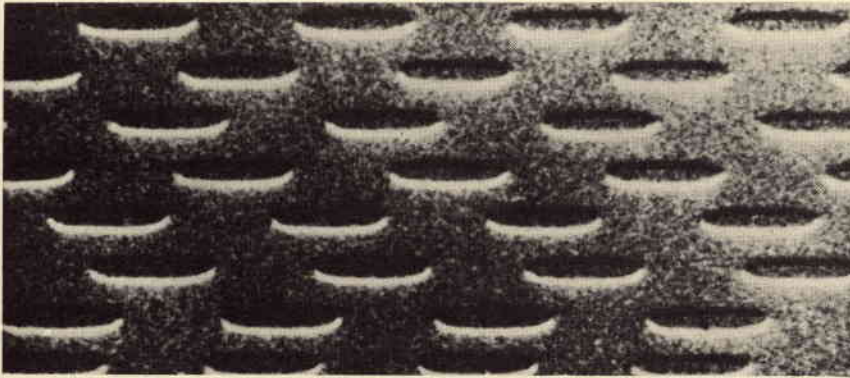


Fig. 2 - Immagine della superficie del videodisco long-play realizzata mediante microscopio elettronico a scansione.

rale con passo molto stretto; la distanza fra due solchi è cioè molto piccola (due micron). Il dispositivo elettro-ottico di guida offre una sorprendente flessibilità di impiego. Tutte le immagini possono essere riprodotte in senso diretto e inverso, con velocità accelerata o rallentata (si possono anche fermare). Inoltre, si possono scegliere rapidamente e facilmente determinate parti di un programma.

Poiché i segnali vengono captati senza contatto meccanico, né il disco né il pick-up sono sottoposti ad usura. Ciò è particolarmente

importante nella riproduzione di fotogrammi.

Generazioni ed elaborazione dei segnali

Quando il punto luminoso esplora la pista, la configurazione delle tacche modula il fascio luminoso. Il fascio modulato arriva ad un fotodiodo che fornisce un segnale elettrico il quale, a sua volta, dopo opportuna amplificazione ed elaborazione, può essere inviato direttamente all'ingresso dell'apparecchio televisivo (fig. 3).

Per ottenere un segnale a basso

rumore è richiesta una sorgente di luce di elevata intensità. Il piccolo ed economico laser elio-neon impiegato può essere prodotto in serie mediante un nuovo processo all'uopo sviluppato dalla Philips.

La fabbricazione del disco è semplice

La produzione dei dischi VLP è molto simile a quella dei dischi microsolco. Il materiale, simile a quello usato per i dischi per gramofoni, viene stampato fra due matrici. La Polygram sta ora adattando il processo di produzione agli speciali requisiti dei dischi VLP. Dopo la stampa, i dischi vengono ricoperti con un sottile strato metallico riflettente.

Il tempo richiesto per l'incisione della matrice originale è uguale alla durata del programma registrato. Il segnale di uscita di normali telecamere, videoregistratori a nastro o cineprese è perciò compatibile con il processo produttivo. Tutto ciò contribuisce a mantenere bassi i costi di produzione. I dischi VLP incisi con la configurazione a tacche hanno precisione inferiore al micron. I requisiti relativi alla precisione sono meno severi per quanto concerne le proprietà macroscopiche, quali centratura e uniformità, grazie al sistema di guida elettro-ottico.

Applicazioni

Si ritiene che il disco VLP possa ridurre considerevolmente il costo dei programmi audiovisivi. Ciò è molto importante per un ampio settore di applicazioni come quelli dell'istruzione, della documentazione e, ovviamente, quello ricreativo. La grande flessibilità di impiego è la caratteristica principale del sistema VLP: riproduzione di immagini accelerate o rallentate nei due sensi; selezione facile, senza perdita di tempo, di tutte le parti di un programma. Inoltre, poiché il disco può memorizzare almeno 45.000 immagini a colori, è alla portata di tutti la possibilità di realizzare una vera e propria video-biblioteca, per esempio, di arte.

Si ritiene che il sistema VLP possa essere disponibile entro alcuni anni.

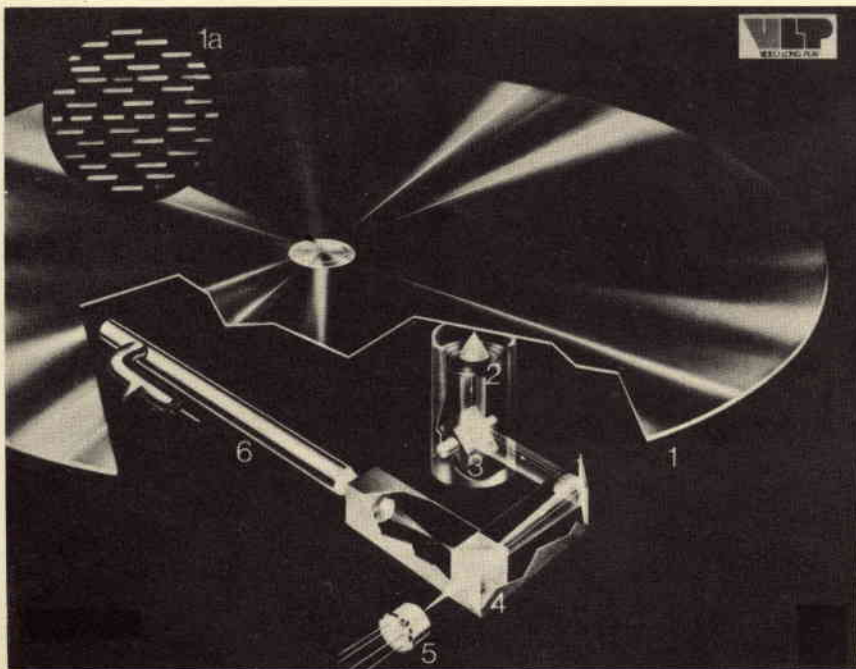


Fig. 3 - Schema del nuovo sistema VLP Philips: 1. Videodisco long-play. Il dettaglio 1a) fornisce un'idea della configurazione delle tacche (indicate in bianco); 2. Obiettivo a sospensioni elastiche con focalizzazione automatica del fascio luminoso; 3. Specchio orientabile che guida il puntino luminoso; 4. Prisma separatore del fascio; 5. Fotodiodo rivelatore; 6. Sorgente di luce (laser).



a cura di Ruben CASTELFRANCHI

RADIO A TRANSISTORI

FM (Frequency Modulation = Modulazione di frequenza)

Modulazione ottenuta dalla variazione della frequenza portante istantanea per mezzo di un segnale audio. Le trasmissioni in FM sono meno disturbate da rumori, assicurano un segnale chiaro in ricezione, oltre a una più vasta risposta in frequenza.

Le stazioni FM operano in VHF.

AM (Amplitude Modulation = Modulazione di ampiezza)

Modulazione dell'ampiezza di un'onda radio portante in rapporto all'intensità dello audio o di altro segnale. Si usa l'AM nelle trasmissioni radio in OM, OC, OL.

MW (Medium Wave = Onde medie: sigla italiana OM)

Onde radio comprese fra 560 e 187 metri (da 530 kHz a 1605 kHz).

Usata principalmente in trasmissioni locali e nazionali.

LW (Long Wave = Onde Lunghe: sigla italiana OL)

Onde radio comprese fra 2000 e 750 metri. Usate principalmente nelle bande europee e sovietiche, nei Radiofari, Weather Band (meteorologia 200 - 400 kHz) eccetera.

SW (Short Wave = Onde Corte: sigla italiana OC)

Onde radio comprese fra 187 e 11 metri. Usate per lunghissime distanze, specialmente nelle trasmissioni internazionali. La ricezione in onde corte dipende dall'anno, dalla stagione, dall'ora eccetera.

Aircraft band: (Bande aeromobili)

Copre i 110 - 135 MHz. Si applica alle informazioni sulle attività degli aeromobili, o alle comunicazioni fra velivoli e aeroporto.

Riceve le stazioni seguenti:

Torre di controllo

Controllo a terra

Controllo di avvicinamento

Controllo di partenza

Controllo di volo

Avvicinamento controllato a terra (GCA)

Strumenti di atterramento (voce sul canale localizzatore)

Gamma VHF e omni-direzionale (VOR) (voce)

VOR e apparecchiature TACAN di navigazione (VORTAC) Voce.

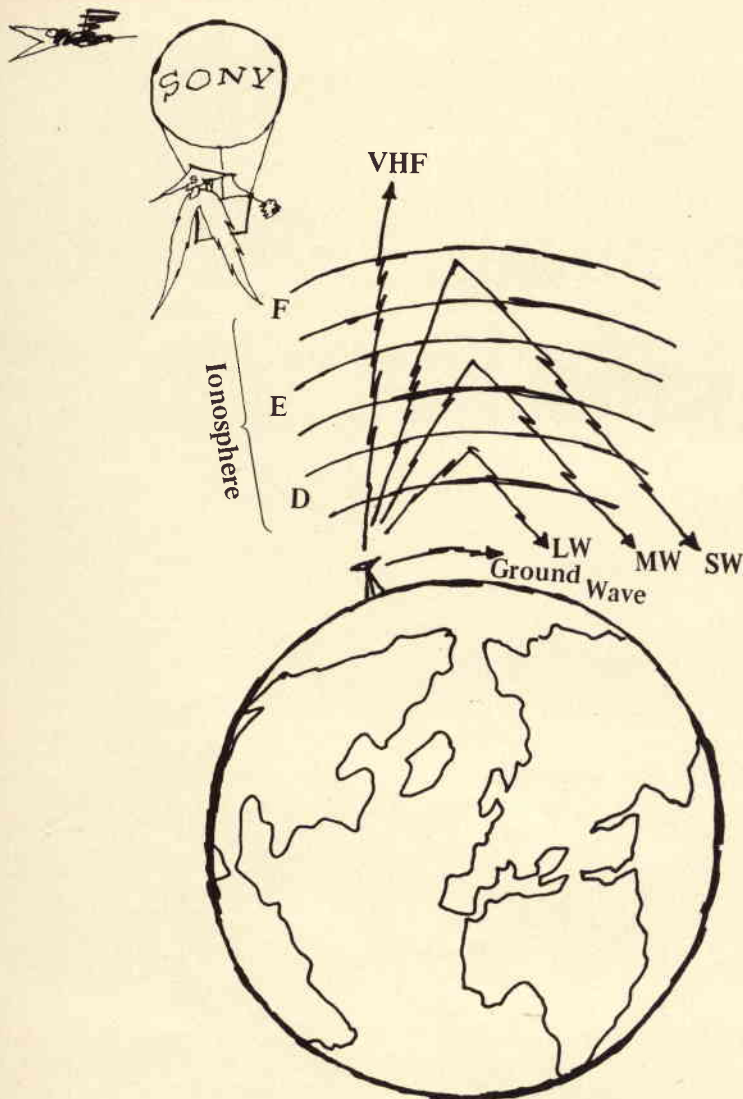
Beacon Band (Banda radio-faro)

Copre i 150 - 400 kHz non direzionali (NDB) e i segnali delle gamme radio-faro.

Le stazioni si identificano a intervalli di 30 secondi con chiamate in alfabeto Morse. I segnali vengono utilizzati dai piloti di aerei o di navi per fare il punto della loro posizione. Queste bande trasmettono anche informazioni sul tempo a voce e in alfabeto Morse.

Marine Band (Banda marina)

Copre la gamma compresa tra gli 1,5 e i 4,5 MHz. Viene usata per la chiamata e soccorso e traffico per il piccolo cabotaggio, per le informazioni meteorologiche in mare, per le condizioni del traffico nei porti, per le correnti oceaniche eccetera.



SSB (Single Side Band = Banda laterale unica)
 La SSB contiene una sola banda laterale modulata. Dato che un segnale SSB occupa da solo metà larghezza di un segnale a DSB (Double - Side Band) vi si possono sistemare più stazioni in Onde Corte (OC) e VHF. Oggigiorno la SSB viene usata per comunicare fra stazioni telefoniche internazionali, e, inoltre, da radioamatori, imbarcazioni eccetera.
 Un segnale SSB sarà ricevuto da una delle due posizioni laterali secondo come è stato trasmesso. Generalmente un USB (Upper Side Band = banda laterale superiore) è usata per frequenze maggiori di 10 MHz, e la LSB (Lower Side Band = banda laterale inferiore) per quelle minori di 10 MHz. I segnali SSB bande marine possono usare tanto USB quanto LSB. Per ricevere i segnali SSB occorre un ricevitore con commutatore BFO/MGC (Beat Frequency Oscillator - Manual Gain Control = Oscillatore frequenza di battimento - comando manuale di guadagno).

CW (Continuous Wave = Onda continua)
 Segnali CW trasmessi in alfabeto Morse, e usati per comunicazioni fra radioamatori o per servizi commerciali. Per ricevere in CW occorre un circuito munito di BFO (vedi voce seguente).

BFO (Beat Frequency Oscillator = Oscillatore frequenza di battimento)
 I segnali SSB e CW possono essere ricevuti con BFO. Senza BFO si sente in SSB la voce distorta di chi parla, e dei click in CW. E' possibile cambiare la media frequenza (455 o 470 kHz) entro più o meno $1,5 \div 3$ kHz rotando la manopola in controllo piccolo BFO; una così precisa regolazione di tal comando renderà possibile la ricezione dei segnali SSB o CW.

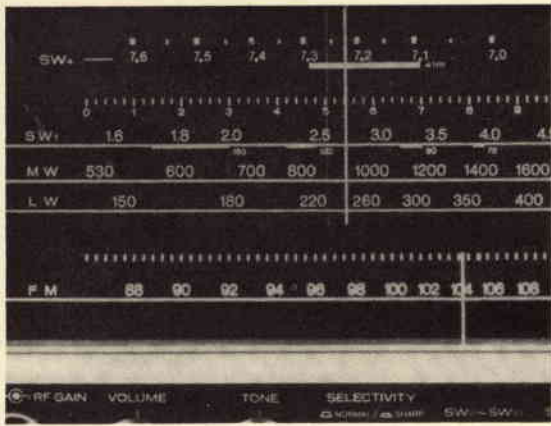
MGC (Manual Gain Control = Comando Manuale di guadagno)
 Qualche volta è chiamato RF - gain control = comando di guadagno RF). Col MGC si comanda manualmente il guadagno di IF (Intermediate Frequency, in italiano MF Media Frequenza) o di RF (Radio Frequenza). L'MGC è importante per la bassa distorsione in ricezione di segnali SSB o CW. Nella località dove i segnali sono molto forti, questo comando migliora anche la ricezione in AM.

AGC (Automatic Gain Control = Comando automatico di guadagno)
 L'AGC rende automaticamente costante il livello di uscita, indipendentemente dai cambiamenti di livello di segnali in ingresso. Non occorre alcuna regolazione di livello.

AFC (Automatic Frequency Control = Comando automatico di frequenza)
 Molte radio FM sono fornite di questo comando.
 Esso facilita la sintonizzazione in FM e previene gli slittamenti di frequenza. Quando l'AFC è in funzione, la gamma si estende a 200 - 800 kHz. Potrebbe tuttavia succedere che forti segnali adiacenti disturbino la ricezione dei segnali più deboli dintornizzati con l'AFC. In tal caso togliere lo AFC.

Preset tuning (Preselezione)
 Esatta commutazione di stazioni radio per mezzo di un circuito semifisso, preselettivo.

Band spread tuning
 I segnali in OC (onde corte) sono molto ravvicinati. Spesso è difficile prendere la stazione voluta.
 Il band spread (espansione di banda) montato su alcuni ricevitori in OC, rende più facile la sintonizzazione mediante l'allargamento di una banda stretta su tutta la scala.



SLED (SONY Light Emitting Diode) Sigla depositata dalla Sony Corporation (Trademark).

Questo diodo lavora a bassa tensione e bassa corrente. Usato per localizzare la posizione di sintonia o altre indicazioni visive. Risponde con rapidità, resiste alle vibrazioni e agli urti, ed ha una lunga durata. La gemma opaca collocata nell'indicatore luminoso diventa rosso-vivace quando l'apparecchio è esattamente sintonizzato sulla stazione voluta, e ciò rende la ricerca più rapida e la sintonizzazione più accurata.

Superheterodyne circuit

Un circuito radio ricevente che ha un oscillatore.

Nei ricevitori supereterodina, i segnali in ingresso alimentano un miscelatore per la conversione in media frequenza. I segnali modulati di MF sono sottoposti ad elevata amplificazione nello stesso stadio di media e nello stadio amplificatore.

I ricevitori supereterodina sono meno soggetti alle interferenze, e molto sensibili in ricezione ai segnali.

Double superheterodyne circuit

Un sistema di ricezione a doppia conversione di frequenze con oscillatore fisso e oscillatore variabile. Usato negli apparecchi professionali.

RF amplification stage (in italiano stadio AF)

Stadio di amplificazione a Radio Frequenza. Sezione di un apparecchio radiorecivente che amplifica i segnali prima che passino al miscelatore, per aumentare sensibilità e selettività, ridurre le interferenze, e migliorare il rapporto segnale/disturbo.

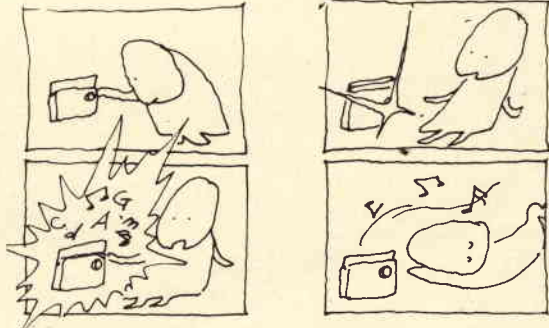
IF amplification stage

Stadio amplificatore di Media Frequenza. Sezione di un ricevitore supereterodina che amplifica i segnali convertiti in una frequenza predeterminata, detta Media Frequenza o frequenza intermedia.

Ceramic Filter (o Solid State Filter)

Trattasi di filtri passa-banda che utilizzano le proprietà piezoelettriche di certi materiali ceramici. Vengono usati principalmente nello stadio di Media Frequenza per eliminare i rumori e migliorare la selettività. Assicurano una eccellente separazione di segnali in stretta vicinanza, nonché una fine qualità dei toni.

La Sony li impiega nelle radio a transistori, nei sintonizzatori e ricevitori allo scopo di assicurare perfette riproduzioni e alta stabilità.

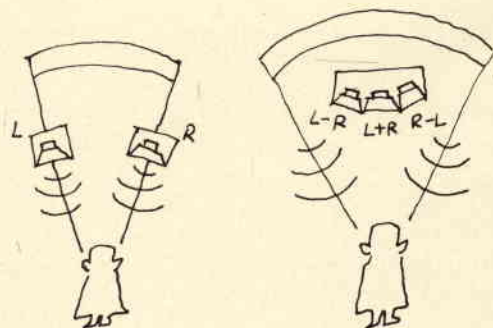


PM dynamic speaker

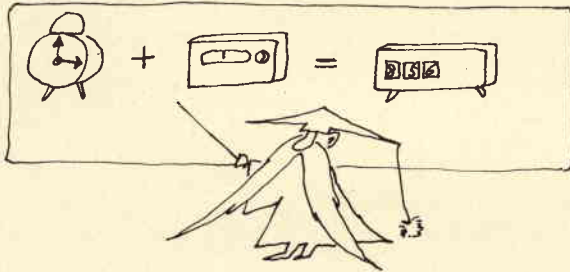
Altoparlante in cui un magnete permanente produce un campo magnetico regolare. Viene usato nei radio ricevitori, nei registratori a cassetta e nei televisori.

Matrix Sound Stereo System

Per un eccellente effetto stereo, non è più indispensabile collocare sistemi separati di altoparlanti a destra e a sinistra. Col Matrix Sound Stereo System, gli altoparlanti di destra e di sinistra offrono una ricca e naturale riproduzione stereo del suono. Due o più altoparlanti vengono installati assai vicini, e pilotati dai segnali «matrix». I suoni dispersi sono combinati, nello spazio di fronte, per l'effetto stereo. La distribuzione dei suoni ha dimensioni più ampie dell'effetto stereo, e il risultato è «sensazione di sala da concerto».



Digital Clock radio. Nome depositato dalla Sony Corporation (Trademark)
 Combinazione di un radio ricevitore e di un orologio elettrico a indicazione digitale (cartellini semoventi coi numeri delle ore e dei minuti in luogo del quadrante e delle lancette). Questi radioricevitori possono essere accesi e spenti alle ore pre-fissate.

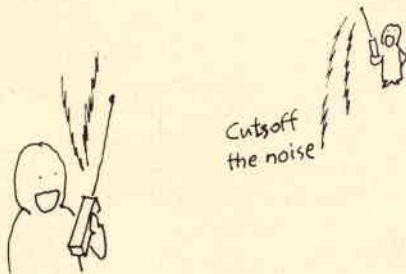


Current Drain (Consumo di corrente)
 Quantità di corrente (alternata o continua) consumata.
 Nei prodotti Sony viene misurata tanto a segnale 0 (zero) quanto a una data potenza di uscita con una distorsione del 10%. Si esprime in mA (milliamper).

Power output (Potenza di uscita)
 Nelle radio Sony viene misurata in entrambi i modi: a massimo volume, e col 10% di distorsione ad una determinata uscita. Si esprime in watt.

RICETRASMETTITORI

Squech control (letteralmente: comando che riduce al silenzio)
 Un sistema automatico riduttore di disturbo, che attenua il ricevitore in assenza di segnale in ingresso per migliorare la comprensibilità. Col rumore, le comunicazioni si fanno difficili. Lo squech control sopprime i rumori e rende chiara la comunicazione. Ma se è portato al massimo, può rendere difficile la percezione dei segnali di basso livello.



Crystal controlled circuit

Circuito nel quale la frequenza di un oscillatore è determinata da un cristallo piezoelettrico. Nel modello CB-200W la frequenza è regolata per ricevere o trasmettere sul canale di 27,085 MHz e può essere variata entro 26,965 e 27,255 MHz cambiando i cristalli.

TELEFONIA (accessori)

Telephone pick-up coil circuit

Circuito per non essere disturbati da rumori di fondo durante le conversazioni telefoniche.



TELEVISIONE

Black & White TV Standard

Standard che determina la trasmissione TV in bianco e nero, le caratteristiche del segnale TV eccetera. Vi sono vari tipi di standard: Americano, Europeo occidentale, Europeo orientale, Belga, Irlandese, eccetera.

VHF (Very High Frequency)

Gamma di frequenza: 30 - 300 MHz
 Lunghezza d'onda: 1 - 10 metri
 Principali applicazioni: trasmissioni radio e TV

UHF (Ultra High Frequency)

Gamma di frequenza: 300 - 3.000 MHz
 Principali applicazioni: trasmissione TV e servizi di polizia.
 L'UHF assicura la ricezione di segnali più liberi da interferenze rispetto alla VHF, e può ricevere più stazioni. La distanza di trasmissione è breve.

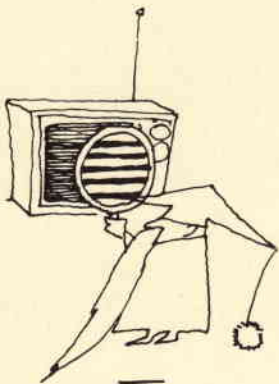
UHF converter

Convertitore per ricevere in VHF i segnali UHF.

Scanning lines (scansione)

Le immagini sono trasmesse da «punti di esplorazione». Di solito si indica il numero delle linee (raster) per fare una immagine completa.

Una «Scanning line» è il numero di volte per secondo che il «punto esplorativo» passa attraverso una determinata linea verticale nell'immagine in una direzione, compresi gli intervalli di ritorno. Secondo il sistema TV, le linee possono essere 405, 525, 625, 819. Più linee vi sono, più precisa è l'immagine in direzione verticale.

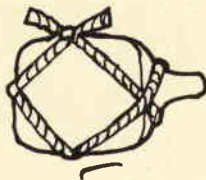


Frame frequency

Il numero di immagini complete esplorate per secondo. Si esprime in Hz/s.

Tension band picture tube

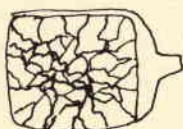
Cinescopio di sicurezza, a prova di implosione. Il cinescopio e la sua protezione sono uniti assieme da una banda metallica.



Shelbond picture tube

Cinescopio di sicurezza, a prova di implosione. Previene il lancio di frammenti nel caso di rottura.

scattering-proof



Smoked filter

Schermo fumé per un alto contrasto dell'immagine anche in ambienti molto luminosi.



Color TV system

NTSC

E' il sistema USA, compatibile col sistema TV in bianco e nero. I TV basati su questo sistema possono essere costruiti a costo relativamente basso, ma chiedono qualche regolazione del colore. Adottato in USA, Giappone, Canada eccetera. NTSC è l'abbreviazione di National Television System Committee.

PAL

Sistema ideato dalla Telefunken nella Germania occidentale, compatibile col sistema TV in bianco e nero. Basato essenzialmente sull'NTSC, ma progettato per un colore più stabile. Diversamente dall'NTSC, non deteriora il rapporto segnale/disturbo nelle zone di segnale debole, e diversamente dal SECAM non è affetto dalla distorsione del cambiamento di fase. Adottato nella Germania occidentale, Inghilterra eccetera. Pal è l'abbreviazione di Phase Alternation by Lines.

SECAM

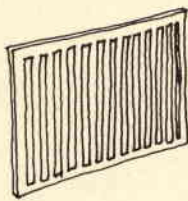
Sistema francese, compatibile col bianco e nero. Rende immagini accurate e stabili, ma distorce nel cambiamento di fase. Adottato in Francia, URSS eccetera. SECAM è l'abbreviazione di Sequentiel Couleur à Mémoire.

TRINITRON

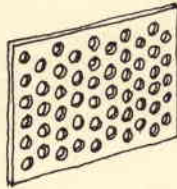
Cinescopio per TV a colori esclusivo della Sony. Consiste nel «cannone Trinitron» e nella nuova «Griglia aperta». Il cannone Trinitron produce i tre fasci che eccitano sullo schermo i fosfori dei colori primari.

I raggi sono puntati e messi a fuoco da un unico complesso di lenti e due prismi elettronici. Le immagini restano ben distinte e brillanti in tutti i punti dello schermo perché tutti e tre i fasci passano per il centro di una grossa lente. Gli intenditori di fotografia riconosceranno questo fenomeno come miglioramento della profondità di campo con l'apertura di lenti ridotte. In confron-

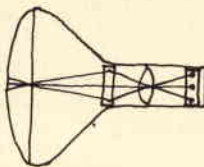
to all'usuale cinescopio a colori esso impiega un cannone relativamente piccolo. Il sistema di selezione del colore, detto a «griglia aperta», combinato con il cannone Trinitron produce una brillantezza quasi doppia rispetto ai normali cinescopi per TVC (a maschera forata) che presentano tre cannoni elettronici e tre complessi di lenti.



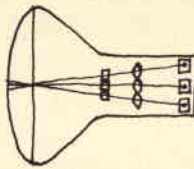
Aperture Grille



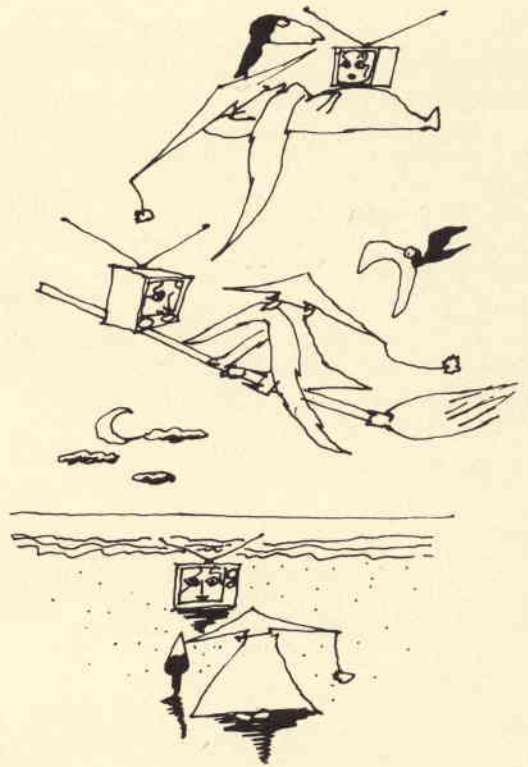
Shadow Mask



TRINITRON picture tube



Conventional picture tube

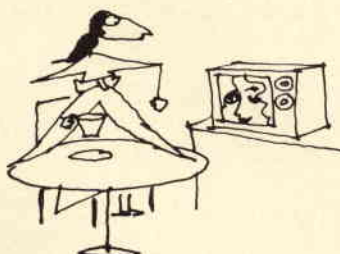


Picture Control

Regolazione contemporanea del contrasto e dell'intensità del colore, per la stabilità del rapporto.

AFT (Automatic Fine Tuning)

Sintonia fine automatica.



REGISTRATORI A NASTRO

Channel (letteralmente: «canale»)

Significa «piste indipendenti dei segnali per registrazione e riproduzione». Due piste significa due «channel» quattro piste quattro channel.

TRACK (traccia)

La pista del nastro magnetico sulla quale si registra il suono.

2-track: pista sulla quale si possono registrare due soli «channel» sia come coppia stereo in una direzione, sia come tracce mono separate in direzioni opposte.

4-track: pista sulla quale si possono registrare quattro «channel» distinti (mono) o accoppiati a due a due (stereo) o tutti e quattro riuniti (stereo 4 tracce).

2-track mono
number of channels 1
Track 1 →
← Track 2

4-track mono
number of channels 1
Track 1 →
← Track 2
Track 3 →
← Track 4

2-track Stereo
number of channels 2
Track 1 →
Track 2 →

4-track Stereo
number of channels 2
Track 1 → Left
← Track 2
Track 3 → Right
← Track 4

4-track 4-channel
Stereo
number of channels 4
Track 1 → Front left
Track 2 → Back left
Track 3 → Front Right
Track 4 → Back Right

CALCOLATORE TASCABILE A OTTO CIFRE

CON CIRCUITO INTEGRATO TMS 1802 NC DELLA TEXAS

del dott. MONTANARI

Il circuito integrato MOS/LSI - TMS 1802NC consente di costruire rapidamente un calcolatore tascabile le cui prestazioni sono equivalenti a quelle delle migliori macchine da tavolo.

Si tratta di un MOS/LSI in contenitore plastico dual-in-line a 28 piedini che da solo costituisce il cervello della macchina. Quattro integrati per l'interfaccia al display e una manciata di discreti, sono sufficienti per costruire il calcolatore.

Le alimentazioni richieste sono due: + 7,2 e - 7,2 V, mentre il circuito MOS richiede un clock, cioè un'onda quadra a 250 kHz di 14,4 V da picco a picco.

Il circuito di alimentazione che fornisce anche il clock è realizzato con componenti discreti, a partire da un accumulatore al nichel-cadmio della Varta da 8,54 V nominali alla scarica.

Si tratta di 7 elementi da 450

mAh posti in serie, ciascun elemento fornisce 1,22 V.

Come può osservarsi nella figura 1 i due transistori T_1 e T_2 costituiscono un multivibratore astabile che oscilla a 250 kHz.

Il condensatore C_1 in parallelo ad R_1 provvede, allo « speed-up » del fronte di salita del clock, mentre il gruppo D_1/R_2 serve a migliorare il fronte di discesa del clock.

Mentre il transistor T_3 è il pilota di clock, il transistor T_4 è il pilota

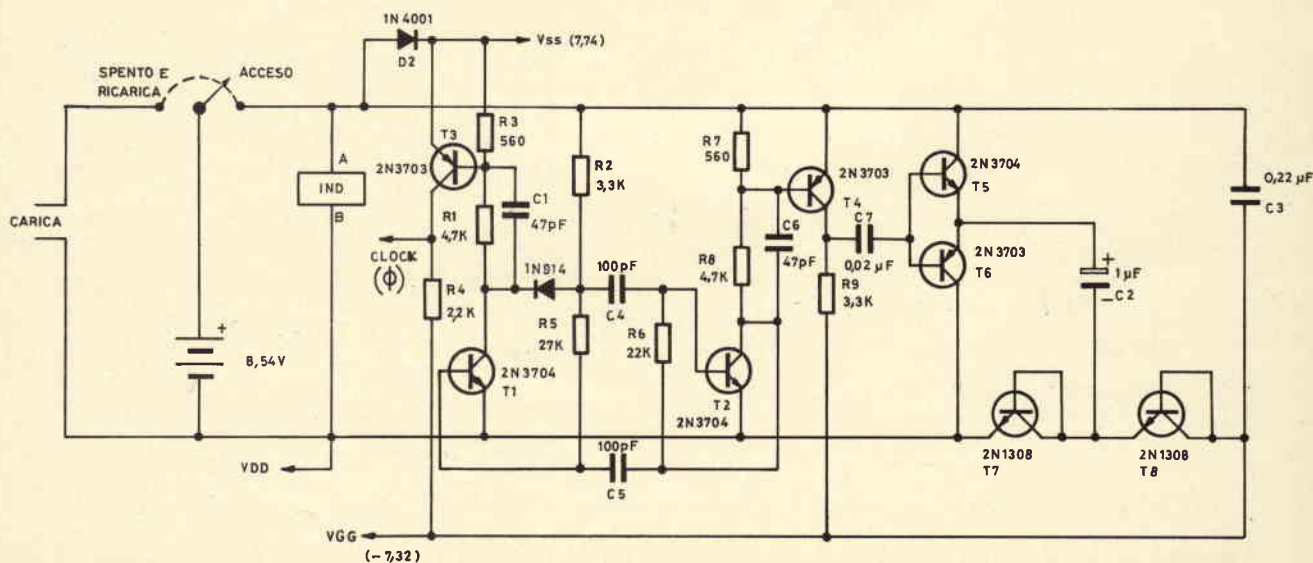


Fig. 1 - Particolare dello schema elettrico relativo al circuito di alimentazione del calcolatore tascabile a otto cifre.

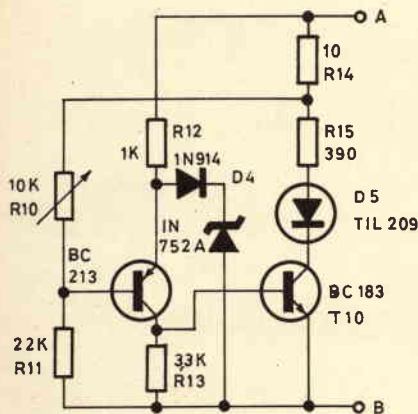


Fig. 2 - Circuito che segnala l'abbassamento della tensione al di sotto del valore di 7,7 V, tramite il diodo luminoso D5.

del circuito duplicatore di tensione costituito dall'emitter follower complementare T5/T6, dai condensatori C2/C3 e dai transistori al germanio T7/T8. Questo duplicatore provvede a creare la tensione V_{GG} di $-7,32$ V richiesta dal circuito MOS, con un assorbimento tipico di 9 mA, (massimo 13 mA).

Il diodo D2 serve ad abbassare la tensione dell'accumulatore da 8,54 V fino a 7,74 V, valore adatto per la V_{SS} .

Il blocco raffigurato nello schema con la dicitura IND è un indicatore di allarme che serve a segnalare

lo stato di scarica dell'accumulatore. La Varta suggerisce di non scendere mai al di sotto della tensione critica di 1,1 V per elemento durante la scarica; nel nostro caso quindi occorre segnalare l'istante in cui la tensione dell'accumulatore discende fino a 7,7 V. In quel momento è bene spegnere l'apparecchio e provvedere alla ricarica dell'accumulatore con le modalità previste dalla casa costruttrice facendo uso di un adatto carica-batterie come ad esempio il tipo 20SE/45 della Varta.

Il circuito riportato in Fig. 2 provvede all'accensione di una spia rossa, costituita dal diodo luminoso TIL 209 della Texas (D5), quando la tensione ai suoi capi scende al di sotto di 7,7 V.

Il resistore variabile R10 è un piccolo trimmer da 10k Ω che dovrà essere regolato in modo che la spia si accenda per una tensione minore del valore di 7,7 V. La regolazione iniziale serve per compensare le tolleranze della tensione di Zener di D3, comunque non saranno necessari ulteriori ritocchi perché il circuito è compensato in temperatura.

Per ottenere una buona compensazione sarà bene montare D4 molto vicino a T9. Il valore di R10 dovrà essere molto prossimo a 8,25 k Ω .

IL DISPLAY CON RELATIVO INTERFACCIA

Il tipo di display usato è quello a sette segmenti con punto decimale.

Nel nostro caso faremo uso di due TIXL 360 della Texas. Ogni TIXL 360 contiene fino a 6 cifre a sette segmenti.

Il circuito MOS ha venti uscite, cioè:

D1 fino a D11 = abilitazione del digit.

S_A fino a S_H più S_P = abilitazione nel segmento.

Queste uscite vanno connesse ai circuiti integrati di interfaccia SN 75491, SN 75492 come mostra la figura 3. S_H non è usato.

LA TASTIERA

La tastiera è la parte più semplice della macchina.

In realtà si tratta di una normale matrice di contatti.

Alla tastiera arrivano le 11 uscite D1 fino a D11 e dalla tastiera escono tre collegamenti, che vanno connessi a tre dei quattro ingressi del circuito MOS, cioè KN, KO, KQ.

Il quarto ingresso, cioè KP, non è usato: questo per ottenere il punto decimale flottante, come vedremo in

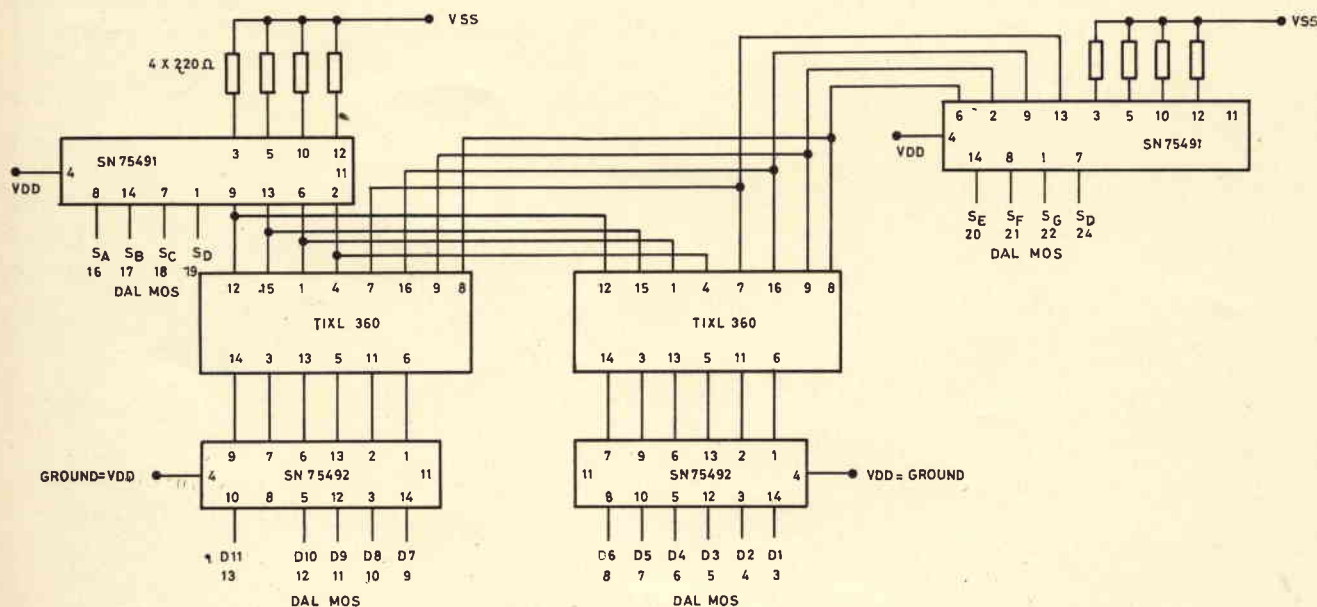


Fig. 3 - Schema a blocchi del display in cui sono impiegati due TIXL 360 a 6 cifre e 7 segmenti e circuiti integrati del tipo SN75491 e SN75492.

seguito parlando delle prestazioni della macchina.

C'è da osservare che il K (all'incrocio tra D10 e KQ) non è un tasto normale, ma un interruttore o un tasto con ritenuta.

Ricapitolando, il circuito MOS ha venti uscite, quattro ingressi di segnale, un ingresso di clock e tre punti di alimentazione un totale di 28 piedini.

- 1) Le uscite D1 fino a D11 alimentano i due digit drivers SN 75492 e la tastiera.
- 2) Le uscite S_A fino a S_G più S_P alimentano i due segmenti drivers SN 75491.

L'uscita S_H non è usata.

- 3) I tre ingressi KN, KO, KQ sono alimentati dalle uscite della tastiera. L'ingresso KP non è usato.
- 4) L'ingresso di clock (Ø) e i tre punti di alimentazione V_{SS}, V_{DD} e V_{GG} vengono alimentati dal circuito di Fig. 1 che funziona da generatore di clock e alimentatore nello stesso tempo.

PRESTAZIONI DEL CALCOLATORE

Le caratteristiche del suddetto calcolatore denotano che siamo in presenza della macchina più completa, nella sua classe, che sia possibile oggi come oggi reperire nel mercato.

Esse infatti sono le seguenti:

- 1) Otto cifre
- 2) Quattro operazioni
- 3) Tre registri
- 4) Operazioni in virgola flottante o flottante fissa (8 posizioni)
- 5) Operazioni per costante o in catena
- 6) Arrotondamento aritmetico automatico
- 7) Soppressione degli zero non significativi sul display
- 8) Protezione automatica dei simbolismi della tastiera
- 9) Arrotondamento automatico all'accensione

La maggior parte di queste caratteristiche sono di per sè evidenti; esse comunque verranno chiarite

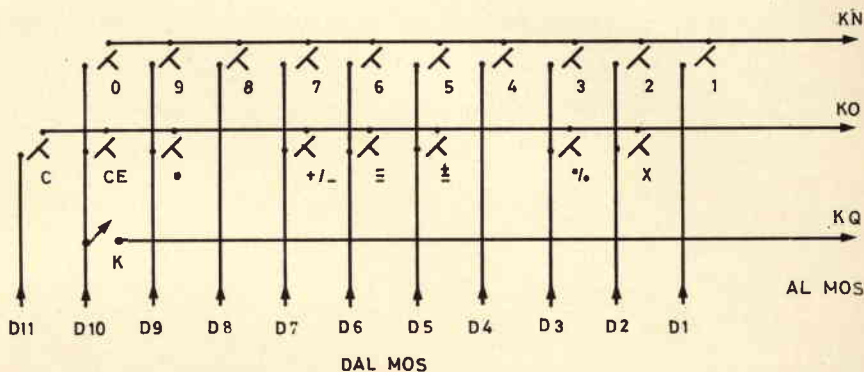


Fig. 4 - Particolare del circuito con 11 ingressi (D1 ÷ D11) e tre uscite per il MOS.

dalla descrizione delle operazioni associate a ciascun tasto e dagli esempi pratici di calcolo riportati qui di seguito.

TASTI NUMERICI

Premendo uno dei tasti 0-1/2/3/4/5/6/7/8/9, il registro del visualizzatore si sposta verso sinistra di una cifra, ed il numero corrispondente viene posto nella cifra meno significativa.

L'ingresso dei dati è sempre flot-

tante, ciò significa che i numeri vengono entrati con tutte le loro cifre decimali, senza tener conto del numero di decimali eventualmente prefissato.

Il tasto (punto decimale) sarà operato nella normale sequenza del numero da entrare.

Non usandolo è sottinteso che il punto decimale si trova dopo l'ultima cifra premuta.

Se il tasto di punto viene usato più di una volta nel battere lo stesso numero, l'ultimo punto è considerato quello effettivo.

ELENCO COMPONENTI	
Resistori 1/4 W	Condensatori
2,2 kΩ	47 pF x 2
4,7 kΩ x 2	100 pF x 2
560 Ω x 2	0,02 μF
27 kΩ	1 μF 10 V
3,3 kΩ x 3	0,22 μF
22 kΩ x 2	
Trimmer	Transistori
10 kΩ	BC 213
1 kΩ	BC 183
10 Ω	2N1308 x 2
390 Ω	2N3703 x 3
220 Ω x 8	2N3704 x 3
Circuiti integrati	Diodi
SN 75491 x 2	1N4001
SN 75492 x 2	1N914 x 2
TMS 1802	1N752A
TIXL 360 x 2	TIL209

ESEMPI DI CALCOLO			ESEMPI DI CALCOLO		
Problema	Tasto	Display	Problema	Tasto	Display
$-a - b + c$	\square	0	$a \times b =$	\square	0
	a	a	$a \times c =$	\square	0
	\square	-a	$a \times d =$	a	a
	b	b	b	\square	b
	\square	-a - b	\square	\square	(ab)
$(-a) \times b =$	c	c	c	\square	c
	a	a	\square	(ac)	
	\square	-a	d	\square	d
	b	b	\square	(ad)	
	\square	-(ab)	$a \div b =$	c	0
$a \div (-b) =$	\square	0	$c \div b =$	\square	0
	a	a	$d \div b =$	a	a
	\square	b	b	\square	b
	b	b	\square	(a/b)	
	\square	-(a/b)	c	\square	c
$a \times (-b) \div (-c) =$	\square	0	\square	(c/b)	
	a	a	d	\square	d
	\square	b	\square	(c/b)	
	\square	-(ab)	\square	(c/b)	
	\square	-(ab)	\square	(c/b)	
$a \times (-b) \div (-c) =$	c	c	$a^4 \times b =$	\square	0
	\square	(ab/c)	\square	\square	0
	a	a	\square	a	a
	\square	b	\square	a	a
	\square	-(ab)	b	\square	b
$\frac{(a+b-c) \times d}{e} - f =$	\square	0	\square	\square	(ab)
	a	a	\square	(a ² b)	
	\square	a	\square	(a ³ b)	
	b	b	\square	(a ⁴ b)	
	\square	(a + b)	\square	0	
c	c	\square	0		
\square	(a + b - c)	a	a		
\square	(a + b - c)	b	b		
\square	d	\square	a		
\square	(a + b - c)d	\square	(a/b)		
e	e	\square	(a/b ²)		
\square	(a + b - c)d/e	\square	(a/b ³)		
f	f	\square	0		
\square	(a + b - c) d/e - f	\square	0		
		\square	a		
		\square	a ²		
		\square	a ³		
		\square	a ⁴		

TASTI DI OPERAZIONE

\times Immagazzina un comando di moltiplicazione ed esegue una eventuale precedente operazione.

\div Immagazzina un comando di divisione ed esegue una eventuale operazione precedente.

$+/-$ Cambia il segno del visualizzatore.

\pm Fa entrare in macchina l'ultimo numero battuto sulla tastiera ed esegue una eventuale operazione precedente.

\equiv Fa entrare in macchina l'ultimo numero battuto sulla tastiera ed esegue una eventuale operazione precedente.

C Azzerà i registri ed ogni precedente operazione.

CE Azzerà il solo registro del visualizzatore.

TASTO DI MODO

Il tasto K seleziona il modo di funzionamento della macchina.

Quando K è rilasciato il calcolatore esegue operazioni in catena senza perdite dei risultati intermedi.

Quando K è premuto il calcolatore esegue operazioni per costante.

Nelle moltiplicazioni viene considerato costante il moltiplicando (primo fattore), nelle divisioni il divisore (secondo fattore).

INTERRUTTORE PER IL PUNTO DECIMALE

Il modo di operazione flottante o flottante fissa può essere selezionato mediante un interruttore a 9 vie.

La posizione F seleziona il modo flottante, le posizioni da 0 a 7, quello flottante fisso con il numero di decimali corrispondente.

In quest'ultimo caso però vanno aggiunti ulteriori punti di contatto alla matrice della tastiera, come accennato precedentemente.

SUPERAMENTI DELLA CAPACITA'

Se viene premuta una ulteriore cifra quando la posizione più significativa del visualizzatore è già occupata da un numero o dal punto decimale, viene indicata una condizione di errore corrispondente al superamento delle capacità della macchina e la cifra più significativa viene protetta.

La condizione di errore può essere rimossa premendo il tasto di azzeramento C. Si tenga presente però che all'ingresso dei dati anche in condizione di superamento di capacità è possibile effettuare tutte le operazioni.

Il superamento di capacità in ingresso è indicato dal visualizzatore nel modo seguente:

\square Se il numero è positivo
E Se il numero è negativo

Qualora un risultato intermedio o finale di una operazione dia luogo

ad un superamento di capacità, quest'ultimo viene indicato sul visualizzatore insieme al risultato corretto moltiplicato per 1×10^{-8} . Ciò significa che basta immaginare di spostare il punto decimale verso destra di 8 posizioni per ottenere il valore vero. Si noti che in queste condizioni non è possibile a differenza del caso precedente effettuare alcuna altra operazione tranne quella di azzeramento.

Qualora si operasse in virgola fissa il punto decimale, in occasione di un superamento di capacità di risultato, viene spostato automaticamente verso destra per proteggere la cifra più significativa.

Il superamento di capacità di un risultato viene indicato al visualizzatore nel modo seguente:

Se il risultato è positivo

Se il risultato è negativo

ARROTONDAMENTO

In caso di funzionamento in virgola l'arrotondamento è sempre aritmetico nel senso chiarito dall'esempio seguente:

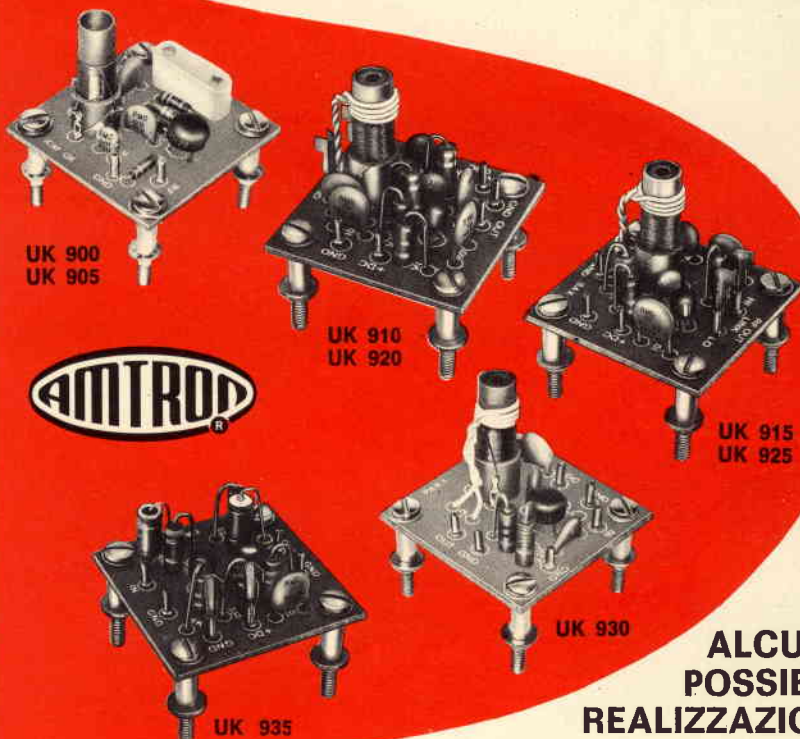
Siano prefissate due cifre decimali

Ingresso o risultato	1.2563
Visualizzatore	1.26
Ingresso o risultato	1.2553
Visualizzatore	1.26
Ingresso o risultato	1.2543
Visualizzatore	1.25

GLI INGLESI INSISTONO NEL CAVO

Gli inglesi sono già avanti nella teledistribuzione dei programmi via cavo coassiale, con tutti i vantaggi che ne derivano rispetto alla ricezione per mezzo di antenna. La Greenwich Cable Television è stata autorizzata dal ministero delle poste inglesi a continuare i suoi esperimenti di trasmissione televisiva per cavo fino al 1976, perché si possa preparare a produrre dei programmi di interesse locale. La Greenwich Cablevision, filiale dell'Albion Cable Vision, serve attualmente 12 mila abbonati a cui trasmette i programmi della BBC e dell'ATV.

scatole di montaggio per hobbisti e radioamatori



ALCUNE POSSIBILI REALIZZAZIONI

Oscillatore quarzato campione da 20 a 60 MHz.

Impiegare l'UK 900 in fondamentale.

Oscillatore quarzato campione da 3 a 20 MHz.

Impiegare l'UK 905.

Oscillatore quarzato campione da 60 a 120 MHz.

Impiegare l'UK 900 in 2° armonica.

Oscillatore quarzato campione da 120 a 180 MHz.

Impiegare l'UK 900 in 3° armonica.

Convertitore di frequenza per i 27 MHz.

Impiegare un ricevitore a 10 MHz, l'UK 905 con quarzo a 17 MHz e l'UK 910 predisposto per il funzionamento da 20 a 27 MHz.

Se i segnali sono deboli impiegare come amplificatore d'antenna l'UK 915.

Convertitore di frequenza per i 144 MHz.

Con un ricevitore a 27 MHz, impiegare l'UK 900 con quarzo a 58,5 MHz e l'UK 910 predisposto per il funzionamento da 120 a 145 MHz.

Se i segnali sono deboli impiegare come amplificatore d'antenna l'UK 915.

Amplificatore di potenza da 3 a 30 MHz.

Impiegare l'UK 930.

Amplificatore a larga banda da 20 Hz a 150 MHz.

Impiegare l'UK 935.

UK	DESCRIZIONE
900	Oscillatore 20 ÷ 60 MHz
905	Oscillatore 3 ÷ 20 MHz
910	Miscelatore RF 12 ÷ 170 MHz
920	Miscelatore RF 2,3 ÷ 27 MHz

UK	DESCRIZIONE
925	Amplificatore 2,3 ÷ 27 MHz
915	Amplificatore 12 ÷ 170 MHz
930	Amplificatore 3 ÷ 30 MHz
935	Amplificatore L.B. 20 Hz ÷ 150 MHz

770H**ELAC**

MIRACORD

Per ottenere delle riproduzioni musicali che abbiano le identiche caratteristiche delle esecuzioni originali è assolutamente indispensabile affiancare al complesso ad alta fedeltà un giradischi che sia in grado di riprodurre con la massima perfezione la modulazione che è incisa sui dischi.

Non affermiamo certamente nulla di paradossale se diciamo che si ottengono migliori risultati collegando un ottimo giradischi ad un complesso di bassa frequenza di media qualità piuttosto che abbinando fra loro un complesso amplificatore di alta classe con un giradischi scadente.

La ELAC, la casa che emerge in tutto il mondo nel campo dell'alta fedeltà data la sua competenza specifica in tale genere di costruzioni, recentemente ha realizzato un altro piccolo gioiello che va ad aggiungersi agli altri della sua produzione. Si tratta del giradischi stereo a tre velocità MIRACORD 770 H, che senz'altro deve essere classificato fra i migliori che sono reperibili at-

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:	110 e 220 V 50 ÷ 60 Hz
Trazione:	motore a isteresi rotore di Papst
Potenza assorbita:	15 VA
Corrente assorbita:	0,1 A (220 V, 50 Hz)
Precisione della velocità:	WOW ± 0,06% FLUTTER ± 0,07%
Velocità:	33 1/2, 45, 78 g/m
Controllo fine della velocità:	± 0,3% continuo
Capacità dischi in automatico:	10

tualmente sui mercati internazionali.

Ciò è confermato dal fatto che se si analizzano brevemente le sue caratteristiche tecniche si possono ri-

scontrare, a colpo d'occhio, molti accorgimenti che sono stati adottati esclusivamente nei giradischi utilizzati in campo professionale, ad esempio, degli enti radiotelevisivi.



Fig. 1 - Il pitch control device, un comando che permette la regolazione della velocità dei dischi del ± 3%.

SEZIONE ROTANTE

Il motore che serve ad azionare il piatto del giradischi è di costruzione molto robusta ed è del tipo ad isteresi con rotore di Papst.

Le tre velocità standard di 33 1/2, 45 e 78 giri al minuto, sono commutabili fra loro mediante un robusto commutatore ed al dispositivo che comanda le tre velocità è altresì accoppiato uno speciale sistema di controllo che permette di regolare con continuità la velocità di rotazione del piatto del ± 3%.

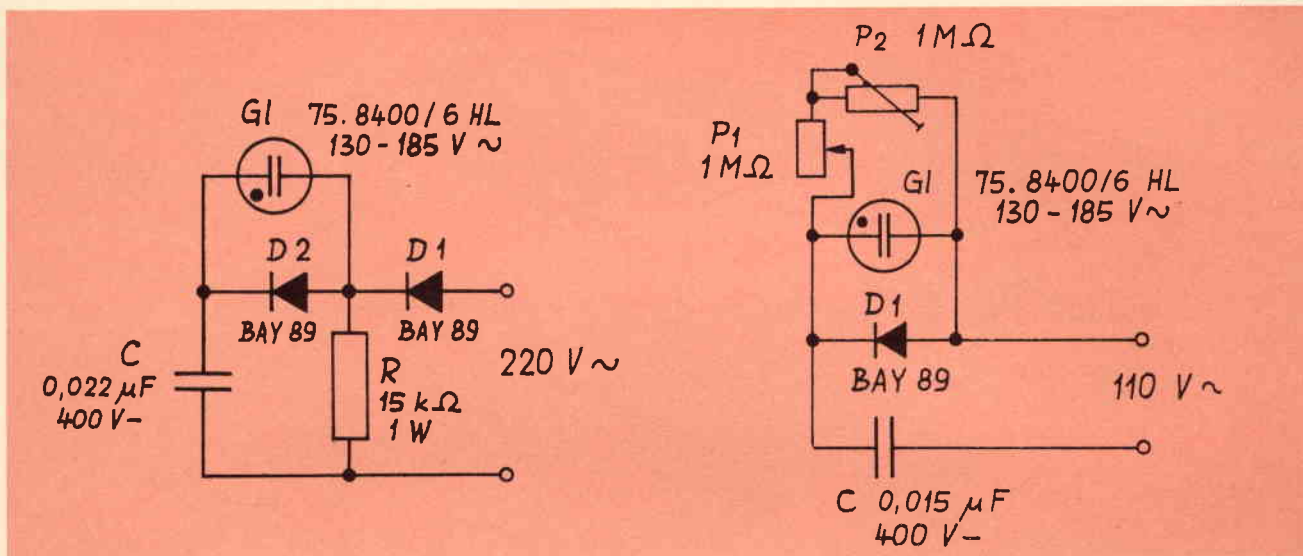


Fig. 2 - Schema elettrico relativo al circuito stroboscopico con il quale è possibile controllare visualmente la velocità dei dischi e le relative correzioni effettuate con il dispositivo di figura 2. A sinistra circuito per tensione a 220 V a destra per tensione 110 V.

Questo regolatore è chiaramente visibile in figura 1.

Affinché gli interventi su questo comando (che in genere non deve mai essere toccato), siano eseguiti con la massima precisione possibile, uno speciale circuito stroboscopico, il cui schema è illustrato in figura 2, permette di controllare visualmente la correzione fine della velocità.

Allo scopo di evitare che il giradischi possa essere soggetto a delle vibrazioni che si ripercuoterebbero sul disco con grave danno per la qualità di riproduzione, il piatto è stato costruito con una fusione di zamek che non è altro che una speciale lega di zinco amagnetico.

L'elevato peso del piatto, circa 2,5 kg, oltre alla eliminazione delle vibrazioni contribuisce a mantenere costante, nel modo più assoluto, la velocità di rotazione.

Il copri-piatto è costituito da una speciale sostanza gommosa che praticamente si comporta come un corpo unico con il piatto e nello stesso tempo dà luogo ad una perfetta adesione con il disco evitando slittamenti di qualsiasi genere.

SEZIONE DI RIPRODUZIONE

La cartuccia, del tipo ELAC HI-FI, è facilmente intercambiabile con altri tipi della stessa ELAC o di altre case.

Il braccio del pick-up, ad altissima precisione, ha una sezione quadratica, cioè la più usata nei complessi HI-FI, ed è perfettamente bilanciato.

La sua costruzione è stata oggetto di particolari studi ed attenzioni allo scopo di conseguire la massima rigidità possibile ed evitare qualsiasi fenomeno di risonanza. Esso è controllato, tanto in senso orizzontale quanto in senso verticale da dei cuscinetti a sfera mentre il bilanciamento si ottiene mediante un adatto contrappeso.

Agendo sul comando che è mostrato in figura 3 è possibile eliminare il tracking dovuto a dischi i cui solchi sono difettosi.

Inoltre il MIRACORD 770 H è

dotato di altri sistemi di controllo per eliminare tutte le anomalie che sono proprie dei giradischi comuni. Si nota pertanto il **Tracking control** che serve ad eliminare il **Tracking error** od errore di tangenziabilità e che è dovuto ad un errore dello angolo che si forma fra l'asse di vibrazione della puntina ed il piano che contiene la tangente del solco, figura 4.

Altre correzioni del genere si possono effettuare agendo sul comando che serve ad eseguire la regolazione continua del tracking verticale e che è visibile in figura 5.

La figura 6 si riferisce invece al dispositivo anti-skating con il quale è possibile ottenere una pressione perfettamente uniforme sui due

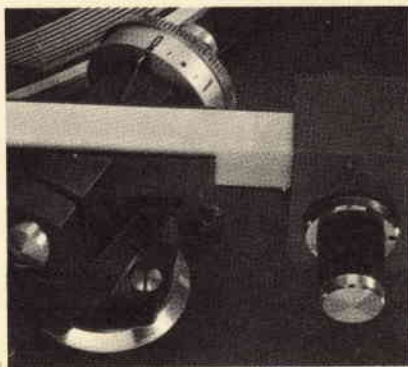


Fig. 3 - Comando che permette di correggere il tracking dovuto a dischi difettosi.

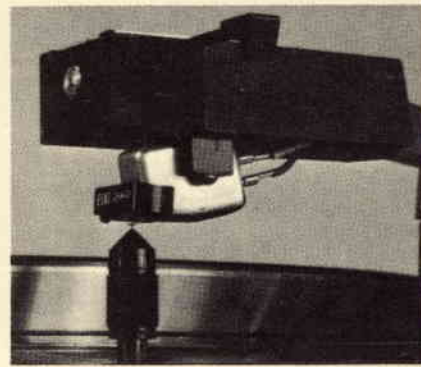


Fig. 4 - Comando che permette di correggere il tracking error cioè l'errore di tangenziabilità.

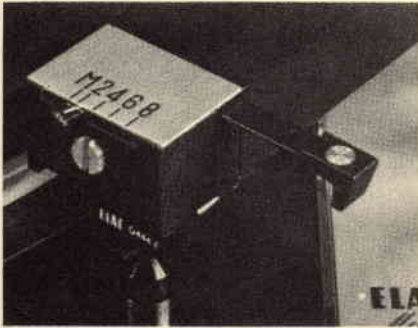


Fig. 5 - Dispositivo per la regolazione continua del tracking verticale.

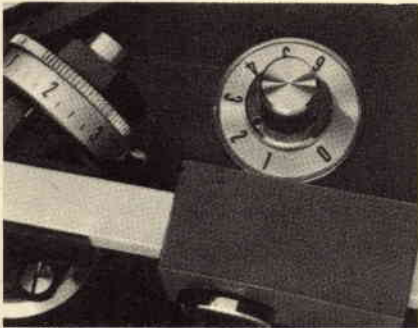


Fig. 6 - Correttore anti-skating (vedere testo) per la eliminazione dello skating.

fianchi del solco del disco, evitando quei fenomeni di distorsione che sono inevitabili qualora detta pressione non sia regolabile nel tempo ed assicurando, altresì una maggiore durata dei dischi.

ALTRE CARATTERISTICHE

Ovviamente il MIRACORD 770 H è predisponibile tanto per il funzionamento manuale quanto per quello automatico ed è provvisto di un dispositivo che permette la ripetizione del disco una sola volta oppure all'infinito.

Il numero dei dischi che possono essere inseriti nel dispositivo per il cambio automatico è di 10 (naturalmente i dischi devono avere uno spessore normale).

Il comando per la selezione del diametro dei dischi di 17, 25 e 30 cm (rispettivamente 7", 10", 12") viene effettuato mediante dei pulsanti e così pure il comando di arresto e di avvio.



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 10⁻⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 950
 RC/1062-00

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: 7 x 10⁻⁶ 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 10⁻⁶ 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 10⁻⁶ cm/dyne
 Separazione canali: 20 dB
 Pressione sul disco: 2 g
 Y 995
 RC/1068-00

cartucce magnetiche

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**

L'ELETTRONICA NELL'AUTOMOBILE

a cura di FRANTOS

In questo articolo tracciamo una panoramica dell'impiego dell'elettronica funzionale applicata all'automobile escludendo naturalmente l'elettronica applicata alle autoradio, riproduttori di nastri, ecc.

Lelettronica funzionale applicata all'automobile trova praticamente 5 campi d'impiego, essi sono:

- 1) generazione elettrica
- 2) accensione
- 3) combustione
- 4) frenatura, o più in generale, sistemi di sicurezza del veicolo
- 5) strumentazione, o più in generale, presentazione delle varie informazioni al guidatore.

Lo sviluppo dell'elettronica in ciascuno di questi campi è determinato da fattori diversi.

In questo articolo prendiamo in considerazione questi cinque campi d'impiego facendo il punto sullo sviluppo attuale e sulle prospettive future.

GENERAZIONE ELETTRICA

Il generatore

In questi ultimi anni, la richiesta di energia elettrica sui veicoli leggeri è notevolmente aumentata, in quanto con l'aumentare sempre crescente del numero dei veicoli in circolazione, predomina l'impiego dei motori a regimi bassi. Tradotto in cifre, è necessario avere una erogazione da 30 a 50 A massimi per 12 V, con 15 ÷ 20 A a delle velocità di rotazione del motore di circa 800 giri/min. Come conseguenza di questo fatto si è avuto un notevole incremento nell'impiego dell'alternatore, al posto della dinamo, che ai vantaggi elettrici aggiunge anche vantaggi di facilità di costruzione, di leggerezza e di minore ingombro. In fig. 1 sono riportate le curve di confronto delle caratteristiche di uscita fra dinamo e alternatore.

I veicoli di nuova fabbricazione sono equipaggiati per il 70% di alternatori, con preferenza per gli alternatori trifase.

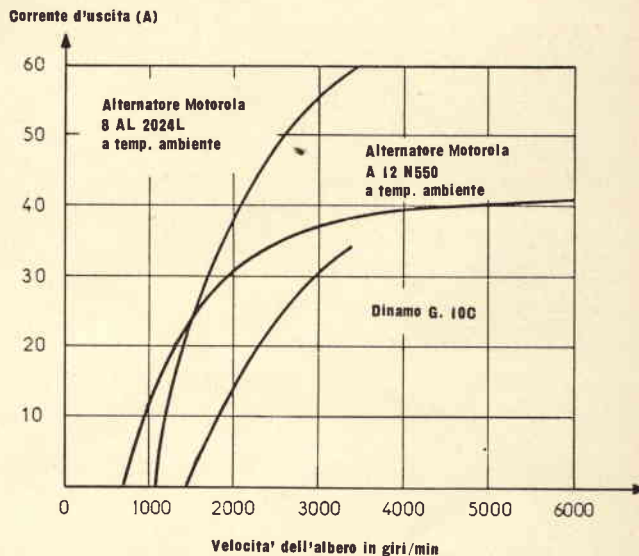


Fig. 1 - Caratteristiche di uscita confrontate fra dinamo e alternatore. I rapporti della puleggia alternatore motore sono solitamente compresi fra 1, 6 e 2.

E' probabile però che gli alternatori monofase siano destinati a sparire in futuro poiché la corrente richiesta dagli autoveicoli è destinata ad aumentare.

L'impiego dell'alternatore richiede il raddrizzamento della tensione alternata prodotta. In questo caso si ricorre all'impiego dell'elettronica che per mezzo dei diodi di potenza al silicio permette di raddrizzare questa tensione. Nel caso si impieghi un alternatore trifase, sarà necessario impiegare sei diodi raddrizzatori, come si vede dallo schema di fig. 2.

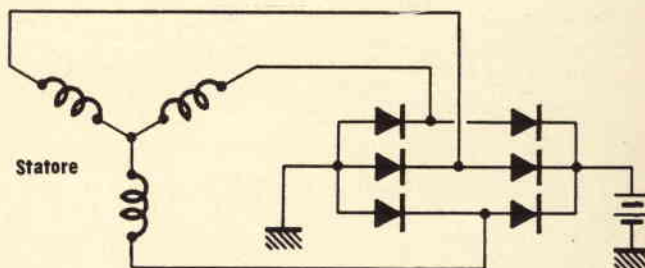


Fig. 2 - Ponte raddrizzatore trifase.

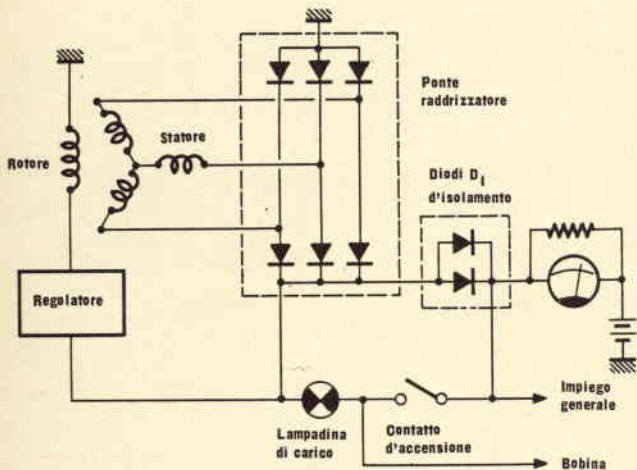


Fig. 3 - Generazione elettrica con diodi d'isolamento.

In generale i diodi impiegati per questo scopo, devono avere, in linea di massima, le seguenti caratteristiche:

- corrente diretta di 25 A
- caduta di tensione diretta di 1 V
- tensione inversa di 100 ÷ 150 V con 0,1 ÷ 0,2 mA
- resistenza termica di circa 1 °C/W.

Osservando lo schema di fig. 2 si nota che il compito dell'interruttore automatico, che era di eliminare il collegamento batteria-generatore ai regimi bassi, è, affidato ai diodi. Questi diodi, infatti, impediscono alla corrente della batteria di richiudersi negli avvolgimenti dell'indotto dell'alternatore.

I diodi vengono montati, nell'alternatore stesso, su dei radiatori e sono venduti al costruttore dell'alternatore sotto forma di ponti assemblati trifase.

Nei veicoli equipaggiati di alternatori, è possibile avere diversi schemi per la generazione elettrica.

Nelle figg. 3 e 4 sono presentati due schemi impieganti dei circuiti regolatori elettronici. Attualmente

sono pochi i veicoli equipaggiati di tali regolatori elettronici, ma pensiamo che in un prossimo futuro tali dispositivi trovino un sempre maggiore impiego.

Il circuito di fig. 3 presenta una soluzione detta a diodo d'isolamento, nella quale la scarica della batteria nel circuito di citazione e il regolatore è interdetta dal diodo d'isolamento D_1 .

Questo sistema però ha l'inconveniente che il diodo d'isolamento deve essere in grado di assorbire tutta la corrente di uscita dell'alternatore. Naturalmente per poter fare questo, è necessario impiegare un diodo di potenza oppure collegare in parallelo due diodi di potenza, naturalmente a discapito dell'economia.

In fig. 4 è riportato un circuito di eccitazione formato da tre diodi. L'eccitatore dell'alternatore e il regolatore sono collegati all'uscita dello statore per mezzo di tre diodi che costituiscono un semi ponte raddrizzatore di cui l'altra metà è costituita dal ramo collegato a massa del ponte raddrizzatore generale. Questo circuito di eccitazione deve fornire una corrente di 2 ÷ 4 A necessaria al rotore-induttore; di conseguenza ogni diodo che forma il circuito di eccitazione deve essere un diodo di bassa potenza, per esempio da 1,5 A, invece dei diodi da 25 A del ponte raddrizzatore.

In pratica, il circuito di eccitazione è un sistema indipendente che può essere incorporato al ponte raddrizzatore oppure al generatore.

Il regolatore di tensione

Gli schemi di fig. 3 e figura 4, mostrano un regolatore di tensione. La tensione di uscita deve essere regolata sia che si impieghi un alternatore od una dinamo. Ciò è generalmente dovuto alle caratteristiche di carico delle batterie. Nel caso di sovraccarico della batteria si ha un consumo troppo elevato del generatore che può pregiudicare la durata della batteria stessa. I generatori attualmente impiegati, e in modo particolare gli alternatori, sono in grado di caricare la batteria ad una corrente elevata equivalente alla sua forza elettromotrice.

In questo caso, gli alternatori forniscono la loro corrente normale con una tensione più elevata. Per meglio chiarire quanto si è detto, vediamo per esempio, le tensioni non regolate, per una corrente di 30 A, che si hanno ai capi di un alternatore secondo lo stato della batteria:

- 1) Batteria scarica: 14,4 V
- 2) Batteria carica: 15,8 V
- 3) Batteria molto carica: 16,8 V.

E' consigliabile quindi limitare la tensione di uscita e la corrente.

Ricordiamo a questo punto che la temperatura ambiente pur essendo un parametro secondario è molto importante ai fini della regolazione: le batterie di tipo classico al piombo esigono che la tensione di carica diminuisca di circa 12 mV per ogni grado centigrado.

In fig. 5 è riportato un esempio di curva di regolazione. Si è scartato la regolazione che agisce sull'uscita poiché questo processo risulta poco pratico dovendosi regolare la totalità della potenza.

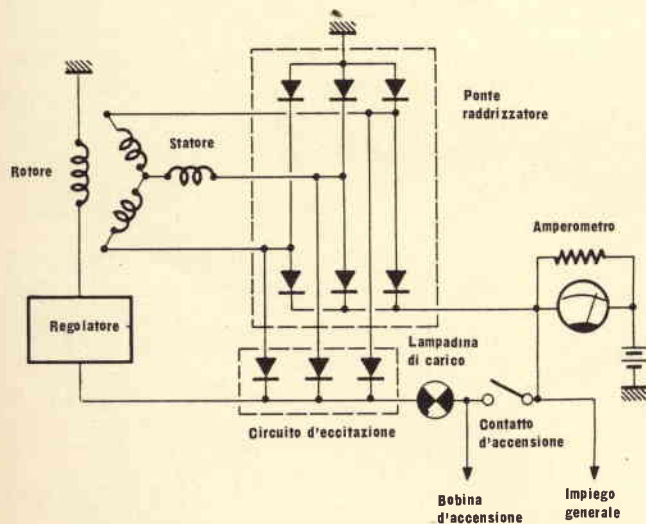


Fig. 4 - Generazione elettrica con circuito di eccitazione a diodi.

La migliore soluzione consiste invece nell'agire sulla corrente che percorre l'induttore che, come abbiamo già visto, è dell'ordine di $2 \div 4$ A.

La regolazione consiste nel modulare la corrente dell'induttore in funzione del valore della tensione di uscita dell'indotto. Nel regolatore di tipo meccanico a contatti vibranti, questo risultato è ottenuto inserendo periodicamente un resistore nel circuito di eccitazione, al ritmo delle alternanze di apertura e di chiusura dei contatti di un relè, alimentato dall'uscita del generatore.

Analizziamo ora, in modo più dettagliato, lo schema di un regolatore elettronico di tipo classico in fig. 6. Il circuito è formato da un diodo zener di riferimento Z_1 , da un transistor T_1 che comanda lo stadio di uscita T_2 di tipo Darlington e da un diodo di protezione contro le sovratensioni D_1 .

Quando la tensione V_r diventa troppo elevata, la tensione nel punto A supera il valore $V_z + V_{be}$ di T_1 e il transistor T_1 viene sbloccato. La tensione nel punto B scende a un valore dell'ordine di 0,2 V e di conseguenza lo stadio Darlington si blocca. Nel circuito dell'induttore viene a formarsi quindi una impedenza di valore elevato. La corrente dell'induttore e la tensione V_r dell'indotto diminuiscono bruscamente, la tensione nel punto A diminuisce, T_1 si blocca nuovamente e T_2 si sblocca.

Il ciclo quindi ricomincia e come si può facilmente intuire, il sistema funziona ad impulsi come il regolatore a contatti vibranti.

Il transistor Darlington T_2 , il diodo di protezione e i due resistori inclusi nel rettangolo tratteggiato di fig. 6 costituiscono un solo semiconduttore monolitico, come per esempio il tipo BD677.

Scegliendo in modo appropriato i valori di R_1 , R_2 , R_3 e Z è possibile effettuare la compensazione della temperatura. La variazione ΔV_{be} di 2 mV/°C della tensione V_{be} di T_1 interviene anch'essa in questa compensazione. In questo caso di compensazione termica, si sceglie uno zener a coefficiente di temperatura nullo, cioè uno zener a circa 5 V. (Questo sistema è brevettato dalla Motorola).

Negli schemi di tipo tradizionale, nel ramo di R_1 - R_2 si ha da una parte un termistore di compensazione termica e dall'altra un resistore variabile. L'impiego di un termistore è però costoso e relativamente poco sicuro; si può concludere che la regolazione della tensione regolata dal resistore variabile può essere sostituita da tre diodi zener regolati al valore desiderato.

Nel circuito di fig. 6, si suppone che l'indicatore sia isolato dalla massa, ipotesi secondo la quale è possibile impiegare dei transistori NPN. Questa è in generale la soluzione più economica.

Come abbiamo già detto, il regolatore elettronico può essere inserito nell'alternatore stesso, a condizione però che questo sia situato nelle vicinanze della batteria in modo da conoscere le condizioni termiche e di semplificare contemporaneamente il cablaggio.

Si stanno studiando ora dei regolatori equipaggiati di circuiti integrati monolitici.

Sul piano economico la soluzione elettronica è di

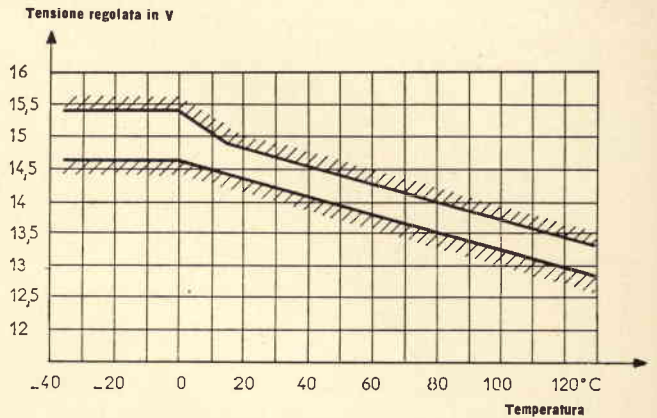


Fig. 5 - Tensione regolata in funzione della temperatura.

costo leggermente più elevato della soluzione meccanica, ma si presume che nel giro di qualche anno si potranno ottenere dei costi di gran lunga minori.

ACCENSIONE

L'accensione elettronica non è ancora molto nota, ma lo potrebbe diventare molto presto se nei paesi europei entrassero in vigore delle leggi anti-inquinamento più appropriate.

In America è stabilito che l'accensione deve restare regolata per i primi 50.000 Km o per 5 anni d'impiego. Naturalmente le accensioni di tipo tradizionale a rottore non possono soddisfare a questa regola che ha lo scopo di mantenere i motori durante la loro vita operativa nelle stesse condizioni in cui si trovavano al momento di uscire dalla fabbrica.

Le automobili di costruzione europea hanno dei motori con un elevato numero di giri ed il meccanismo che muove l'insieme rottore-distributore, lavora in modo notevole ed è soggetto a grandi variazioni di abbassamento di accensione nel corso dell'impiego del veicolo.

Dopo quanto abbiamo detto, si può concludere che, per le automobili europee, sarebbe conveniente realiz-

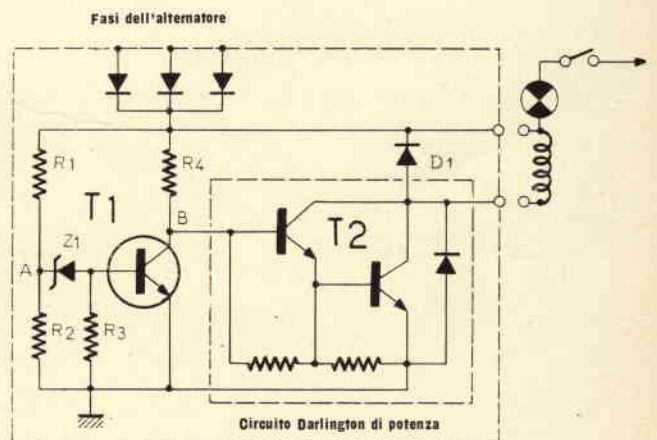


Fig. 6 - Regolatore elettronico di tensione.

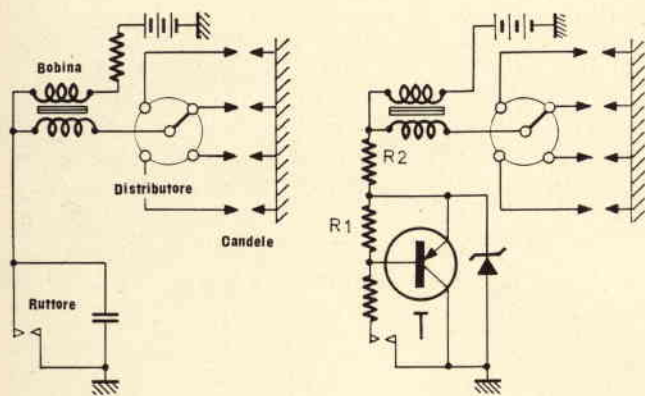


Fig. 7 - Confronto fra accensione classica (a sinistra) e accensione induttiva a transistori (a destra).

zare non un'accensione a transistori impiegante il ruttore tradizionale, ma una vera e propria accensione elettronica senza pezzi meccanici mobili oltre al distributore; anche il controllo dell'anticipo deve essere realizzato elettronicamente.

Però, come è facile capire, soddisfare queste condizioni è piuttosto complesso in particolare per quanto concerne l'anticipo elettronico. Per esempio, un rivelatore di tipo induttivo, può sostituire la cinematica del ruttore in un sistema di accensione completamente elettronico. Questo rivelatore può essere costituito da una piccola bobina, davanti alla quale passa, ad ogni giro del motore, un piccolo magnete permanente incluso in un pignone.

Ciò fatto si amplifica l'impulso fornito e si tratta l'informazione di frequenza in modo da controllare

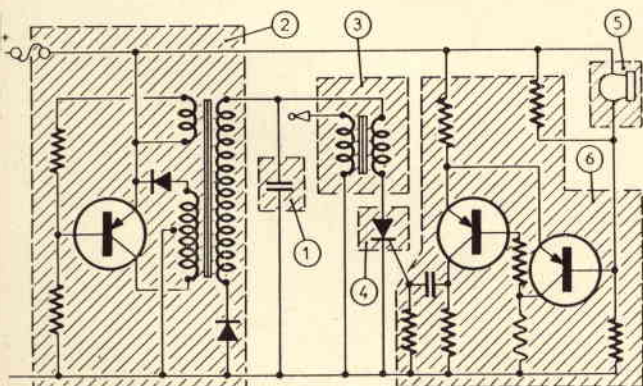
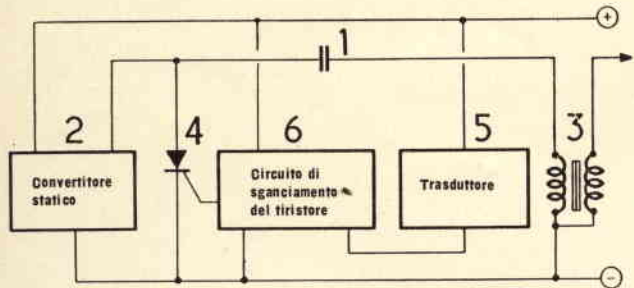


Fig. 8 - Schema di principio (in alto) ed esempio di realizzazione di accensione capacitiva (in basso).

l'anticipo. Fra i sistemi d'accensione a transistori impieganti il ruttore tradizionale, si devono distinguere due tipi particolari:

- 1) a induzione, nel quale l'energia necessaria alla scintilla viene immagazzinata nel primario della bobina.
- 2) a scarica capacitiva nel quale l'energia viene immagazzinata in un condensatore la cui scarica viene comandata da un tiristore.

Questi tipi di accensione eliminano con successo più o meno completo gli inconvenienti dell'accensione meccanica che sono:

- 1) un carico elevato sopportato dai contatti del ruttore,
- 2) un piccolo ritardo di chiusura del ruttore alle alte velocità,
- 3) un cattivo rendimento alla messa in moto, dovuto alla contemporanea richiesta di corrente, sia alla accensione che dal motorino d'avviamento al momento della compressione massima,
- 4) una irregolarità di funzionamento ai bassi regimi.

I sistemi a induzione combattono in modo efficace gli inconvenienti dei punti 1 e 2, mentre il sistema capacitivo combatte abbastanza bene gli inconvenienti di tutti i quattro punti.

Lo studio completo delle proprietà dell'accensione fa intervenire degli altri fattori come per esempio, la potenza ottenuta e la percentuale di idrocarburi incombusti, che tuttavia sarebbero troppo lunghi da analizzare in questo articolo.

I circuiti di fig. 7 e 8 danno degli esempi di accensione rispettivamente induttiva e capacitiva.

Il funzionamento del circuito di fig. 7 è facilmente intuibile: quando il ruttore si chiude, il transistor T diventa passante e anche saturato; di conseguenza permette il passaggio di una corrente elevata nel primario della bobina. La corrente primaria della bobina viene interrotta dall'apertura del ruttore che blocca il transistor T. Il diodo zener serve a proteggere il transistor contro la tensione inversa indotta nel primario. Come si può vedere il circuito impiega dei transistori PNP in quanto, uno dei contatti del ruttore è collegato di solito a massa. In linea di massima è preferibile isolare i contatti del ruttore da massa e impiegare dei transistori NPN che hanno, a parità di costo, delle prestazioni migliori.

In fig. 8 è riportato un esempio di accensione elettronica capacitiva interamente elettronica che funziona nel modo seguente:

Il blocco 2 non è altro che un convertitore statico di tensione che ha il compito di fornire la tensione di 300 V necessari alla carica del condensatore 1. Ciò è ottenuto per mezzo di un oscillatore, di un trasformatore e di un diodo raddrizzatore. Il circuito di scarica del condensatore è formato da un tiristore 4, dal primario della bobina 3 e dal condensatore 1.

Il circuito di comando del tiristore è costituito dal blocco 6. Il blocco 5 è formato dal trasduttore a luttanza variabile o fotoelettrica o anche dal ruttore.

Durante tutto il tempo in cui il trasduttore è inerte il condensatore si carica e quindi il tiristore viene bloc-

cato. Nel momento in cui l'impulso viene inviato dal trasduttore, il tiristore si sblocca, creando una scarica istantanea del condensatore 1 sulla bobina 3 e contemporaneamente si interrompe il funzionamento del convertitore statico 2. Dopo la scarica del condensatore 1, l'onda inversa blocca di nuovo il tiristore e il condensatore si ricarica. Si comprende così perché questo sistema è particolarmente efficace contro gli inconvenienti dei punti 2 e 3 riportati in precedenza.

COMBUSTIONE

In questo campo specifico, l'intervento dell'elettronica è essenzialmente legato alle norme anti-inquinamento e, in modo particolare, per quanto riguarda le quantità di gas tossici.

E' opinione comune fra i costruttori di automobili che l'iniezione elettronica non sarà sufficiente da sola a ridurre i gas tossici secondo le norme anti-inquinamento. Allo stato attuale delle cose tuttavia si deve lasciare all'iniezione elettronica una speranza di sviluppo in larga scala, legata alla eventuale messa a punto di precisi rivelatori di portata d'aria e ad una migliore conoscenza dei numerosi parametri che intervengono durante la combustione.

In pratica, l'iniezione elettronica sarà efficace solo quando si saprà controllare meglio il rapporto aria/benzina.

Il sistema per ottenere dei buoni risultati pensiamo si deve basare su una combinazione di vasi catalizzatori, post-combustione e reiniezione di gas bruciati durante l'immissione; tutti questi sistemi devono essere integrati da una regolazione della carburazione in modo da diminuire la temperatura di combustione e contemporaneamente, la produzione di ossidi d'azoto.

Questo sistema ha come scopo principale quello di produrre la quantità minima di ossido d'azoto che costituisce il problema più difficile da risolvere, tralasciando naturalmente la produzione di ossido di carbonio e di idrocarburi che viene in seguito eliminata all'uscita. La parte riservata all'elettronica in questo complesso è quello del controllo delle temperature dei sistemi di post-combustione, di catalisi e di rientro in circolazione dei gas di scarico nell'immissione. Ognuno di questi sistemi funzionerà in modo soddisfacente in una ristretta gamma di temperatura; esso sarà equipaggiato di un circuito di controllo della temperatura con sonda, di un amplificatore, e di un comando di riscaldamento. Attualmente è molto difficile trattare in modo più dettagliato questo campo specifico.

SICUREZZA

Sistemi frenanti

In questo campo, il principale problema è costituito dai freni e dai relativi sistemi di anti-slittamento che sono attualmente ancora in fase di studio. Anche in questo campo le differenze fra l'Europa e gli Stati Uniti sono notevoli; in Europa infatti i veicoli sono muniti di un impianto frenante migliore.

I sistemi di anti-slittamento, per essere efficaci, devono agire in modo indipendente sulle quattro ruote;

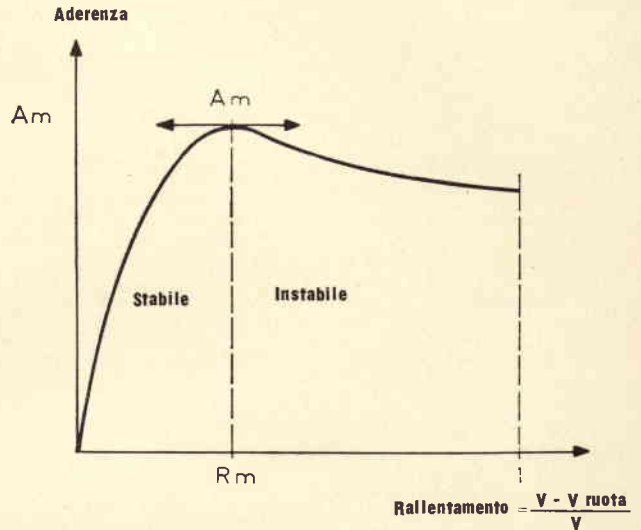


Fig. 9 - Grafico della legge di aderenza delle ruote.

naturalmente ciò comporta delle complicazioni e dei costi notevoli.

Descriviamo ora la parte elettronica di un sistema anti-slittamento, non occupandoci però della sua sicurezza. Questo sistema è basato sulla constatazione che l'aderenza di una ruota in funzione del suo rallentamento, passa da un massimo per un valore di R chiamato R_m , come si può vedere dal grafico di fig. 9. Ricordiamo che il rallentamento è dato dalla formula:

$$\text{rallentamento} = \frac{V_{\text{veicolo}} - V_{\text{ruota}}}{V_{\text{veicolo}}}$$

Si tratta quindi di regolare la pressione di frenata in modo da restare vicino al punto R_m . Si è potuto dimostrare che si può collegare il passaggio al valore R_m

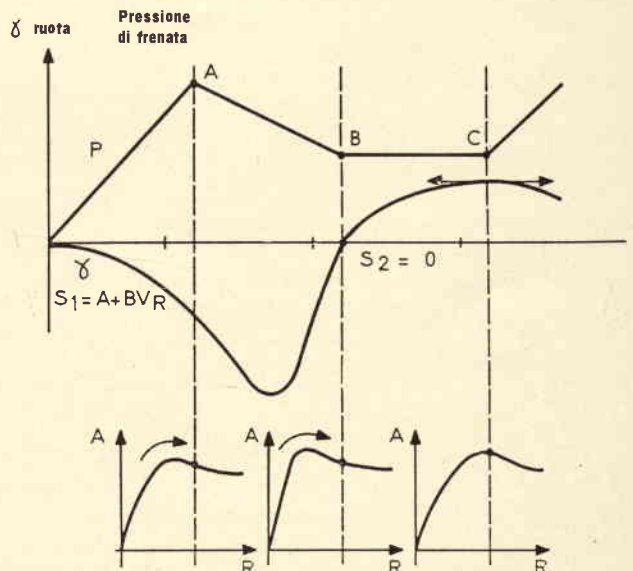


Fig. 10 - Grafici della legge della pressione da applicare.

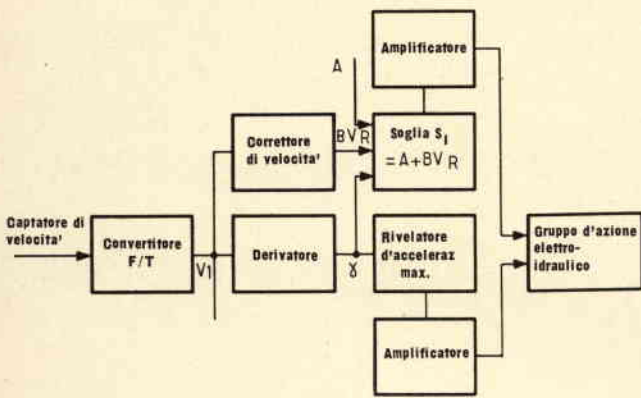


Fig. 11 - Schema a blocchi del sistema di comando elettronico di anti-slittamento.

alla misura dell'accelerazione della ruota e che questa si produce per una accelerazione.

$$\gamma_1 = A + B V_r$$

dove A e B sono dei coefficienti.

Il principio d'azione consiste dunque nel confrontare il valore di γ vero con quello di γ_1 e nell'agire sulla pressione di frenata secondo il grafico di fig. 10 in funzione dei passaggi a $S_1, S_2 = 0$ e all'accelerazione massima. Dopo aver detto questo, si può capire che solo un sistema elettronico è in grado di elaborare gli ordini corrispondenti a questa legge di pressione. Il dato raccolto al livello della ruota, attuato per mezzo di un captatore induttivo costituito da un avvolgimento davanti al quale passa una ruota dentata solidale al movimento della ruota, è la velocità. In fig. 11 è riportato lo schema a blocchi del sistema elettronico di comando.

Oltre ai sistemi di frenatura, ve ne sono altri, legati alla sicurezza, che si basano sull'elettronica.

Essi però sono ancora in fase di progettazione e non si può quindi stabilire quando saranno applicati in serie. E' comunque poco probabile che vengano impiegati prima del 1980, eccetto forse il sistema del sacco gonfiabile ad aria. Come avrete certamente letto sulle riviste del settore, questo sistema consiste nel gon-

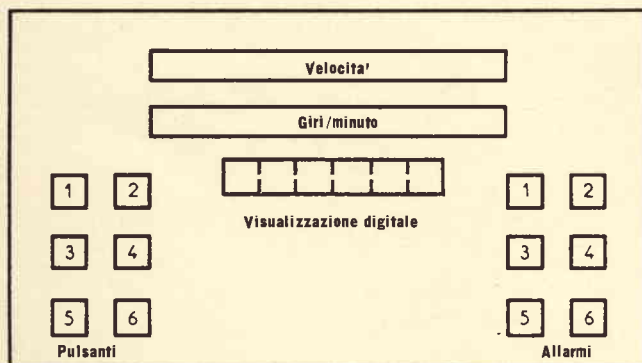


Fig. 12 - Esempio di cruscotto a visualizzazione digitale. 1 - Carica batteria; 2 - Pressione olio; 3 - Temperatura acqua; 4 - Temperatura esterna; 5 - Pressione pneumatici; 6 - Rivelazione dei gas nocivi di scarico.

fiare un sacco posto fra il passeggero e il parabrezza, in caso di urto. Ciò pone l'arduo problema della rivelazione dell'urto prima che avvenga, mettendo in gioco degli apparecchi funzionanti con frequenze elevate nella banda U dei sistemi ultrasonici.

Restando sempre nel campo della sicurezza, si può citare ancora il controllo automatico della pressione dei pneumatici, la rivelazione dell'usura dei freni, dispositivi lampeggiatori funzionanti in caso di pericolo.

PRESENTAZIONE DELLE INFORMAZIONI AL CONDUCENTE

Sul cruscotto delle automobili trova posto normalmente un indicatore della velocità, che generalmente è di tipo elettronico, così come l'orologio.

Si può addirittura pensare a un rivoluzionamento completo del cruscotto, nel quale si abbia presentazione digitale per le varie informazioni ottenuta, per esempio, a mezzo di caratteri a sette segmenti a diodi elettroluminescenti o con l'aiuto dei cristalli liquidi.

In fig. 12 abbiamo riportato un esempio di come potrebbe essere la presentazione del nuovo cruscotto di una automobile. Su di esso apparirebbero permanentemente alcune informazioni quali: la velocità del veicolo, i giri al minuto del motore, e l'orario. Il conducente però avrà la possibilità di avere una visualizzazione digitale di altri parametri.

Contemporaneamente, gli altri parametri saranno confrontati con dei valori limite memorizzati e presentati sotto forma di visualizzazione digitale al conducente.

Naturalmente, come è facile comprendere, tutto questo sistema sarà basato su una logica digitale a base di circuiti integrati.

Purtroppo siamo ancora lontani dall'applicazione di questi sistemi sulle automobili, ma lo siamo meno per ciò che riguarda i veicoli pesanti per i quali la sicurezza richiesta è maggiore.

Il sistema di visualizzazione è senz'altro attuabile praticamente sul piano elettronico però è ancora molto costoso.

CONCLUSIONE

Si può affermare che i dispositivi aventi più probabilità di essere montati in serie sulle automobili sono: il regolatore di tensione, l'accensione elettronica, e alcuni strumenti di bordo transistorizzati.

Dopo di questi la precedenza va data ai sistemi dipendenti in larga parte, dalle norme che verranno stabilite in materia anti-inquinamento o in materia di sicurezza.

Questi sono i sistemi di post-combustione, di catalisi, di reiniezione dei gas, di frenatura anti-slittamento e di antiurto.

Si può vedere infine una terza categoria di sistemi evoluti che avranno una applicazione più diluita nel tempo. In questo gruppo possiamo elencare la presentazione digitale delle informazioni sui veicoli leggeri, il sistema di mantenimento della velocità, il calcolatore di bordo ecc.

comandi a distanza e unità digitali

a cura del dott. A. RECLA

**circuiti
per
hobbisti**

I COMANDI A DISTANZA

Le frequenze riservate agli impieghi per comando a distanza sono 13,56 MHz; 27,17 MHz; 40,68 MHz; 433,92 MHz.

In pratica vengono impiegate solo le prime tre, infatti alle frequenze UHF (433,92 MHz) si ricorre solo raramente poiché sia il trasmettitore che il ricevitore presentano per l'amatore un'eccessiva difficoltà costruttiva. Certamente utilizzando la banda UHF è possibile raggiungere la distanza massima con un minimo di fruscio.

La banda 13,56 MHz è fortemente disturbata dai servizi commerciali e solo di rado, con ricevitori estremamente selettivi, è possibile ottenere un buon funzionamento. I ricevitori a superreazione non si prestano in questo caso poiché vengono facilmente bloccati, mentre la loro selettività è insufficiente. Questa banda quindi si presta solo per gli impianti destinati a funzionare nelle immediate vicinanze.

Meglio si presta la banda 27,17 MHz anche se può venir disturbata dai trasmettitori dei dilettanti. La distanza coperta può arrivare a 2 - 3 km (in visione diretta).

La banda da 40,68 MHz risulta poco disturbata e con buoni ricevitori a superreazione si possono coprire distanze fino a 5 km, naturalmente in visione diretta. Attualmente questa banda è preferibile alle altre.

Maggiori dettagli sulla potenza impiegabile e sulle frequenze si possono avere dalle Autorità competenti.

Funzionamento

Il sistema di telecomando è basato su due tipi di trasmissione:

- 1) Comando a distanza con portante non modulata.
- 2) Comando a distanza con portante modulata in BF.

Nel sistema senza modulazione viene impiegata unicamente l'AF del trasmettitore, mentre il modulatore non serve. Il ricevitore è disposto in maniera che l'arrivo di una portante AF fa scattare un relè. Il sistema funziona con un solo canale e la distanza coperta può arrivare a 500-800 m. Per il funzionamento con più canali sono necessari speciali commutatori (vedi cap. commutazione con relè).

Il sistema con portante modulata può venir impiegato con diversi canali. A tale scopo il trasmettitore viene modulato su ogni canale con frequenze musicali delle quali ne viene impiegata una alla volta. Il numero delle frequenze BF (canali) dipende dal tipo d'impiego del modello. Esse possono essere due, dieci o anche più. Non si dovrebbe però oltrepassare la frequenza di modulazione di 10 kHz poiché altrimenti il trasmettitore richiederebbe una larghezza di banda eccessiva e potrebbe disturbare il funzionamento di altri modelli.

Il ricevitore amplifica la frequenza di modulazione del trasmettitore e comanda gli stadi a relè selettivi. Ogni stadio con relè è perciò sintonizzato su una delle BF. E' possibile perciò inserirle nel trasmettitore con la sequenza desiderata.

La scelta delle unità

Avremmo naturalmente potuto indicare una serie completa di ricetrasmittitori, però essi risulterebbero diversi, dato che diversi sono gli scopi per cui servono. Ad esempio si può telecomandare una camera cinematografica oppure un modello di automobile o natante oppure un registratore.

Per soddisfare ai vari desideri è stato studiato un sistema che permette di combinare il numero maggiore di impieghi. Il ricevitore si articola fondamentalmente nella parte AF, nella parte BF e negli stadi relè come il trasmettitore nella parte AF e nel modulatore, tutte parti che a giudizio dell'amatore possono venir variamente combinate.

I ricevitori a diodo

I ricevitori a diodo rappresentano il sistema più semplice per la ricezione. Essi contengono unicamente un circuito accordato sulla

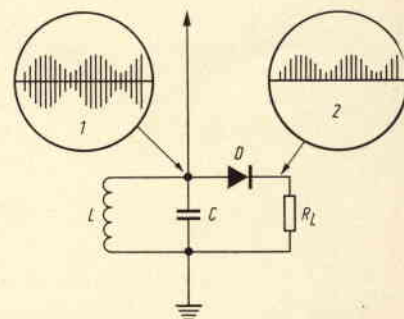


Fig. 1 - Schema di principio di un ricevitore a diodo.

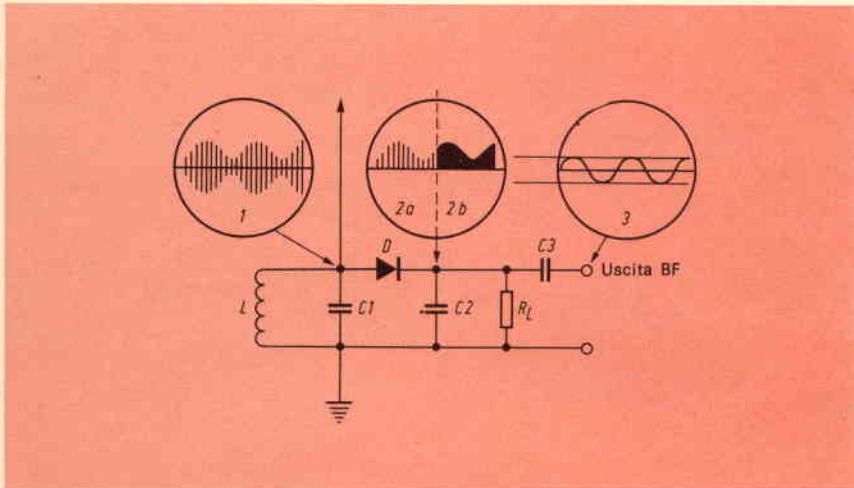


Fig. 2 - Schema elettrico di un ricevitore a diodo con condensatore di carica (C2) e disaccoppiamento (C3).

frequenza desiderata, un rivelatore ossia un diodo speciale per AF. Lo schema classico di un tale ricevitore è rappresentato in fig. 1.

Come il lettore noterà si tratta di un circuito molto semplice ma riteniamo che un richiamo sul funzionamento non sia inutile dato il frequente impiego nei telecomandi.

L'energia AF proveniente dall'antenna genera, ai capi del circuito oscillante, una tensione di risonanza con la modulazione propria proveniente dal modulatore (1). Dalle oscillazioni AF il diodo, inserito con la polarità indicata, lascia passare solo le semi-onde positive, mentre blocca quelle negative. Ai capi della resistenza di carico RL si formano perciò degli impulsi ad alta frequenza con andamento dipendente dalla modulazione (vedi impulsi 2). Occorre insistere sul fatto che il segnale, sulla resistenza di carico RL non è costituito da

una BF, ma da una serie di impulsi AF, tutti della stessa polarità. Per ricavare da questa tensione un segnale BF, occorre che i singoli impulsi AF siano livellati con un condensatore relativamente piccolo; si ottiene così una corrente pulsante (vedi fig. 2, 2b). Il condensatore C2 deve perciò avere una larghezza tale da sopprimere i singoli impulsi AF, senza compromettere la modulazione in BF. Come valori massimi per C2 si possono adottare i valori compresi fra 100 e 10000 pF. C2 deve essere tanto più piccolo quanto maggiore è la frequenza di modulazione.

Dopo aver applicato questo condensatore sulla resistenza di carico otteniamo due tensioni e cioè: la tensione pura che ricava la portante fondamentale del trasmettitore e la tensione alternata, sovrapposta alla componente continua, dipendente dalla modulazione del tra-

smettitore. Siccome generalmente interessa solo la tensione alternata, la componente continua viene eliminata con un condensatore (C3). All'uscita si forma perciò una tensione BF simmetrica rispetto alla massa (vedi fig. 2/3).

La sensibilità e la selettività di un ricevitore a diodo dipendono dalla qualità del circuito oscillante, dall'accoppiamento dell'antenna e dai valori di tutto il circuito di modulazione.

Generalmente il circuito oscillante dovrebbe essere a bassa perdita costituito cioè da una induttanza in filo di rame argentato e da condensatori a minima perdita con dielettrico in aria oppure in ceramica. Inoltre anche il rapporto L/C è importante. Siccome il circuito oscillante non funziona a vuoto, ma è caricato dall'antenna e dal diodo, la sua impedenza di risonanza deve venir calcolata in modo da essere dello stesso valore della resistenza di entrata del circuito rivelatore.

RICEVITORE A DIODO PER 27,12 MHz

Un semplice ricevitore a diodo dovrebbe far parte dell'equipaggiamento di ogni amatore. Nell'impiego un tale ricevitore a diodo si dimostra di un'utilità molto maggiore di quanto ci si potrebbe aspettare da un circuito così semplice e quasi primitivo.

Il ricevitore a diodo si presta come ricevitore di controllo per il trasmettitore proprio oppure per quelli funzionanti nelle immediate vicinanze e per controllare trasmettitori non modulati, modulati in BF oppure ad impulsi. Sotto questo punto di vista i ricevitori a diodo sono dei dispositivi ideali per il comando a distanza radio all'interno del locale sia di apparecchi radio comandati a distanza che di registratori, di modelli d'auto e altri ancora. Essi non richiedono alimentazione, non generano frequenze di disturbo e, nonostante siano molto sensibili, sono di montaggio semplice ed economico.

Lo schema di fig. 3 è di impiego universale. Esso rende possibile il controllo di ricevitori, può servire come misura campo e come ricevitore comandato a distanza.

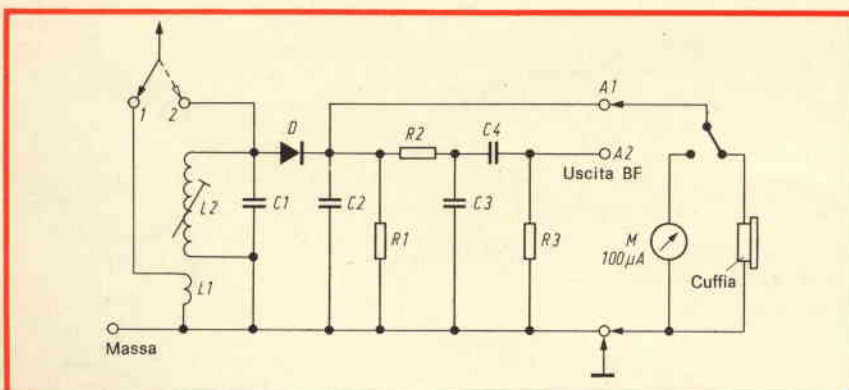


Fig. 3 - Schema elettrico del ricevitore a diodo per la gamma dei 27,12 MHz.

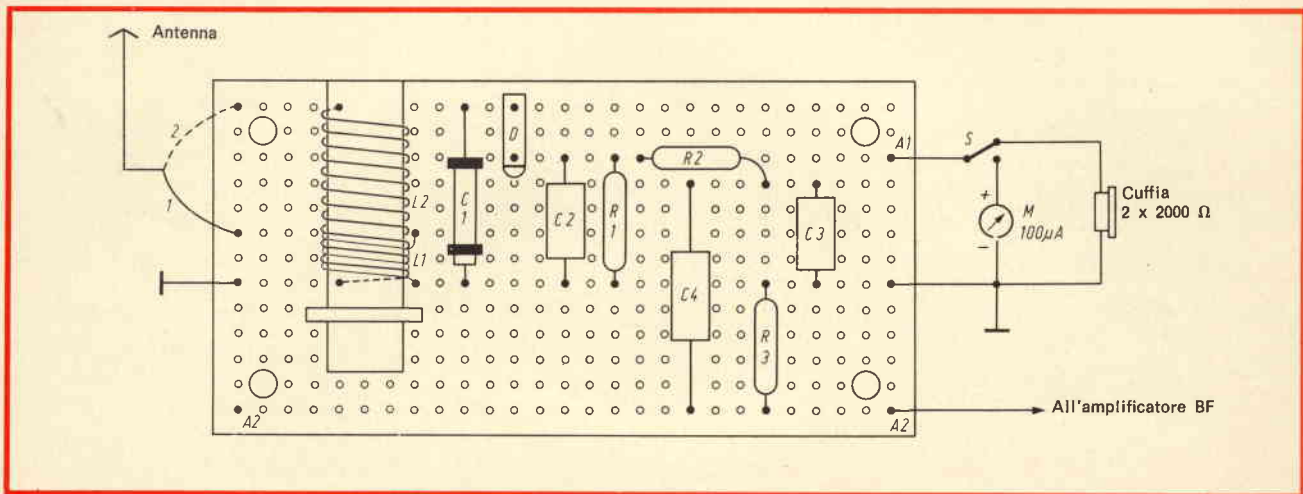


Fig. 4 - Montaggio dei componenti sulla piastra.

Lo schema elettrico

Il circuito oscillante composto dalla bobina L2 e dal condensatore C1 è accordato su 27,12 MHz. C1, di 56 pF, è stato scelto di valore relativamente grande per far sì che la resistenza dinamica del circuito risulti bassa in modo da consentire sul suo lato caldo, il collegamento diretto di un'antenna oppure del diodo demodulatore D.

Sono previsti due collegamenti d'antenna, di cui uno serve per antenne di lunghezza da 2 a 2,5 m in cui il passaggio della corrente d'antenna nel circuito oscillante avviene induttivamente mediante l'accoppiamento L1. L'antenna lunga con un corretto accoppiamento induttivo e con la giusta impedenza, permettono al ricevitore di raggiungere una sensibilità tale che un trasmettitore portatile da 50 mW può trasmettere un comando, fino alla distanza di 25 m.

Il secondo accoppiamento d'antenna serve per antenne corte aventi cioè una lunghezza fra 50 e 70 cm. Con questa lunghezza l'impedenza dell'antenna coincide all'incirca con la resistenza dinamica del circuito oscillante. Si ottiene così un buon adattamento. In nessun caso la lunghezza del filo deve superare i 70 cm. poiché altrimenti il circuito oscillante risulterebbe troppo smorzato e il segnale utile, sarebbe minore.

L'intero circuito di demodulazione è del tipo ad alta resistenza. Ciò è necessario qualora si desideri ottenere la massima tensione BF.

I condensatori di blocco C2 e C3 non devono sorpassare i 500 pF (nel campione sono 140 pF) affinché il segnale BF non venga cortocircuitato. Il gruppo R2 e C3 serve da filtro passa-basso sopprimendo la residua AF.

Delle due uscite A1 e A2, A1 porta l'intero segnale di demodulazione ossia la tensione continua e la BF. Su questa uscita è possibile collegare una cuffia oppure uno strumento di misura. L'uscita A2 non ha una componente continua e corrisponde al collegamento di un amplificatore BF ad alta resistenza.

L'impiego del ricevitore a diodi

Se il ricevitore serve unicamente come ricevitore di controllo o come misuratore di campo i componenti R2, R3, C3 e C4 risultano superflui. L'uscita A1 viene inviata ad un commutatore che inserisce o un microamperometro (100 µA) oppure una cuffia ad alta impedenza (2 x 2000 Ω).

Come antenna è raccomandabile uno stilo da 70 cm.

I circuiti trasmettitori relativamente potenti (1 W) si possono udire fino ad una distanza di 5 m. rispettivamente rivelati su uno strumento fino a 2 o 3 m.

Un «misura - campo» del tipo ad alimentazione autonoma deve essere assolutamente dotato di contrappeso rispetto all'antenna altrimenti la sensibilità diminuisce. A tale scopo è opportuno racchiudere l'apparecchio in una piccola custodia metallica collegando il conduttore di massa del circuito con la custodia. La custodia poi viene avvitata su di un treppiede qualsiasi che funziona da massa.

Costruzione di un ricevitore per comando a distanza

Come già detto il ricevitore a diodo si presta anche per i comandi a distanza da effettuare in casa.

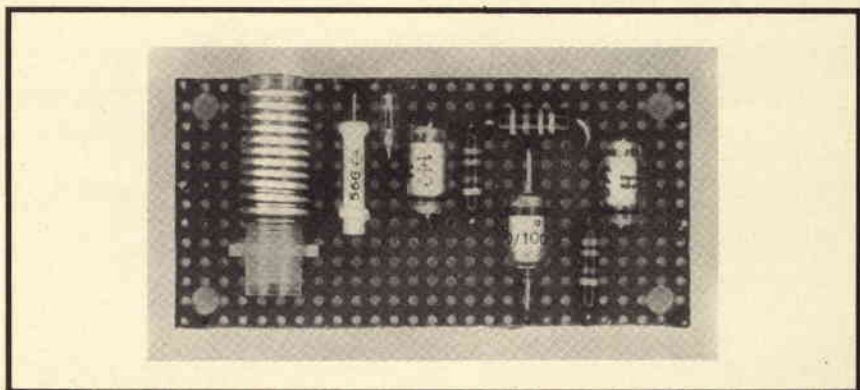


Fig. 5 - Prototipo del ricevitore di cui alla figura 3, a montaggio ultimato.

All'uscita 2 va collegato l'amplificatore BF e uno stadio a relè. Il raggio di azione con un'antenna di 70 cm è di 8 m e con una da 2,5 (posizione 1) è di ca. 25 m. Naturalmente essa dipende dalle condizioni ambientali. I risultati migliori si ottengono con opportuno orientamento dell'antenna ricevente.

Dato che l'unità è del tipo ad alta impedenza è opportuno racchiudere il ricevitore e l'amplificatore BF in una custodia metallica allo scopo di evitare la possibilità di ricezione di segnali di disturbo.

Il trasmettitore in questo caso deve essere modulato in BF. A seconda dei casi va impiegato uno stadio a relè selettivo oppure a larga banda.

Elenco dei componenti

- R1 = 2,2 MΩ - 1/4 W
 - R2 = 47 kΩ - 1/4 W
 - R3 = 2,2 MΩ - 1/4 W
 - C1 = 56 pF ceramico
 - C2 = 140 pF styroflex
 - C3 = 140 pF styroflex
 - C4 = 10 nF/100 W
 - D = diodo al germanio OA90
 - L1 = 3 spire 0,6 mm rame smaltato
 - L2 = 11 spire 0,8 mm rame argentato
- 1 piastra supporto eventualmente con i punti di saldatura d'attacco.

1 supporto per bobina da 7 mm di diam. con nucleo ferromagnetico.

La bobina deve essere fissata sulla piastra, con del mastice, limandone il colletto.

UNITA' DIGITALI SPERIMENTALI

I generatori di impulsi

I generatori di impulsi sono realizzati come delle unità con diverse possibilità di impiego e possono servire per controllare, ovvero per sincronizzare, stadi a rilassamento come flip-flop, multivibratori, oscillatori bloccati oppure per scopi di misura e di commutazione.

E' necessario che il generatore fornisca degli impulsi precisi di ampiezza nota e con fianchi particolarmente ripidi. La resistenza di uscita che essi presentano, chiamata anche di generatore, deve essere bassissima poiché solo così è possibile, applicando dei carichi variabili sia ohmmici che induttivi, avere dei comportamenti elettrici corretti.

Anche la polarità della tensione impulsiva ha una certa importanza; parecchi circuiti infatti vengono controllati solo con impulsi positivi e altri solo con impulsi negativi. Il generatore più universale è conseguentemente quello che fornisce contemporaneamente impulsi negativi e positivi.

I circuiti di fig. 6 e 12 soddisfa-

no a questo requisito. Oltre al generatore di impulsi essi contengono due altri stadi previsti per la formazione degli impulsi e per la loro limitazione. I segnali che si formano in essi hanno una forma rettangolare netta aventi sia tensione che larghezza d'impulso definita. Il suo tempo di salita e di discesa è di 20 - 30 μs.

GENERATORE D'IMPULSI CON TRANSISTORE UNIGIUNZIONE

Un semiconduttore particolarmente studiato per la generazione degli impulsi è il transistor unigiunzione (UJT) ovvero a base doppia. Esso contiene un cristallo in silicio tipo N che porta due contatti di base (B1 e B2). Sui contatti, che sono in oro, non si forma uno strato di sbarramento. La base 1 e la base 2 presentano fra di loro una conduzione la cui resistenza, chiamata anche resistenza interbase, varia a secondo dei tipi fra 1 e 10 kΩ.

Fra i due terminali di base, ossia nella parte centrale del cristallo, esiste una lega di materiale P funzionante da emettitore.

Quando un tale transistor viene collegato ad una tensione continua con i due terminali di base (B2 al +) passa una corrente dipendente solo dal valore della resistenza interbase. La tensione applicata si suddivide come una resistenza ohmmica su tutto il tratto di base. Nella parte centrale della base, all'altezza dei terminali dell'emettitore, esiste perciò solo metà tensione.

Il transistor unigiunzione UJT (T3 in fig. 6) viene controllato con l'emettitore nel seguente modo: se ad es. l'emettitore è alla tensione di massa, il tratto di diodo B2 - E è bloccato non avviene nient'altro. Se invece colleghiamo l'emettitore ad una tensione positiva più elevata di quella esistente sulla presa della base, il tratto di diodo E - B1 inizia a condurre. La tensione positiva sull'emettitore scende rapidamente e quindi contemporaneamente anche la tensione parziale determinata dalla resistenza di base sulla presa dell'emettitore. Si arriva

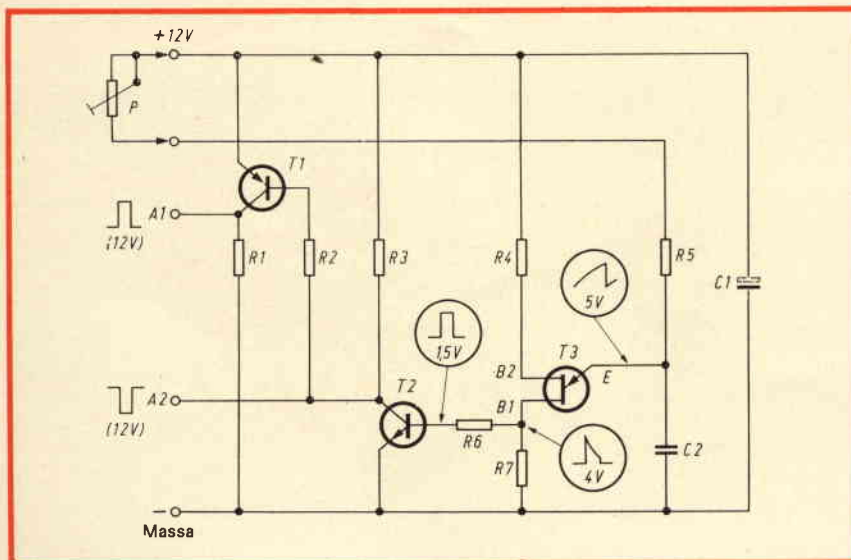


Fig. 6 - Schema elettrico del generatore d'impulsi impiegante un transistor unigiunzione.

ad un elevato passaggio di corrente dall'emettitore verso la base 1 e massa. In questa condizione il punto centrale di base e l'emettitore assumono pressoché la tensione zero. La tensione di alimentazione applicata diminuisce ora su mezzo tratto di base (B2 - E) ciò che determina un aumento di corrente in B2. La conduzione permane fino a che l'emettitore invia alla base B1 una tensione che è leggermente più alta della tensione di soglia del tratto del diodo E - B1. Quando questa tensione diminuisce ossia diviene ca. 0,5 - 1 V, il transistor UJT si blocca istantaneamente.

In generale si può dire che un transistor a giunzione unica diviene fortemente conduttivo quando il suo emettitore raggiunge una tensione del valore all'incirca della tensione di alimentazione fra B1 e B2. E' determinante non il valore assoluto della tensione di emettitore, ma il rapporto fra la tensione di alimentazione e l'emettitore.

Per tale ragione il transistor UJT si presta particolarmente bene per la scarica nei circuiti a costante di tempo RC. Se ciò accade periodicamente si ha un generatore di impulsi che può venire impiegato in vari modi. Descriviamo ora un particolare circuito.

Il circuito elettrico

La rete che determina il tempo è formata dal condensatore C2 dalla resistenza R5 e dal potenziometro P. Applicata la tensione di alimentazione, C2 si scarica lentamente fino a che è raggiunta la tensione di emettitore critica su UJT. Questo innesca e la carica di C2 passa nella resistenza R7. Su questa si forma perciò un impulso positivo con un fianco di salita ripido e con una discesa esponenziale. Questa tensione impulsiva comanda ora gli stadi formatori dell'impulso, T2 e T1. Il tratto base-emettitore T2 limita la tensione a ca. 1,5 V, formando un impulso rettangolare. Siccome il transistor T2 per ogni impulso viene mandato in conduzione completa, sul suo collettore si formano delle variazioni rettangolari negative di ca. 12 V, che possono venir prelevate all'uscita

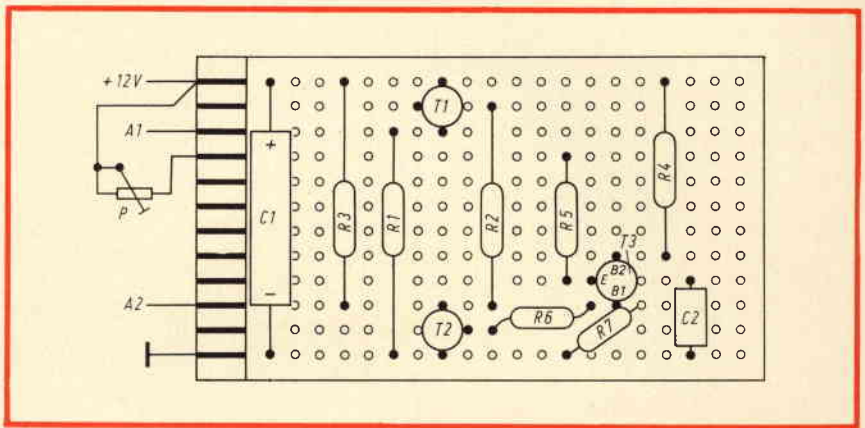


Fig. 7 - Montaggio sulla piastra, dei componenti relativi allo schema di fig. 6.

A2. Il transistor PNP - T1 trasforma gli impulsi del collettore di T2 in impulsi rettangolari ripidi in senso positivo prelevabili dall'uscita A1.

La frequenza degli impulsi, come pure la loro durata, dipendono dal valore del condensatore C2 e sono indicati in tabella I.

I dati indicati sono di massima e dipendono dalle tolleranze del transistor UJT.

Le uscite A1 e A2 possono venire caricate con 100 mA.

Elenco dei componenti

R1	= 680 Ω - 1/2 W
R2	= 680 Ω - 1/2 W
R3	= 680 Ω - 1/2 W
R4	= 270 Ω - 1/2 W
R5	= 22 k Ω - 1/2 W
R6	= 68 Ω - 1/2 W

TABELLA I			
Condensatore C2	Gamma (p = 1 M Ω)		Larghezza impulso
10 nF	25 Hz	3,3 kHz	12 μ s
0,1 μ F	2,5 Hz	250 Hz	20 μ s
1 μ F	0,4 Hz	12 Hz	150 μ s

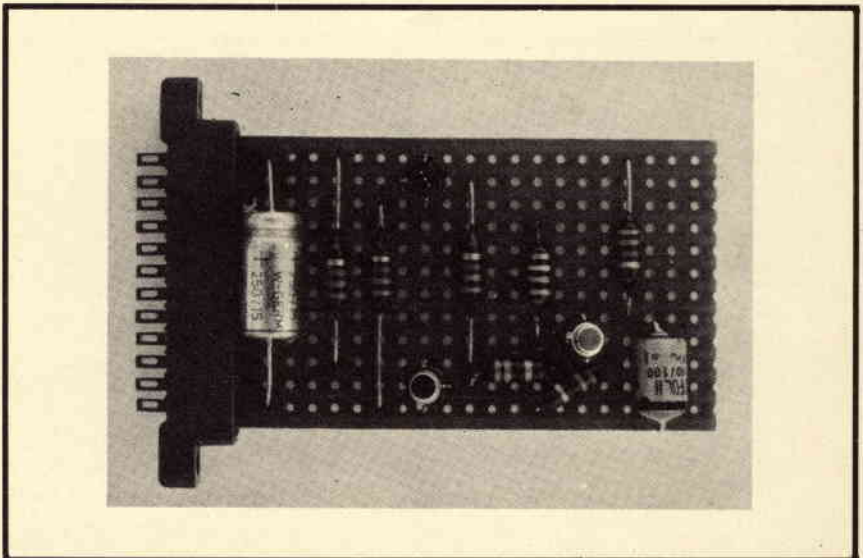


Fig. 8 - Prototipo del generatore di cui alla figura 6, a montaggio ultimato.

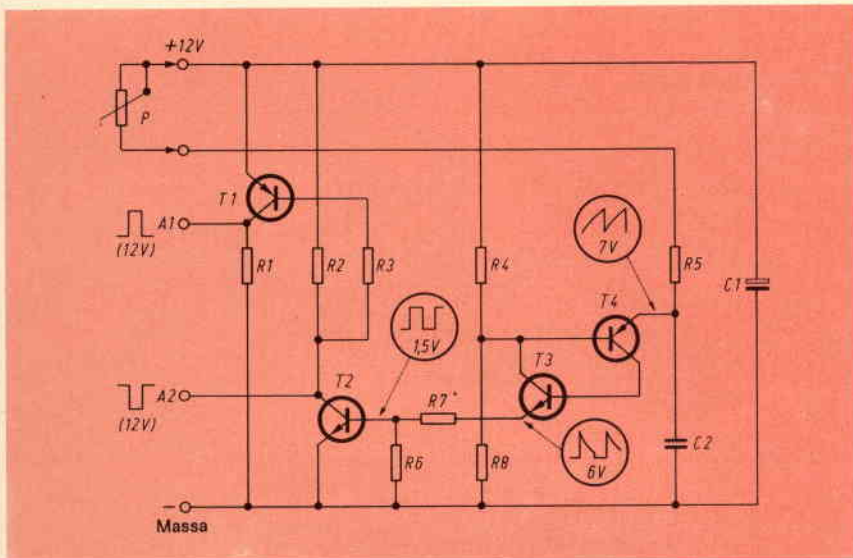


Fig. 9 - Schema elettrico del generatore d'impulsi impiegante transistori complementari.

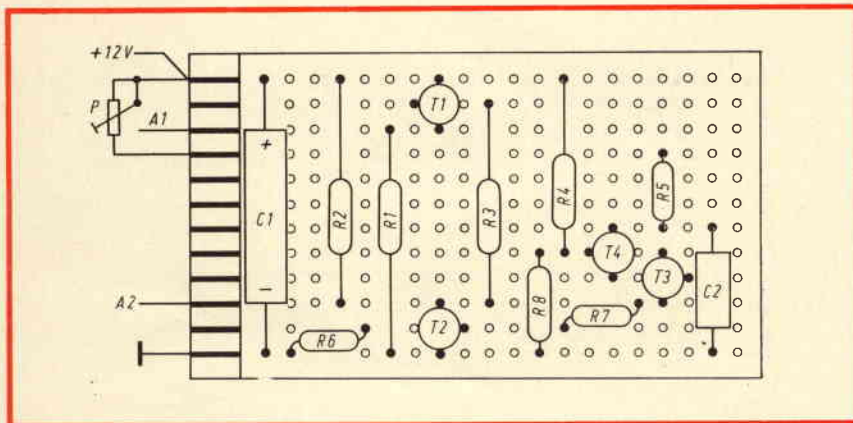


Fig. 10 - Montaggio sulla piastra, dei componenti relativi allo schema di fig. 9.

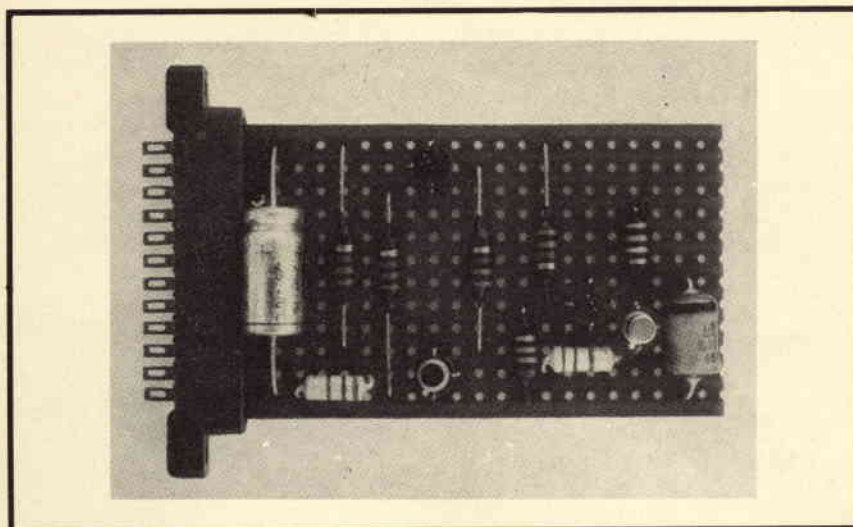


Fig. 11 - Prototipo del generatore di cui alla figura 9, a montaggio ultimato.

- R7 = 68 Ω - 1/2 W
- C1 = 250 μF - 15 V
- C2 = vedi testo - 100 V
- T1 = BC192 - BC251 - BC261
- T2 = BC109 - 2N708
- T3 = 2N2647 UJT

- 1 base di supporto del circuito
- 3 zoccoli per transistori TO18
- 1 potenziometro lineare da 1 MΩ.

GENERATORE DI IMPULSI CON TRANSISTORI COMPLEMENTARI

Questo generatore d'impulsi (figura 9) analogamente al precedente, contiene come rete che determina il tempo di scarica (P, R5 e C2) un interruttore a transistori disposti in reazione e costituito da due transistori complementari. Il circuito funziona ugualmente bene come con un transistor UJT però è di costruzione più economica poiché come transistori si possono adottare i tipi normali. Nell'impiego con tempi lunghi occorre però tener conto che le correnti residue dei transistori limitano i valori massimi possibili della resistenza di carico (P e R5).

Il circuito elettrico

Ambedue i transistori T3 e T4 sono collegati in modo che si pilotano vicendevolmente per una corrente di collettore opportuna. Se i transistori sono all'istante conduttivi, il tratto emettitore T4 - emettitore T3 ha una resistenza molto bassa e può servire per scaricare un condensatore che determina il tempo.

Per far sì che l'interruttore complementare inneschi solo con una determinata tensione di carica su C2, il transistor T4 deve mantenere una tensione di polarizzazione di base fissa. Essa viene ricavata mediante il partitore di tensione R4 e R8 e ammonta a ca. 8 V. Solo quando la tensione dell'emettitore su T4 supera questi 8 V positivi di tensione di soglia, ovvero ca. 8,6 V, il circuito passa in conduzione. Per cui il condensatore C2 si scarica e forma sulla resistenza R7 una tensione impulsiva di ca. 6 V. Dopo che C2 si è scaricato, i due terminali ritornano in posi-

zione bloccata e inizia un nuovo periodo. Il segnale di uscita del generatore d'impulso passa come nello schema precedente, attraverso due stadi formatori in modo da ottenere dei segnali rettangolari con fianchi ripidi. All'uscita A1 sono disponibili impulsi positivi e all'uscita A2, negativi. Ambedue le uscite possono venir caricate fino a 100 mA.

La tabella II fornisce la relazione fra la frequenza degli impulsi e la larghezza con diversi valori del condensatore C2.

Questi dati sono di massima e dipendono dalle tolleranze dei componenti.

Elenco dei componenti

- R1 = 680 Ω - 1/2 W
- R2 = 680 Ω - 1/2 W
- R3 = 680 Ω - 1/2 W
- R4 = 680 Ω - 1/2 W
- R5 = 22 k Ω - 1/2 W
- R6 = 150 Ω - 1/2 W
- R7 = 150 Ω - 1/2 W
- R8 = 2,2 k Ω - 1/2 W
- C1 = 250 μ F - 15 V
- C2 = vedi testo - 100 V
- T1 = BC192, BC251, BC261
- T2 = BC109 - 2N708
- T3 = BC109 - 2N708
- T4 = BC192 - BC251 - BC261

- 1 base di supporto del circuito
- 4 zoccoli per transistori TO18
- 1 potenziometro lineare da 5 M Ω .

GENERATORE AD IMPULSI CON TIRISTORE A TETRODO

Un tiristore a tetrodo corrisponde come funzionamento all'incirca a due transistori complementari riuniti e formanti un interruttore disposto in reazione analogamente a quello descritto nel circuito precedente. La base del transistor NPN è paragonabile al terminale di controllo GK, quella del transistor PNP al terminale di controllo GA. L'anodo del tiristore è conseguentemente l'emettitore del transistor PNP, il catodo del tiristore è l'emettitore del transistor NPN. Ambedue i transistori sono ripo-

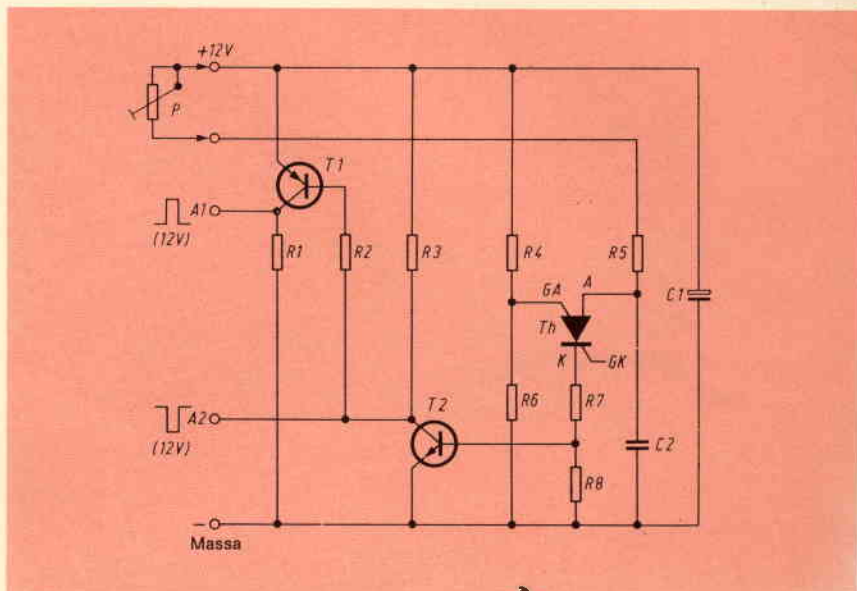


Fig. 12 - Schema elettrico del generatore di impulsi impiegante un tiristore a tetrodo

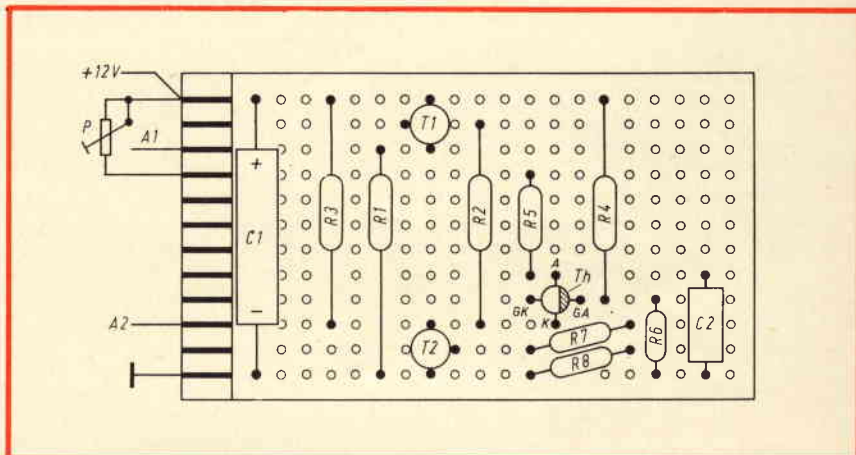


Fig. 13 - Montaggio, sulla piastra, dei componenti relativi allo schema di fig. 12.

tati su di un unico cristallo a quattro lati che rispetto a due transistori singoli presenta piccole dimensioni e possiede delle proprietà elettriche eccellenti.

Il tiristore a tetrodo BRY46 (ITT Intermetall) è un semiconduttore di questo tipo. Esso è caratterizzato da una piccolissima resistenza

residua, dall'assenza d'inerzia e da una bassa corrente di tenuta. Nello schema di fig. 12 viene impiegato questo tipo di tiristore a tetrodo.

Il circuito elettrico

Il terminale di controllo GA riceve, tramite il partitore di tensione

TABELLA II		
Condensatore C2	Gamma (P = 5 M Ω)	Larghezza impulso
10 nF	12 Hz 1 kHz	20 μ s
0,1 μ F	2,5 Hz 50 Hz	100 μ s
1 μ F	0,25 Hz 5 Hz	1 ms

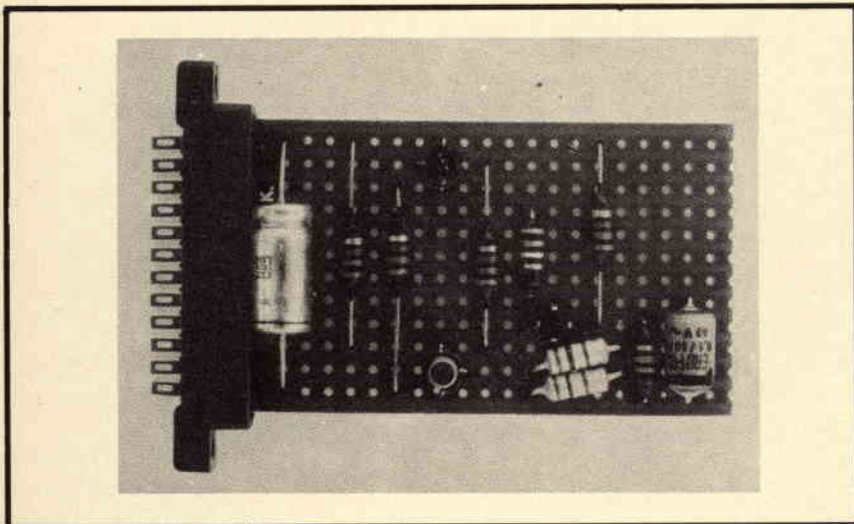


Fig. 14 - Prototipo del generatore di cui alla figura 12, a montaggio ultimato.

R4/R6, una tensione fissa di ca. + 8 V. All'anodo del tiristore a tetrodo è collegato il condensatore del circuito che determina il tempo C2. Quando la tensione su di esso raggiunge 8,5 - 9 V Th innesca e C2 si scarica attraverso Th e i resistori R7 e R8. Alla fine della sca-

rica Th si blocca automaticamente. Per ogni innesco sui due resistori singoli facenti parte della resistenza di catodo (R7 e R8) si forma un impulso di tensione di ca. 7 V. Da questo impulso vengono ora ricavati con i ben noti stadi formatori di impulso (T2, T1) dei segnali rettangolari a fianchi ripidi.

La tabella III fornisce la sequenza degli impulsi e la loro larghezza con vari valori del condensatore.

Elenco dei componenti

- R1 = 680 Ω - 1/2 W
- R2 = 680 Ω - 1/2 W
- R3 = 680 Ω - 1/2 W
- R4 = 680 Ω - 1/2 W
- R5 = 22 k Ω - 1/2 W
- R6 = 1,2 k Ω - 1/2 W
- R7 = 150 Ω - 1/2 W
- R8 = 150 Ω - 1/2 W
- C1 = 250 μ F - 15 V
- C2 = vedi testo - 100 V
- T1 = BC192 - BC251 - BC261
- T2 = BC109 - 2N708
- Th = tiristore a tetrodo BRY 46

- 1 base di supporto del circuito
- 2 zoccoli per transistori TO18
- 1 potenziometro lineare da 1 M Ω

TABELLA III

Condensatore C2	Gamma (P = 1 M Ω)	Larghezza impulso
10 nF	50 Hz 5000 Hz	10 μ s
0,1 μ F	5 Hz 500 Hz	50 μ s
1 μ F	1 Hz 35 Hz	0,6 ms

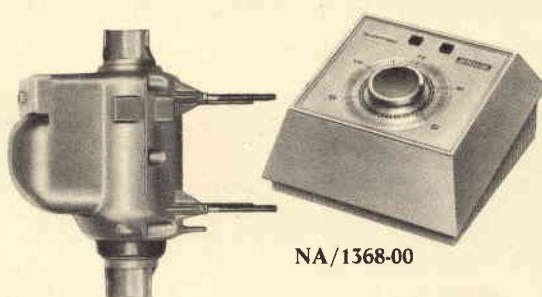
ROTORI

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI
DI VENDITA G.B.C. IN ITALIA

PER ANTENNE CB - RADIOAMATORI



NA/1368-06



NA/1368-00

Rotore « CDR » per antenne

Corredato di telecomando
Rotore in custodia stagna
Sezione e numero fili: 2 x 1 + 6 x 0,6
Resistenza massima della linea:
1 Ω (1-2-4) 2,5 Ω (3-5-6-7-8)
Angolazione: 365°
Tempo di rotazione: 60 s
Portata: 450 kg
Momento torcente: 76 mkp
Momento di rotazione: 11,4 mkp
Momento di blocco: 40,3 mkp
Peso rotore: 7,3 kg
Alimentazione telecomando:
220 V - 50 Hz
Alimentazione motore: 24 Vc.c.

NA/1368-06



Rotore « Stolle » per antenna

Corredato di telecomando
Rotore in custodia stagna
Rotazione: 360° con fermo fine corsa
Velocità di rotazione: 1 giro in 50 s
Potenza di lavoro: 10 ÷ 15 kg
Alimentazione telecomando: 220 V
Alimentazione motore: 24 Vc.c.
Potenza nominale: 30 W
2 morsetti per pali d'antenna: fino al \varnothing 39
2 morsetti per sostegni: fino al \varnothing 52
200/1 color
NA/1368-00



di Umberto ECO

LA TV VIA CAVO: un problema d'attualità

Alcune recenti polemiche su chi controllerà in Italia la TV via cavo telefonico hanno portato all'ordine del giorno un problema che da qualche anno sta appassionando gli esperti di comunicazioni e i giuristi americani. La TV via cavo (detta CATV: Community Antenna TV) negli Stati Uniti ha fatto la sua apparizione in Pennsylvania verso la fine degli anni 40, ma neppure adesso che stanno apparendo le prime opere scientifiche sull'argomento, l'opinione pubblica lo avverte ancora in tutta la sua immensa portata. Un recentissimo libro, importante e denso di notizie, intitolato «Cable television: a guide for citizen action», di Monroe Price e John

Wicklein, affronta sotto tutti i profili (tecnico, politico, economico e giuridico) il problema della Catv. Monroe Price è professore di diritto all'università di Los Angeles e da tempo sta dandosi da fare per costituire comitati di cittadini pronti a combattere la battaglia finale per la civiltà della TV su cavo.

Per dirla in parole semplici, la Catv è un poco come la filodiffusione. I segnali televisivi invece di viaggiare per aria, viaggiano lungo un filo telefonico e arrivano lo stesso nelle case degli abbonati, anzi vi arrivano meglio, perché un segnale che viaggia sottoterra non è soggetto né ad ostacoli né a disturbi. Le possibilità del nuovo sistema sono immense: i segnali che arrivano via

aria dispongono di un numero limitato di canali, che il governo ha già dato in concessione alle grandi compagnie televisive. Invece per filo telefonico possono arrivare molti messaggi. Potenzialmente, avviene come per il telefono: se ho un apparecchio ricevente posso parlare con tutti coloro che hanno un apparecchio trasmittente, senza alcuna interferenza. Quindi, se si impianta in una certa zona una trasmittente Catv, questa può distribuire molti programmi su molti canali, dieci, venti, trenta, quaranta. Naturalmente ci vogliono gli impianti e cioè vanno installati i cavi e questo può essere fatto da autorità pubbliche o da compagnie private. Ma una volta posti i cavi con

i loro terminali nelle case degli abbonati, basta che la trasmittente paghi un affitto per le linee che occupa e il gioco è fatto. L'abbonato pagherà un canone che non dovrebbe essere superiore a quello della filodiffusione, a meno che le pubbliche autorità decidano di rendere gratuito il servizio. Si tratta poi di stabilire per legge chi può gestire le stazioni trasmettenti, se può emettere messaggi commerciali, se deve porli gratuitamente a disposizione di enti pubblici o di gruppi di cittadini, se si possono riprendere via cavo i programmi trasmessi per aria dalle grandi compagnie, e così via. E' il problema legislativo che ha bloccato in vari punti dell'America lo sviluppo del nuovo sistema, ma il problema tecnico è risolto. Il fatto poi che una stazione abbia un'area di diffusione limitata, fa sì che la Catv sia destinata ad essere una televisione locale (a New York c'è già una ripartizione in dieci settori) anche se ritrasmette programmi nazionali. Il che rivoluziona in parte il problema del controllo dell'informazione.

Alla fine degli anni '50 esistevano negli Stati Uniti 800 sistemi che servivano un milione di abbonati, oggi ci sono 2.800 sistemi che servono cinque milioni di abbonati (il che significa almeno 20 milioni di persone); ma per il 1980 sono previste 30 milioni di case collegate, e cioè almeno 120 milioni di spettatori.

Cosa si può fare con la Catv? Non bisogna anzitutto dimenticare che il sistema prevede anche apparati di risposta: inizialmente può essere un solo bottone col quale lo spettatore risponde sì o no al messaggio che riceve, ma si può arrivare in pratica alla conversazione televisiva, come quella telefonica. Date queste possibilità, sui canali Catv si può fare molto di più che ricevere un programma. Si può fare un numero e vedere sullo schermo i prodotti di un supermercato ordinando quello che serve. Si può usare il teleschermo come il terminale di un computer centralizzato, ottenendo dati utili per la propria azienda, listini di borsa, notizie fresche come avviene oggi da noi facendo un numero di telefono. Si possono ricevere programmi scola-

stici ed educativi sulla misura di una comunità determinata; sono stati persino mandati in onda programmi puramente visivi per i sordi. Ma invece dei sordi possono essere un gruppo di immigrati italiani o portoricani, o gli uditori di un corso specializzato. La televisione normale deve fare programmi buoni per la media dei telespettatori, invece la Catv può selezionare una linea e usarla a basso costo per fini estremamente precisi. Si può usare il cavo per un comizio che riguardi solo una città o un paese, per una propaganda elettorale destinata ad elezioni comunali.

Ma c'è di più. Immaginate una stazione trasmittente che appartenga all'amministrazione cittadina o anche a un privato: Price e Wicklein suggeriscono che in una piccola città con 24 canali locali, ammesso che la licenza sia stata concessa ad un privato, otto o nove linee possono essergli lasciate in gestione perché le usi a fini commerciali pagandosi le spese. Quanto alle altre linee, se ne diano cinque agli enti locali, alle organizzazioni educative, alle università, otto si usino pure per ritrasmettere i programmi delle grandi reti nazionali, ecco che ne rimangono due. Queste due sono a disposizione di gruppi di cittadini, partiti politici, organizzazioni culturali, a seconda della regolamentazione vigente e previa richiesta anticipata di due settimane.

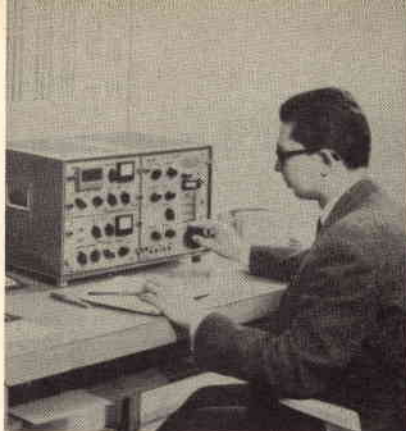
Cosa fa un gruppo di cittadini che voglia trasmettere quel che gli pare a tutti coloro che vorranno sintonizzarsi su quel canale? Esistono già le tariffe per due compagnie di New York, fermo restando che altre compagnie a fini educativi svolgono servizio gratuito. Ma paghiamo pure, ecco i prezzi: con 70 mila lire si ha un'ora di trasmissione a tarda sera, telepresa, cameraman, videotape, recorder, studio spoglio; con diecimila una telepresa e un cameraman in più. Se poi qualcuno vuole comprarsi tutto il materiale per realizzare i videotapes da solo e poi mandarli in onda, l'attrezzatura minima costa sul milione di lire, la più complessa 10 milioni.

Se oggi in America il sistema non è abbastanza diffuso è perché i pubblici poteri temono di colpire gli in-

teressi delle grandi compagnie televisive, e i privati sono restii a installare impianti di cui non vedono ancora tutte le possibilità di sfruttamento commerciale. Ma gli autori di questo libro danno anche istruzioni ai gruppi di cittadini sui modi di coordinarsi legalmente per premere sulle autorità. Non ultima possibilità offerta dal sistema Catv è l'eliminazione della censura. Con una legislazione adeguata, il proprietario pubblico o privato della trasmittente affitta i suoi tempi e non risponde di quanto va in onda.

Una volta che la Catv sia diventata diffusa come il telefono, Price e Wicklein intravedono effetti fantascientifici: la gente non va più tutti i giorni in ufficio perché discute i problemi organizzativi attraverso il video, così si riduce il traffico cittadino e l'inquinamento atmosferico. Gli uomini d'affari fanno riunioni via TV e si riduce la congestione dei viaggi aerei. Si riduce lo spreco della carta trasmettendo informazioni attraverso il video, si centralizzano infiniti servizi, si vive e si lavora in casa, si legge il giornale sul teleschermo richiedendo le pagine che interessano... Una visione affascinante, con i suoi inconvenienti apocalittici: l'immagine di una società di solitari che riduce al minimo gli incontri umani e vive sempre per interposta immagine. Ma non è necesasrio abbandonarsi a utopie che troveranno la loro correzione nei fatti. Basta pensare cosa può significare la Catv in Italia, dove tecnicamente sono già realizzate le modalità della sua attuazione. Si supererebbe probabilmente l'impasse di una scelta tra televisione pubblica e privata: lo Stato, se ci tiene, continua a gestire il servizio, ma permettendone l'accesso a tutti. Il basso costo di produzione permetterebbe anche al piccolo gruppo extraparlamentare di fare la propria trasmissione, così come oggi fa il proprio giornale. Certo, anche la grande industria affitterebbe degli spazi, ma basterebbe una legge che impedisse di superare una certa soglia: per il resto il pubblico può scegliere di girare il bottone che vuole.

(da *l'espresso*)



di P. SOATI



Zone di identificazione dei nominativi dell'UNGHERIA

La penultima lettera dei nominativi si riferisce alla regione in cui si trova la stazione: ad esempio HA2RD e HA2KRB significano che le due stazioni sono nella regione di Verzspren avendo entrambe la penultima lettera R.

Le prime due lettere seguite dal numero si riferiscono invece ad un gruppo di regioni la cui singola distinzione viene effettuata per l'appunto tramite la penultima lettera.

Di seguito al nome della regione pubblichiamo pertanto le penultime lettere che contraddistinguono una data regione o zona.

HA1 = zona di Gyor (S, T); zona di Zszombathely (V); zona di Zaisegerazeg (Z); **HA2** = zona di Verzspren (R), zona di Tatabanya (M); **HA3** = zona di Kaposvar (G); zona di Peca (M); zona Szekszard (N); **HA4** = zona di Szekesfeherval (Y); **HA5** = zona di Budapest; **HA7** = zona periferica di Budapest (P, N); zona di Szolnok; **HA8** = zona di Szeged (C, D); zona di Kecskemet (M, U, V); zona di Bekescsaba (A, Q, W); **HA6** = zona di Saigotarjan (N); zona di Eger (V); **HA9** = zona di Miskolc (O, P); **HA0** = zona di Nyregyaza (L); zona di Debrecen (D, H).

STAZIONI MONDIALI DI RADIODIFFUSIONE GAMMA 1605 - 5950 kHz (ultima parte)

Le frequenze, come per le precedenti puntate, sono indicate in kilohertz.

PORTOGALLO: Lisboa 3980, 3990. **PERU:** Ayacucho 4955, Canete 3320, Chclayo 3380, Cuzco 5055, Huamanga 4815, Huancavelica 4885, Ica 3350, Ilo 5035, Indiana 4825, Iquitos 4815, Jaen 4810, Juaja 3385, Lima 3240, Piura 3330, Pt. Maldonado 4950, Tarapoto 4935, **REUNION** (Is. francesi): S. Denis 2446, 3210, 3251, 4807, 4875, **RODESIA:** Gwelo 2425, 2336, 3306, 5012, Salisbury 3396. **SINGAPORE:** 5010, 4820, Jurong 5052; **SUDAN:** Ondurman

4994, 5039; **SENEGAL:** Dakar 3356, 4890, 4950, Ziguinchor 3336; **SALOMONE (isole):** Honiara 3995 **SAMOA Occ.:** Apia 3241; **SOMALIA:** Hargeisa 4797, Mogadiscio 4970; **SIERRA LEONE:** Goderich 3316; **ST. TOME' E PRINCIPE:** Principe 3965, 4865, S. Tomé 4765, 5015; **SVIZZERA:** Schwarzenburg 3985; **SURINAM:** Nickerie 3225, Paramaribo 3395, 4850; **TCHAD** (Chad): Ft. Lamy 3288, 4904; **CECOSLOVACCHIA** (Tchésovaque) Proha 3957, 3961, 3981; **TANZANIA:** Dar es Salaam 3251, 3990, 4785, 4924, 5050; **TOGO:** Lome 3222, Togblekope 5047; **TAI-LANDIA:** Bangkok 3202, 4755, 4830, Donmuang 3700, 3805 **TIMOR** (Is.) Dili 2380, 3268; **UGANDA:** Kampala 3340, 4976, 5026; **UCRAINA (URSS)** Staroblesk 5905; **U.R.S.S.:** Achabad 4825, 4895, Ali Bairamly 4895, 5021, Arkhanghelsk 5015, Baku 3980, 5915, Batumi 4930, Blagovechtchen 5930, Djambul 4760, Erevan 4756, 4835, 4894, 4944, Evlakh 5026, Garm 3389, 4974, Iakutsk 5940, Kafan 4785, Kirovabad 5011, 5036, Koktchetav 4795, Krasnovodsk 4969, Lenkoran 4816, 4908, Murgab 5056, Murmansk 5930, Omsk 5925, Petropallosk, 5915, Serpukhov



Fig. 1 - Inquadratura TV relativa all'emissione del telegiornale da parte delle emittenti TV della Romania.

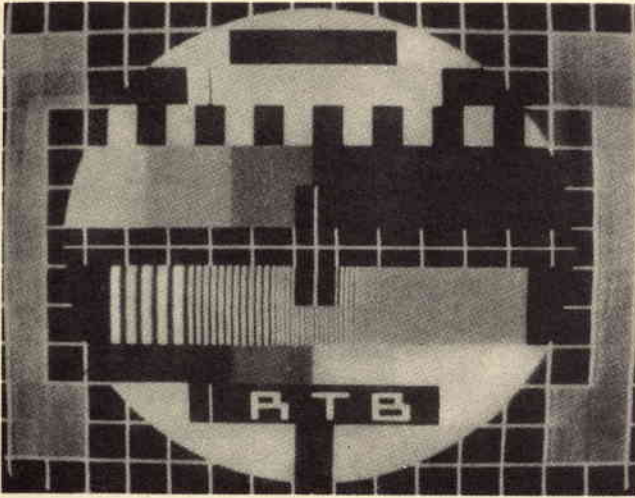


Fig. 2 - Uno dei monoscopi usati frequentemente dalla Radiotelevisione Belga (RTB oppure BRT).

5940, Sverlovsk 5915, 5930, Svobodny 4975, Tachkent 4850, 5925, Tibilisi 4930, Tchita 5910, Termez 4872, Tiumen 4890, Ulan Ude 4795, Vladivostok 5010, 5935, Vologda 5900; **VENEZUELA:** Acarigua 2390, Barcelona 3385, Barquisimeto 2410, 4850, 4940, 4990, Cabimas 2480, Caracas 3245, 3305, 3345, 4860, 4880, 4890, 4920, 4950, 4970, 4980, 5010, 5020, 5030, 5050, Cd. Bolivar 4790, 4900, Cumana 4960, Coro 2400, 4910, El Tigre 3255, La Guaira 2460, 4760, Maracaibo 3275, 3375, 4800, 4810, 4930, Maracay 2350, 2440, 5040, Maturin 3315, Merida 3395, Pt. Cabello 3285, Pt. La Cruz 2370, 3325, 3335, Punto Fijo 4770, S. Carlos Coded 2380, S. Cristobal 3265, 4830, 4870, Trujillo 3295, Valencia 2490, 3355, 4780. **VIET-NAM:** Bam me thuot 4810, Dalat 3295, Dala 4808, Hanoi 2430, Saigon 2370, 4877, **YEMEN-SUD:** Aden 5055; **TANZANIA (Zanzibar):** Marhubi 3339; **ZAMBIA:** Lusaka 2355, 2455, 3295, 3346, 4911, 4965.



Fig. 3 - Immagine fissa usata nel primo programma della DDR (Germania Repubblica Democratica).

RADIOCOMUNICAZIONI

Servizio VHF a Sanremo

Presso l'Ufficio principale radio P.T. di S. Remo è stato attivato in **via sperimentale** il servizio radiotelefonico marittimo (VHF) con le seguenti modalità:

- 1) l'ascolto viene effettuato con orario 0600 ÷ 2000 (GMT) sul canale 16 (156,8 MHz).
- 2) canali di servizio 25, 26, 27 tuttavia per l'espletamento del traffico a mezzo di questa stazione è utilizzato, possibilmente e compatibilmente con gli apparati di bordo del natante che richiede la conversazione, il canale 27 (157,35 MHz frequenza di chiamata e 161,95 MHz frequenza di lavoro), mentre gli altri due canali (25 e 26) sono considerati di riserva al canale di lavoro.
- 3) i lanci dei bollettini del servizio «METEOMAR» vengono effettuati sul canale 27 dopo breve preavviso sul canale 16, alle ore 0735, 1355 e 1935 GMT.
- 4) i lanci delle liste traffico VHF sono effettuati ogni ora dalle ore 0615 alle ore 1915 GMT sul canale 27.
- 5) in via sperimentale sono ammesse conversazioni telefoniche in VHF da e per navi, comprese quelle da pesca e da diporto, anche quando si trovano in sosta nei porti nazionali.

STAZIONI COSTIERE ITALIANE (3° elenco)

Nei precedenti elenchi abbiamo esaminato le frequenze di ascolto (a), di risposta (r) e di lavoro (e) delle stazioni di Genova (ICB) Livorno (IPL), Civitavecchia (IPD) e Napoli (IQH). Ore in GMT.

STAZIONE DI ROMA (IAR)

Servizio radiotelegrafico:

- 1°) continuo - a) 500 kHz, r) 500 kHz, e) 516 kHz - A1 e A2.
- 2°) continuo - a) 4178 ÷ 4187 kHz, r) e) 4320 kHz A1.
- 3°) 2230 ÷ 0600 dal 1/10 al 31/5 - a) 6267 ÷ 6280,5 r) e) 6409,5 kHz.
- 4°) continuo - a) 8356 ÷ 8374 kHz - r) e) 8670, A1.
- 5°) continuo - a) 12534 ÷ 12561 kHz; r) e) 13015,5 kHz.
- 6°) 0400 ÷ 2200 dal 1/6 al 30/9 - 0600 ÷ 2200 dal 1/0 al 31/5 - a) 16712 ÷ 16748 kHz, r) e) 17232,8, A1
- 7°) 0600 ÷ 2100 dal 1/6 al 30/9 - 0700 ÷ 2000 dal 1/10 al 31/5 - a) 22222,5 ÷ 22267,5 kHz, r) e) 22376 A1.

Trasmissione delle liste del traffico:

Le liste traffico IAR comprendono anche le liste di Genova (ICB), Napoli (IQH) e Trieste (IQX) dando la precedenza ai nominativi delle navi estere.

- 1°) ad ogni ora pari 516, 4292 kHz.
- 2°) 0130 - 6409,5 8530, 13011 kHz.
- 3°) 0400 - 6409,5 8530, 13011, 17160,8.
- 4°) 0900 - 4292, 8530, 13011, 17160,8 22623.
- 5°) 1200, 1600, 1800 - 8530, 13011, 17160,8, 22623 kHz

6°) 2100 dal 1/6 al 31/10 - 4292, 6409,5, 13011, 17160,8 - 22623 kHz.
dal /10 al 31/5 - 4292, 6409,5 - 13011, 17160,8 kHz.

Servizio radiotelefonico:

1°) servizio a banda laterale unica (BLU) A3A.
Orario di ascolto: i primi 5 minuti di ogni ora pari sulle frequenze portanti di:

0800 ÷ 1800 - a) 8330 kHz; r) e) 8764 kHz
a) 12368,5 kHz; r) e) 13147,5 kHz
a) 16498,5 kHz; r) e) 17293,5 kHz
2000 ÷ 2200 - a) 4117,2 kHz; r) e) 4415,8 kHz
a) 8230 kHz; r) e) 8764 kHz
a) 12368,5 kHz; r) e) 13147,5 kHz

durante il periodo 2200-0800 conversazioni telefoniche in A3A possono essere effettuate tramite accordi in radiotelegrafia.

2°) servizio a doppia banda laterale.

Le conversazioni in A3 possono essere effettuate:

a) previa accordi in radiotelegrafia.
b) chiamando Radio Roma, durante la pausa di lavoro, sulle seguenti frequenze internazionali di chiamata radiotelefonica: 8268,4, 12403,5, 16533,5 e 22073,5 kHz

Radio Roma risponderà su 8764, 13147,5, 17293,5.

Il servizio radiotelefonico con le navi naviganti oltre gli stretti è effettuato solamente da Radio Roma P.T. (IAR).

Le liste traffico giacenti presso Roma, Genova, Napoli e Trieste P.T. Radio, sono trasmesse sulle onde corte solamente da Radio Roma.

SATELLITI ARTIFICIALI

Satelliti artificiali lanciati dal mese di maggio a tutto il 19 luglio 1972 ancora in orbita.

N. 1972-37A - 2° MOLNYA-2 - URSS (Plesetsk) lancio: 19 maggio, perigeo 460 km, apogeo 39.300 km, periodo 114,45 min, inclinazione 65,5°. **Frequenze di trasmissione:** gamma delle onde centimetriche. Trasporta apparecchiature per l'emissione dei programmi di televisione e di radiocomunicazioni multivie, inoltre contiene un insieme di strumenti di misura per il comando a distanza ed altri rilevamenti.

N. 1972-41A - INTELSAT-IV F5 (USA) - peso 720 kg, forma cilindrica, altezza 5,28 m, diametro 2,39 m, batterie solari (internazionale) lanciato il 13 giugno 1972. Perigeo 35.444 km, apogeo 36.846 km, periodo 1454,4 min, inclinazione 0,6°. **Frequenze di ricezione:** 5950, 5990, 6030, 6070, 6110, 6150, 6200, 6240, 6280, 6320, 6360 e 6400 MHz. **Frequenza di trasmissione:** 3725, 3765, 2805, 3845, 3885, 3925, 3975, 4015, 4055, 4095, 4135, 4175 MHz.

1972-42A - Cosmos 493 (URSS) - lanciato il 21/6/'72 perigeo 213 km, apogeo 308 km, periodo 89,5, inclinazione 65°. **Frequenza di trasmissione:** 19.995. Trasporta apparecchi meteo ed un sistema per la misura dei parametri relativi all'orbita e per il rivelamento di altri dati.

1972-43A - Cosmos 494 (URSS) (Plesetsk) - Lancio 23/6/72, perigeo 791 km, apogeo 829 km, periodo



Fig. 4 - Altra immagine, relativa al 5° canale della DDR.

100 min, inclinazione 74°. Contiene apparecchi scientifici e radioelettrici per osservazioni.

1972-46A - Prognoz 2 - URSS (Baikonour) - Lancio 29/6/72 - perigeo 550 km, apogeo 200.000 km, periodo 97 h, inclinazione 97°. Trasporta apparecchi per lo studio delle radiazioni solari, dei venti solari, del campo magnetico terrestre.

1972-47A - Intercosmos-7 - URSS (Aktoubinsk-Kapoustin Yar) - Lancio 30/6/1972. Perigeo 267 km, apogeo 568 km, periodo 92,6 min, inclinazione 48,4°. Apparecchi scientifici. Missione congiunta URSS, Cecoslovacchia, Germania RD.

1972-48A - Cosmos-497 - URSS (Plesetsk) - Lancio 30/6/1972, perigeo 282 km, apogeo 812 km, periodo 95,2 min, inclinazione 71°. Scopi scientifici.

1972-49A - Meteor 12 - URSS (Plesetsk) - Lancio 30/6-1972, perigeo 897 km, apogeo 929 km, periodo 103 min, inclinazione 81,2°. Osservazioni meteo.

1972-50A - Cosmos 498 - URSS (Plesetsk) - Lancio 5/7/72 - perigeo 282 km, apogeo 511 km. Periodo 92,1 min, inclinazione 71°. Esplorazione e sorveglianza.

1972-52A - SAMOS 88 USA (Us Air Force) - Lanciato il 7/7/72, perigeo 174 km, apogeo 241 km, periodo 88,6 min, inclinazione 96,9°. Esplorazione e sorveglianza.

1972-52C - Non comunicato - USA - Lancio 7/7/72. Perigeo 497 km, apogeo 503 km, periodo 94,6 min, inclinazione 96,1°.

1972-53A - Cosmos-500 - URSS - (Plesetsk) - Lancio 10/7/72. Perigeo 509 km, apogeo 554 km. Periodo 95,2 min, inclinazione 74°. Scopi scientifici.

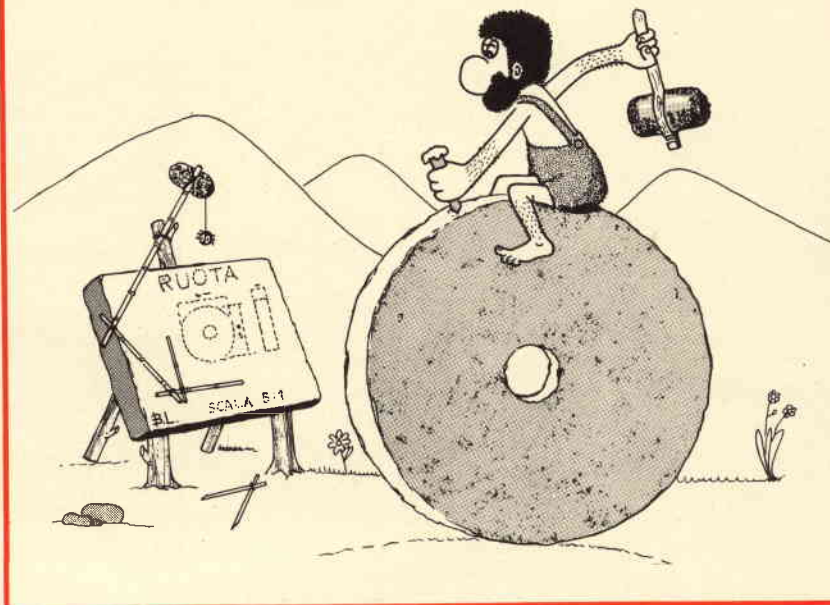
1972-54A - Cosmos-501 - URSS (Aktoubinsk-Kapoustin Yar). Lanciato 12/7/72, perigeo 222 km, apogeo 2149 km, periodo 108,8 min, inclinazione 48,5°. Scopi di ricognizione e sorveglianza.

1972-55A - Cosmos-502 - URSS (Plesetsk) - Lanciato 13/7/72. Perigeo 206 km, apogeo 284 km, periodo 89,2 min, inclinazione 65,4°. Ricognizione e sorveglianza.

1972-56A - Cosmos-503 - URSS (Plesetsk) - Lanciato 19/7/72. Perigeo 208 km, apogeo 304 km, periodo 89,4 min, inclinazione 65,4°. Ricognizione e sorveglianza.

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. 855380

Dispositivo di stampa a caldo.
CARLSEN HENNING GUNNAR
A VADBEAK DANIMARCA
E CARLSEN ERLING A LYNGBY
DANIMARCA.

n. 855382

Schermo composito per proiezioni luminose con effetto spaziale.
PIRELLI MARIA MARINELLI
A VARESE

n. 855389

Regolatore di tensione a semiconduttori per alternatore.
ROBERT BOSCH GMBH
A STOCCARDA GERM.

n. 855390

Regolatore di tensione a semiconduttori per alternatore e procedimento per la sua fabbricazione.
C.S.

n. 855402

Bilancia a calcolo automatico del prezzo.
AUGUST SAUTER
A EBINGEN WURT GERM.

n. 855413

Circuito generatore d'impulsi a selezione d'angolo di fase.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.
A PITTSBURGH PENN USA

n. 855414

Antenna allungabile.
C.S.

n. 855415

Captatore di pressione per la prospezione sismica terrestre.
INSTITUT FRANCAIS DU PETROLE
DES CARBURANTS ET LUBRIFICANTS
A RUEIL MALMAISON FRANCIA

n. 855423

Procedimento di elettrofotografia ed elemento fotosensibile usato in tale procedimento.
KATSURAGAWA DENKI KABUSHIKI
KAISHA A OTA KU TOKYO TO GIAPP.

n. 855426

Dispositivo di presentazione atto a mostrare da una serie di figure prodotte in un certo numero di elementi mobili selettivamente entro e fuori da una area di presentazione.
COLLIER DOUGLAS GEORGE COLLIER
JEFF EY JAMES E COLLIER BRIAN
A CROWMARSCH WALLIGFORD
BERKSHIRE G.B.

n. 855429

Sistema a cannone elettronico per tubi di immagini televisive.
INTERNATIONAL STANDARD
ELECTRIC A N. YORK USA

n. 855436

Cellula logica per calcolatori per fluidi e apparecchiatura comprendente della cellula.
FORTIER ANDRE
A CLAMART FRANCIA

n. 855440

Disposizione circuitale per commutare il carico senza discontinuità nei trasformatori elettrici a gradini.
SIEMENS AKT. A BERLINO
E MONACO GERM.

n. 855441

Dispositivo a contatto di scambio per relè di potenza.
C.S.

n. 855442

Dispositivo ottico di regolazione del punto focale in un sistema di lenti per un apparecchio registratore operante con raggi laser.
ROBERT BOSCH GMBH.
A STOCCARDA GERM.

n. 855443

Dispositivo di programma a mezzo fluido per controllo sequenziale automatico.
N.V. PHILIPS GLOILAMPENFABRIKEN
A EINDHOVEN P.B.

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)

TUTTO CIÒ CHE È BENE SAPERE SUI MICROFONI



Per ottenere delle buone registrazioni musicali è indispensabile disporre di microfoni di elevata qualità. Partendo da questa considerazione, questa serie di articoli, redatta sulla scorta di un manuale distribuito recentemente dalla Sony, ha lo scopo di fornire tutte le informazioni necessarie per meglio scegliere ed usare i microfoni.

Alcune persone spendono cifre superiori alle 250.000 lire per l'acquisto di un microfono. Questo prezzo è generalmente uguale o qualche volta maggiore di quello degli altri apparecchi che costituiscono un impianto HI-FI come ad esempio registratori, amplificatori, diffusori ecc. Molte altre persone, invece, pensano che 250.000 lire rappresentino un prezzo eccessivo per un microfono. Coloro che spendono una simile cifra per un microfono, tuttavia, sanno che tale spesa è giustificata. Perché? La ragione è semplice. Essi sanno che il microfono è un componente molto importante per la raccolta e la registrazione dei suoni.

Immaginiamo ad esempio di eseguire due registrazioni. Nel primo caso usiamo un registratore da 200.000 lire ed un microfono di costo elevato (150.000 lire), mentre nel secondo caso usiamo un registratore da 350.000 lire ed un microfono di costo modesto (lire 15.000).

In quale caso otterremo la registrazione migliore? Bene, i risultati migliori si avranno nel primo caso.

Questa situazione, infatti, può essere paragonata a quella della riproduzione del suono registrato da un telefono per mezzo di un amplificatore d'alta qualità. Quando le caratteristiche del microfono sono scadenti non ci si può aspettare prestazioni di buona qualità anche se si è usato un amplificatore ed altoparlanti di qualità eccellente.

La notevole superiorità di prestazioni dei registratori a cassetta SO-NY con microfono a condensatore incorporato, ci offrono un chiaro esempio di quanto asserito.

Non è esagerato dire, infatti, che la qualità del tono dipende almeno per il 99% dal microfono.

COSA È UN MICROFONO?

Un microfono è un apparecchio elettrico che converte i suoni (piccolissime variazioni della pressione) in segnali elettrici corrispondenti.

Esso è provvisto di un diaframma per captare i suoni.

Il diaframma vibra a seconda delle variazioni di pressione, e questo movimento meccanico viene convertito in segnali elettrici.

Esistono molti tipi di microfono. Essi possono essere classificati prendendo in considerazione il sistema di conversione, la direzionalità o l'impiego.

CLASSIFICAZIONE DEI MICROFONI BASATA SUL SISTEMA DI CONVERSIONE

Microfono dinamico

Detto anche bobina mobile, il microfono dinamico viene fornito con quasi tutti i registratori destinati ad un uso generico. Con questo tipo di microfono è relativamente facile ottenere prestazioni accettabili a basso costo.

La fig. 1 mostra la struttura del microfono dinamico.

Dal punto di vista acustico, il microfono dinamico ha la struttura più complicata, ed è difficile progettare modelli dalle alte prestazioni.

Esso è robusto e facile da usare, ha un basso rumore ed una gamma di dinamica vasta, si deve tuttavia fare attenzione al fatto che raccoglie i rumori dovuti ad induzione di campi magnetici esterni.

Microfono a condensatore

In questo caso vengono sfruttate le variazioni di capacità di un condensatore dovute alla pressione esercitata dai suoni.

Questo microfono, detto appunto microfono a condensatore, viene considerato dagli esperti di tutto il mondo come quello che offre le migliori prestazioni.

Di questo tipo di microfono ne esistono due versioni: quello convenzionale e quello ad elettret.

Microfono a condensatore «convenzionale»

Come illustrato nella fig. 2, il diaframma vibra a seconda della pressione sonora incidente, variando così la distanza fra il diaframma e l'elettrodo fisso.

Ciò provoca delle variazioni di capacità fra i due elettrodi, ed introduce corrispondenti correnti elettriche dall'alimentatore di polarizzazione attraverso «R» (registro). Poiché il diaframma può essere molto sottile (circa 10 micron) e molto leggero, se paragonato agli altri tipi di microfono, si adatta con grande prontezza alle variazioni di pressione sonora.

Inoltre, l'ambiente acustico intorno al diaframma condensatore è relativamente semplice. Sono queste le ragioni per cui i microfoni a condensatore hanno una risposta in frequenza piuttosto ampia e livellata con caratteristiche transitorie eccellenti e sono poco suscettibili alle vibrazioni subsoniche. Poiché la capacità del condensatore è molto bassa, è necessario accoppiarlo con un dispositivo ad altissima impedenza, come un tubo elettronico a vuoto o un amplificatore FET (transistore ad effetto di campo), per aumentare la risposta alle basse frequenze solitamente questo tubo (o FET) deve essere alloggiato nell'involucro del microfono. Il microfono a condensatore, quindi, richiede un alimentatore per l'azionamento del tubo a vuoto o del FET. Inoltre, si deve applicare un'alta tensione continua agli elettrodi del trasduttore. In conclusione sebbene i microfoni a condensatore diano eccellenti risultati per quanto riguarda la qualità del suono, richiedono un'alimentatore costituito solitamente da un ingombrante apparecchio esterno.

Electret Condenser Microphone

Invece dell'alimentatore di polarizzazione ad alta tensione usato per il microfono a condensatore convenzionale, «l'Electret Condenser Microphone» usa un diaframma fatto con un elettrete da cui il nome di Electret Condenser Microphone. Come illustrato nella fig. 3, questo microfono è fondamentalmente simile a quello tradizionale. Esso ha le stesse caratteristiche e la

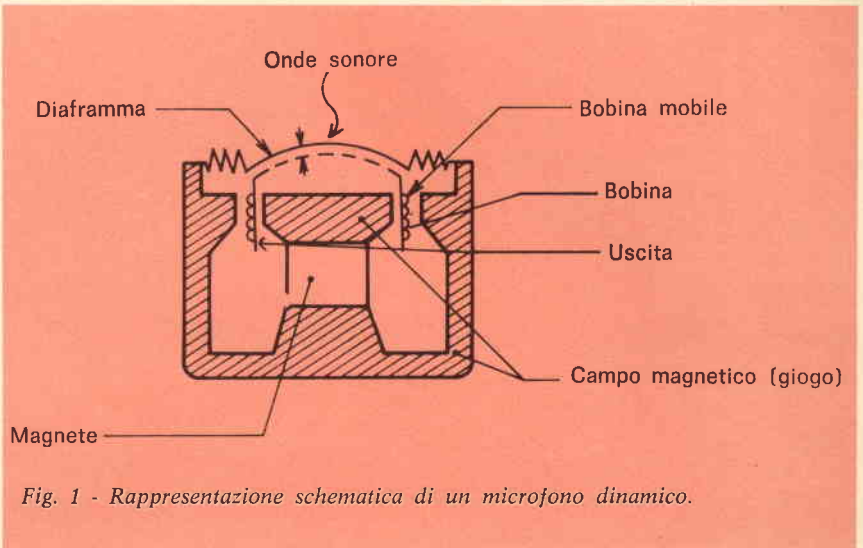


Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un microfono dinamico.

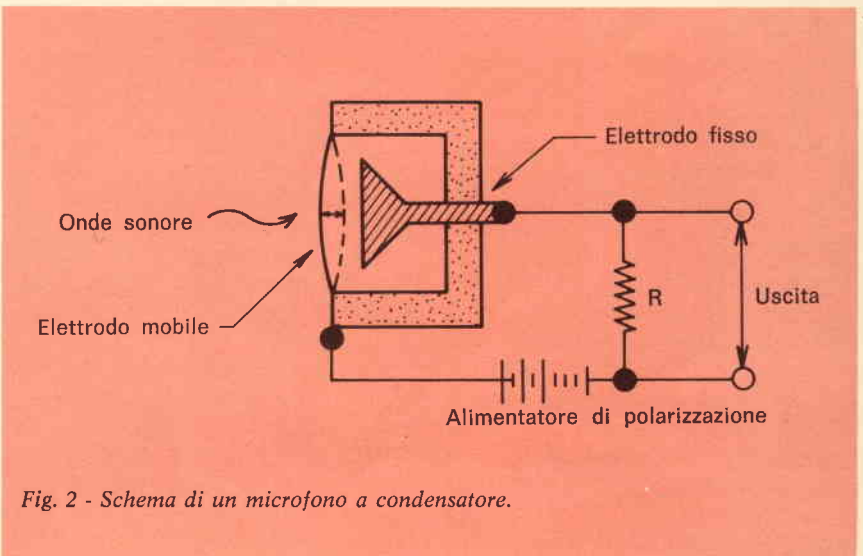


Fig. 2 - Schema di un microfono a condensatore.

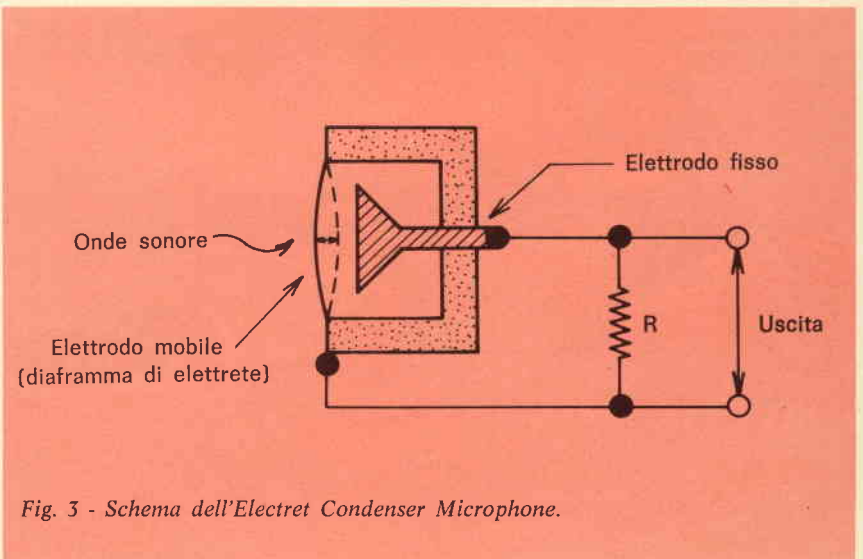


Fig. 3 - Schema dell'Electret Condenser Microphone.

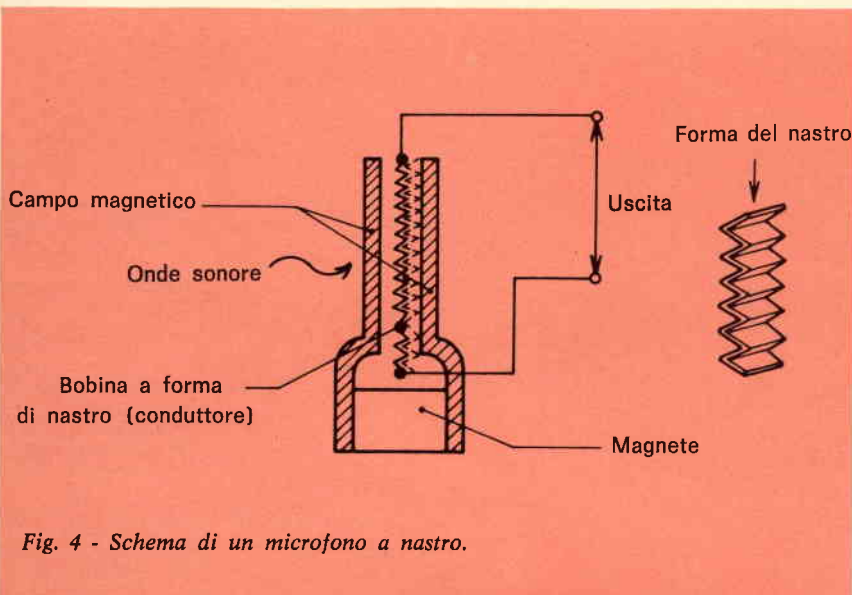


Fig. 4 - Schema di un microfono a nastro.

stessa fedeltà. Poiché non richiede un alimentatore di polarizzazione ad alta tensione, può funzionare con una bassa tensione quando viene accoppiato ad un amplificatore FET.

L'Electret Condenser Microphone, di conseguenza, può essere molto compatto, solido e di semplice costruzione pur mantenendo le superbe prestazioni dei microfoni a condensatore.

Il suo costo, inoltre, può essere ridotto allo stesso livello di quello dei normali microfoni dinamici. Dal suo lancio sul mercato qualche anno fa, da parte della SONY Corporation, l'Electret Condenser Microphone è diventato tanto popolare

che già più di 3 milioni ne sono stati venduti in tutto il mondo.

Microfono a nastro

Il microfono a nastro - fig. 4 - funziona secondo gli stessi principi del tipo dinamico.

La differenza sta nel diaframma. Nel microfono a nastro, il conduttore è appiattito in forma di nastro, e serve anche da diaframma. Esso è detto anche microfono a velocità. Prima che il microfono a condensatore divenisse di uso comune il microfono a nastro è stato ampiamente sfruttato per uso professionale. Esso ha una qualità di suono che lo rende particolarmente adatto alla riproduzione della vo-

ce umana o di certi strumenti musicali. Tuttavia, il microfono a nastro è delicato e tende ad assorbire la polvere, e per queste ragioni, sta per essere completamente sostituito dal microfono a condensatore.

Microfono piezoelettrico (a cristallo o ceramico)

Questo tipo di microfono impiega un cristallo di sale di Rochelle o un elemento di titanato di bario (ceramico) che generano un potenziale elettrico quando vengono sottoposti a pressione meccaniche.

Come illustrato nella fig. 5, la sua costruzione è molto semplice. Il costo è basso ed il livello d'uscita è alto. A causa della rigidità meccanica del diaframma, le sue prestazioni sono molto limitate. I microfoni di questo tipo quindi vengono generalmente forniti in dotazione con i registratori di basso costo.

Microfono elettromagnetico

Detto anche a riluttanza variabile, questo tipo di microfono, fig. 6, è costituito da un giogo a magnete permanente, una bobina fissa, un diaframma ed un'armatura. Viene usato generalmente come microfono per apparati di protesi uditiva o come microfono nascosto e non è generalmente impiegato in tutti quei casi in cui si ha bisogno di un'alta qualità di suono.

Microfono a carbone

Il microfono a carbone - fig. 7 - venne realizzato molti anni fa e venne usato per molteplici applicazioni. A causa del rumore e della instabilità propri di questo tipo di microfono, esso non viene più usato eccetto che in telefonia.

CLASSIFICAZIONE BASATA SULLA DIREZIONALITA'

Questa classificazione è basata sulle variazioni di sensibilità risultanti dall'angolazione con cui il suono raggiunge il microfono.

Microfono omnidirezionale

Immaginiamo, osservando la figura 8, che un suono provenga dalla direzione A, e che il microfono

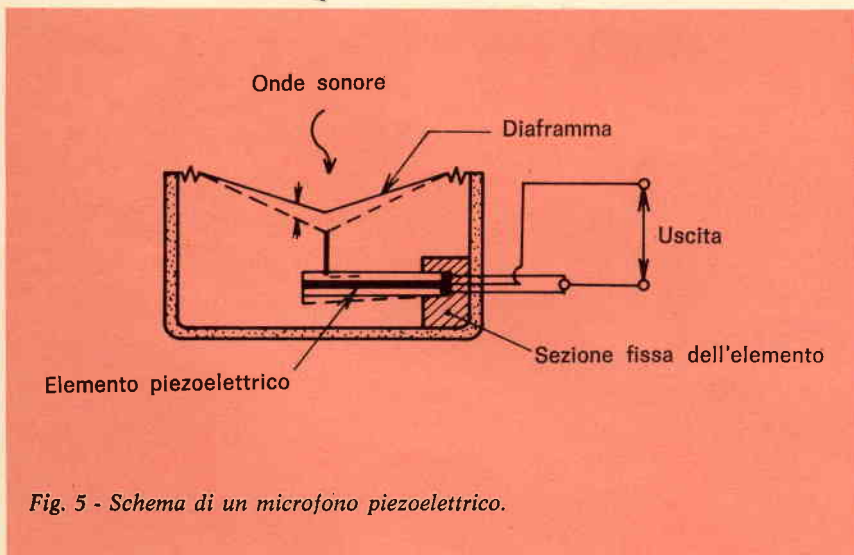


Fig. 5 - Schema di un microfono piezoelettrico.

abbia un'uscita di 10 mV. Se un suono dello stesso livello viene emesso anche dalle direzioni B, C e D ed il microfono da la stessa uscita di 10 mV, il microfono viene detto omnidirezionale o non direzionale. Questo microfono, inoltre, a causa del suo principio di funzionamento, è detto «a pressione».

Il microfono omnidirezionale fornisce lo stesso segnale indipendentemente dalla direzione di provenienza del suono.

Questo tipo di microfono è molto adatto per uso comune.

E' inoltre particolarmente adatto ad essere usato da chi non abbia alta esperienza nell'impiego di microfoni o per raccogliere tutti i suoni di un ambiente durante registrazioni dal vivo. Tuttavia, poiché non è possibile puntare il microfono omnidirezionale verso una sorgente sonora, non è adatto a raccogliere suoni particolari in un ambiente con molto rumore o reazioni acustiche. E' bene sapere inoltre che il microfono omnidirezionale dà pochi rumori «di schiocco» e non dimostra l'effetto di prossimità che accentua le basse frequenze quando certi microfoni vengono posti troppo vicino alla sorgente del suono.

Microfono unidirezionale (o cardioide)

A differenza del tipo omnidirezionale, un microfono direzionale ha una sensibilità che varia a seconda della direzione di provenienza del suono. Se un segnale sonoro di uguale livello proviene al microfono dalle direzioni A, B, C e D, - figura 10 - e l'uscita del microfono varia come segue, significa che il microfono è direzionale:

Direzione: A, B, C, D

Uscita del microfono: 6 mV, 15 mV, 6 mV, 1 mV.

Quando questi valori vengono trasferiti su di un grafico circolare il diagramma risultante acquista la forma di un cuore, in questo caso il microfono è detto unidirezionale o cardioide.

A differenza del microfono omnidirezionale, questo microfono è sensibile solo ai suoni provenienti da certe direzioni.

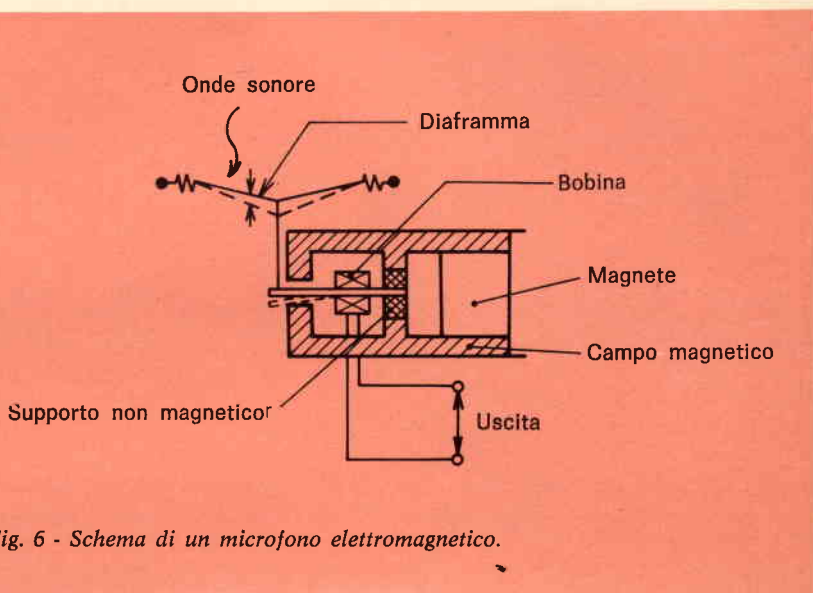


Fig. 6 - Schema di un microfono elettromagnetico.

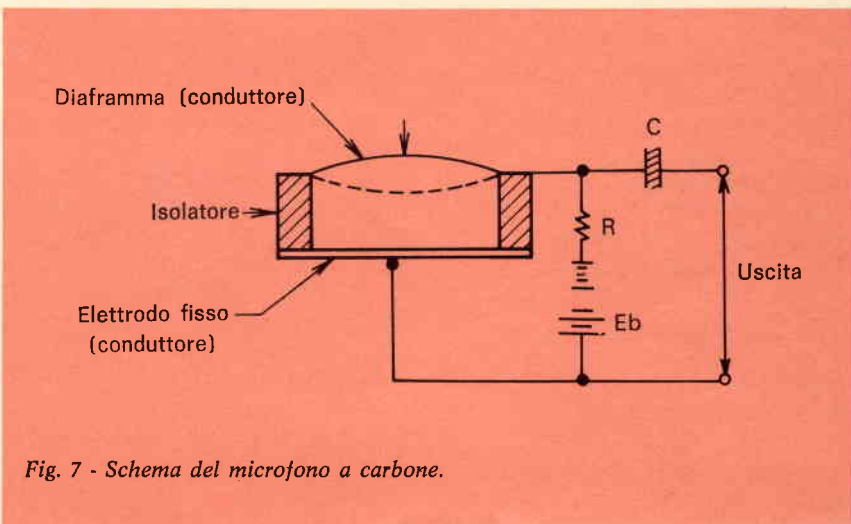


Fig. 7 - Schema del microfono a carbone.

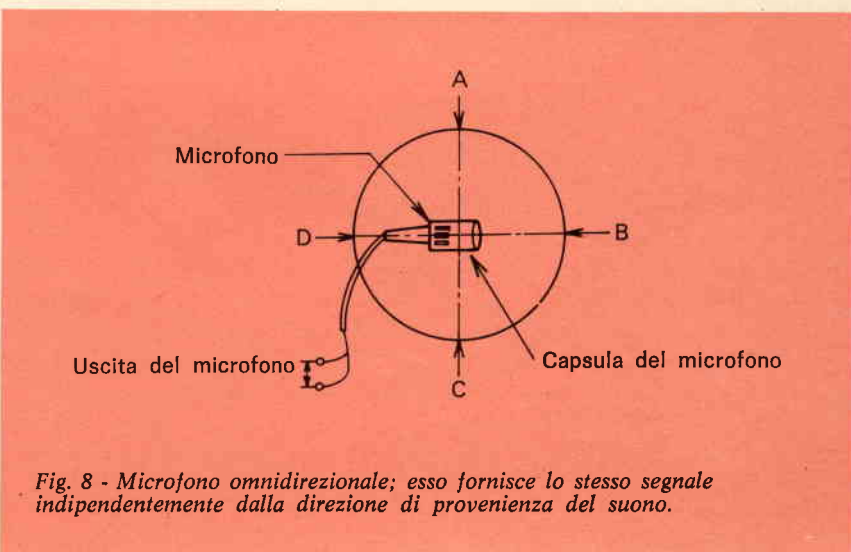


Fig. 8 - Microfono omnidirezionale; esso fornisce lo stesso segnale indipendentemente dalla direzione di provenienza del suono.

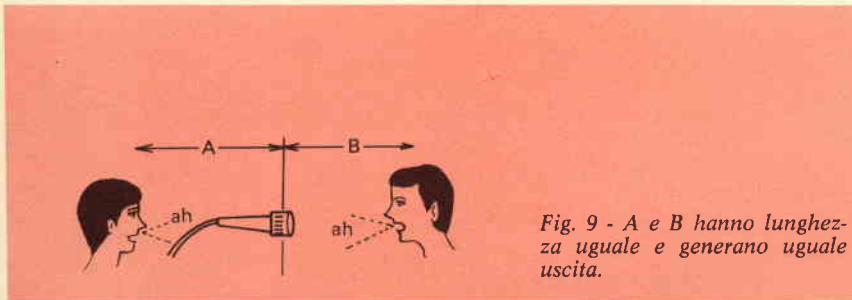


Fig. 9 - A e B hanno lunghezza uguale e generano uguale uscita.

In tale modo, quando vi è molto rumore, è possibile puntare il microfono in una certa direzione per raccogliere i suoni desiderati ignorando i rumori non desiderati. La maggior parte dei microfoni oggi in uso sono di questo tipo. Quando si colloca il microfono unidirezionale vicino alla sorgente sonora si deve fare attenzione al fatto che esso è piuttosto soggetto ai rumori di «schiocco» ed ha la tendenza di accentuare le basse frequenze.

Microfoni bidirezionali

Quando il diagramma della direzionalità di microfono assume la forma tipica di un otto - figg. 11 e 12 - il microfono è detto bidirezionale. Questo tipo di microfono viene largamente usato negli studi radiofonici.

Microfono superdirezionale

Il microfono superdirezionale possiede un angolo direzionale molto stretto ed è molto adatto a raccogliere suoni provenienti da una ben precisa direzione.

Usando questo microfono, l'operatore può puntarlo verso la sorgente sonora desiderata. Poiché la sua sensibilità non è elevata quanto quella degli altri tipi di microfono, esso viene usato congiuntamente ad un amplificatore «booster». La figura 12 illustra il diagramma di direzionalità anche di questo microfono.

LIVELLO DI PRESSIONE SONORA

Il suono è generato da piccole variazioni di pressione nell'aria.

Quindi, la sua intensità viene misurata in «microbar», che vengono solitamente convertiti in dB SPL.

La più piccola variazione di pressione che una persona con udito normale può percepire come suono è di 0,0002 microbar alla frequenza di circa 1000 Hz.

A questa pressione si dà un valore di 0 dB SPL. Quando il suono aumenta, anche questo valore aumenta. L'intensità del suono durante una normale conversazione è di circa 70 dB SPL. Il rombo di un jet che passa a breve distanza può es-

sere di 130 dB SPL, al di là di questo valore le variazioni di pressione vengono percepite come dolore.

L'elenco qui sotto mostra il livello di pressione sonora media di varie sorgenti sonore:

- 130 dB = soglia del dolore
- 120 dB = jet durante il decollo (500 metri)
- 100 dB = Fortissimo di un'orchestra sinfonica
- 94 dB = livello di riferimento per misure microfoniche
- 60 dB = strada affollata
- 50 dB = ufficio
- 40 dB = stanza di soggiorno
- 30 dB = studio di registrazione
- 0 dB = soglia udibile

CARATTERISTICHE

Risposta di frequenza

La risposta di frequenza esprime le variazioni nel livello d'uscita di un microfono quando differenti frequenze audio a costante livello di pressione vengono applicate al diaframma.

Generalmente il microfono è tanto migliore quanto più vasta è la gamma fra la frequenza più bassa e quella più alta cui il microfono può rispondere e più lineare è la curva di risposta entro questa gamma.

Questa risposta in frequenza, influenza direttamente la qualità del suono.

Ad esempio, la mancanza di risposta alle gamme più acute riduce l'articolazione e la delicatezza del suono. Se invece è ridotta la gam-

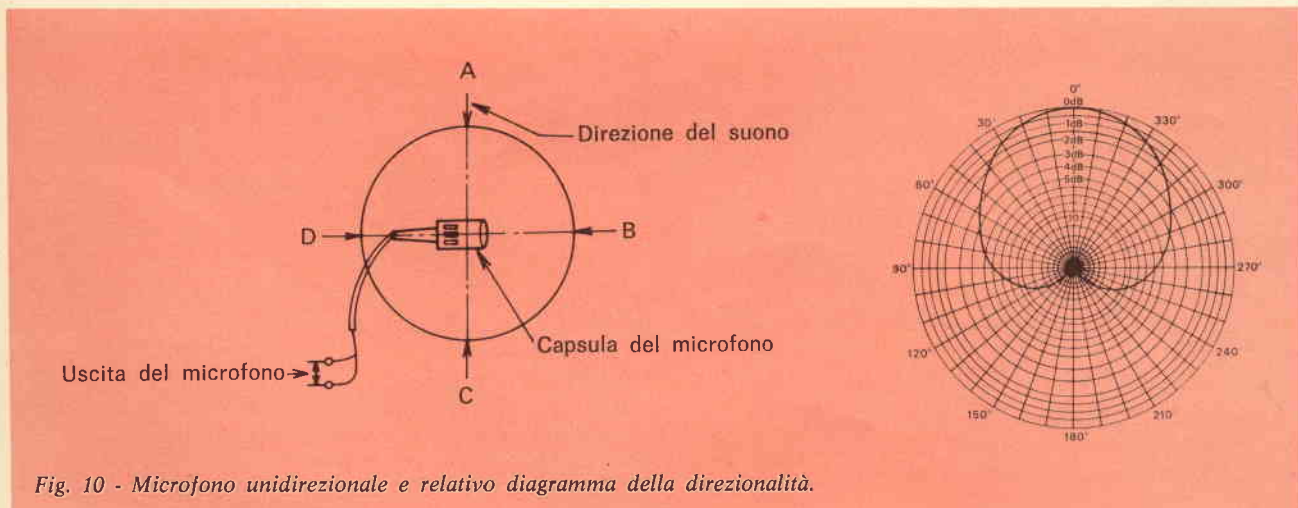


Fig. 10 - Microfono unidirezionale e relativo diagramma della direzionalità.

ma dei bassi, il suono diventerà metallico.

In alcuni casi, tuttavia, una risposta in frequenza limitata entro certi valori può dare migliori risultati. Quando, ad esempio, si esegue una registrazione in un ambiente rumoroso, la caduta sia delle basse che delle alte frequenze darà una maggior chiarezza di suono. Ed ancora, una leggera esaltazione di certe frequenze può dare un maggior effetto di «presenza» del suono.

In ogni caso, ognuno dovrebbe avere una certa familiarità con un microfono per poterlo sfruttare al meglio.

Sarebbe inoltre ideale poter scegliere il miglior tipo di microfono per ogni particolare applicazione.

Livello d'uscita (sensibilità)

Il livello d'uscita dei microfoni è dato dalla tensione sviluppata ai terminali d'uscita del microfono quando al diaframma viene applicato un certo quantitativo di pressione sonora e viene espresso in mV o in dB.

Solitamente la pressione sonora usata come riferimento è di 10 microbar (94 dB SPL) a 1000 Hz. Quando la tensione d'uscita di un microfono sottoposto a questi valori di prova è di 1 V si dice che il microfono ha una sensibilità di 0 dB.

Solitamente i microfoni a bassa impedenza hanno un'uscita di circa 2 mV (-54 dB) a seconda dei tipi di registratori o di miscelatori per cui sono stati studiati.

Poiché differenti costruttori possono usare differenti livelli di riferimento di pressione sonora, ed in alcuni casi viene anche usata la potenza in watt sotto un certo carico in luogo della tensione, è necessario sapere le condizioni di misura quando si debba confrontare la sensibilità di alcuni microfoni.

E' molto importante sottolineare che la sensibilità di un microfono ha poco a che fare con la qualità delle sue prestazioni.

In altre parole, non è sempre detto che un microfono molto sensibile sia anche un buon microfono. Anzi, una sensibilità troppo elevata può causare dei sovraccarichi agli amplificatori microfonici dei registratori ai miscelatori, ecc.

Impedenza d'uscita

Questa è l'impedenza interna del circuito d'uscita di un microfono misurata ai terminali d'uscita. Solitamente viene espressa in ohm a 1000 Hz. Un microfono può essere a bassa impedenza (meno di 600 Ω) o ad alta impedenza (10 k Ω o più). Il tipo a bassa impedenza, mentre fornisce un livello d'uscita relativamente basso, permette una maggior lunghezza di cavo fra il microfono ed il registratore, ecc. La situazione si capovolge con i modelli ad alta impedenza.

I microfoni a bassa impedenza venivano in passato usati quasi esclusivamente da coloro che ne facevano uso professionale. Tuttavia, dall'avvento del transistor, la cui impedenza d'entrata è più bassa di quella dei tubi a vuoto, i microfoni a bassa impedenza hanno acquistato una popolarità via via sempre più grande. Quando si usa un microfono ad alta impedenza, per evitare la caduta delle alte frequenze, la lunghezza massima del cavo deve essere di circa 5 m.

I microfoni a bassa impedenza permettono una lunghezza di cavo fino a 30 m ed anche più.

Esiste un grosso malinteso riguardo l'impedenza dei microfoni. Molte persone, compresi alcuni professionisti, pensano che l'impedenza d'uscita di un microfono si debba adattare all'impedenza d'entrata di un registratore, ecc.

In altre parole, essi pensano che un microfono da 250 Ω debba essere collegato ad un registratore o ad un miscelatore aventi una entrata da 250 Ω .

Ciò è completamente sbagliato. Fintanto che l'impedenza d'entrata è la stessa o è più grande dell'impedenza, del microfono, non vi è deterioramento del suono. Un microfono da 250 Ω può essere collegato ad un'entrata da 600 Ω senza alcun inconveniente.

Più importante dell'adattamento d'impedenza è l'adattamento di livello.

Un microfono dovrebbe fornire il giusto quantitativo di segnale ad un registratore, un miscelatore, ecc. Se il livello è troppo alto, ciò potrebbe causare distorsioni dovute al sovraccarico. Se il livello è insuffi-

ciente, il rumore potrebbe interferire con il segnale principale.

Impedenza e livello d'uscita

E' molto importante sapere che lo stesso microfono fornisce uscite diverse per impedenze d'uscita diverse.

Ad esempio, quando un microfono ha un livello d'uscita di -50 dB con un'impedenza d'uscita di 600 Ω , esso avrà un livello d'uscita di -60,8 dB con un'impedenza di uscita di 50 Ω .

In altre parole, più alta è l'impedenza, più alto è il livello d'uscita.

Quindi, quando si usa un microfono e lo si trova troppo «caldo», si può ottenere il giusto adattamento di livello scegliendo un'impedenza più bassa, se il microfono è provvisto di un circuito d'uscita a più impedenze.

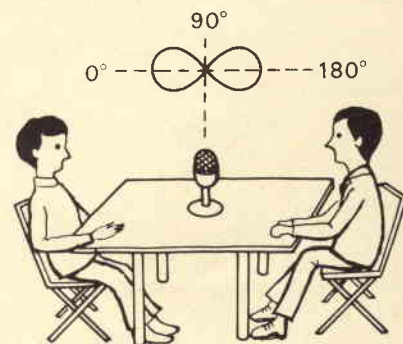


Fig. 11 - Esempio d'impiego di un microfono bidirezionale.

Terminali bilanciati e sbilanciati

Esistono due differenti tipi di terminali di microfono: quelli bilanciati e quelli sbilanciati. Il microfono bilanciato ha tre fili nel suo cavo: due per il segnale ed uno di schermo, mentre il microfono sbilanciato ha due fili per il segnale (terminale caldo) e di schermo massa. Non esistono essenziali differenze d'uso fra questi due tipi. Il tipo bilanciato è principalmente usato dai professionisti poiché possiede una maggior capacità di reiezione dei rumori e delle interferenze.

I microfoni bilanciati possono essere facilmente convertiti in sbilanciati intrecciando il filo di schermo ad uno di quelli per il segnale, ed usandoli come massa.

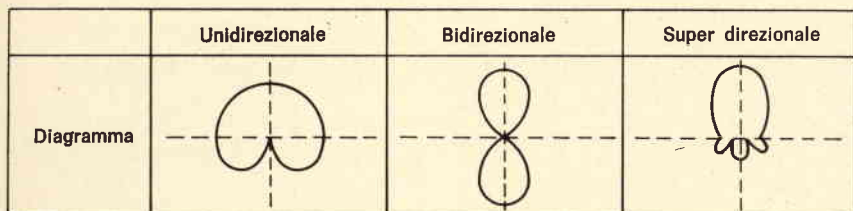


Fig. 12 - Diagrammi della direzionalità di un microfono unidirezionale, bidirezionale e superdirezionale.

Facendo ciò, quando si usano più di due microfoni con un registratore o con miscelatori, il terminale «caldo» dei cavi per il segnale, dovrebbe essere messo assieme con lo schermo allo scopo di evitare lo sfasamento.

Livello di rumore

a) Rumore proprio

Il rumore proprio è dato dalla tensione d'uscita del rumore generato dal microfono stesso in assenza di suoni. Esso è espresso come pressione sonora d'entrata equivalente in dB SPL. Solitamente questo valore si aggira sui 30 dB SPL; più piccolo è questo valore, migliore risulta il microfono.

Questo valore non deve essere confuso con il rapporto segnale/rumore, che è compreso solitamente fra il livello d'entrata di riferimento di 10 microbar, che è uguale a 94 dB SPL ed il livello di rumore proprio. Ad esempio, se il livello di rumore proprio di un microfono è pari a 30 dB SPL, il suo rapporto segnale disturbo è di 64 dB.

b) Rumore del vento

Il rumore del vento si genera quando i microfoni sono soggetti al vento, alla respirazione, ecc., e viene espresso dal valore medio della

uscita convertito nella pressione sonora d'entrata equivalente. L'eliminazione del rumore del vento, attraverso opportuni schermi, diventa essenziale quando si usa un microfono all'aperto.

c) Rumori d'induzione

Il microfono è un apparecchio molto sensibile. Esso può venire influenzato da sorgenti di rumore induttivo come accensioni, cavi che portino c.a. ad alta tensione o altre apparecchiature generanti campi elettrici in prossimità del microfono. Simili rumori dovuti a tali sorgenti sono detti rumori d'induzione ed espressi per mezzo del valore della tensione di rumore convertita nella pressione sonora equivalente.

Si deve prestare attenzione a non usare microfoni in vicinanza di luci d'alta intensità, registratori, apparecchi TV ecc.

Massima pressione sonora d'entrata

Nel microfono a condensatore, è incorporato un amplificatore a FET o a tubo a vuoto come traslatore d'impedenza. Poiché qualunque componente attivo si satura con una entrata eccessiva, si verifica una distorsione quando un microfono a condensatore viene esposto ad un suono troppo forte.

Massima pressione sonora d'entrata vuol dire massimo livello di suono applicabile ad un microfono entro una certa gamma di distorsione (solitamente 1%).

Esso viene espresso con l'intensità della pressione sonora convertita nell'equivalente livello di pressione sonora. Maggiore è questo valore, maggiore è il segnale d'entrata applicabile al microfono senza che si verifichino distorsioni di sovraccarico. Poiché le moderne tecniche di registrazione dei suoni vogliono che i microfoni siano collocati molto vicino alla sorgente dei suoni e poiché più un microfono è vicino alla sorgente dei suoni maggiore è la pressione sonora, si deve prestare molta attenzione a non sovraccaricare i microfoni a condensatore.

Recentemente gli specialisti della SONY hanno misurato i livelli di pressione sonora delle trombe, del pianoforte e dei piatti ad una distanza di 30 cm, ed hanno constatato che i valori di picco sono rispettivamente di 149 dB, 130 dB e 140 dB. Ragione per cui i moderni microfoni a condensatore dovrebbero avere una pressione sonora massima applicabile di almeno 150 dB SPL.

Gamma di dinamica

Nelle caratteristiche di un microfono la gamma di dinamica viene espressa in dB. Questa è il rapporto fra la massima pressione sonora di ingresso applicabile ed il livello di rumore proprio. Maggiore è questo valore, più ampio è il campo fra il suono più delicato e quello più forte che un microfono può percepire senza interferenze causate da rumori o distorsioni.



DEMISCELATORE DIREZIONALE «FILTRO PER CB»

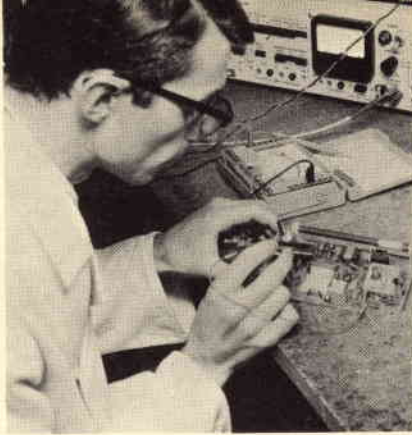
Tutti coloro che usano un trasmettitore funzionante nella gamma C.B., installato a bordo della propria autovettura, devono inevitabilmente affrontare il problema della seconda antenna, quando l'autovettura è munita anche di un apparecchio autoradio.

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.

Prezzo Netto Imposto L. 3.000





radiotecnica

ultima puntata di P. SOATI

I MODERNI RICEVITORI PROFESSIONALI E PER RADIOAMATORI

Concludiamo la descrizione del ricevitore professionale HRO-500 che, come è già stato detto, abbiamo ritenuto opportuno pubblicare per evadere molti dei quesiti che ci erano pervenuti su questo argomento. E' evidente che ormai i ricevitori di questo genere sono orientati verso dei sistemi circuitali simili a quelli che abbiamo descritto, specialmente per quanto concerne il sintetizzatore, un'unità che con i moderni mezzi di comunicazione è ormai indispensabile.

Questa ultima puntata la dedichiamo brevemente ad alcune misure e controlli che è possibile fare sul ricevitore con mezzi limitati.

Ovviamente non ci dilunghiamo invece nelle operazioni di messa a punto più impegnative che comportano un grado di preparazione a livello di laboratorio.

CONTROLLO TENSIONE

Alimentando il ricevitore con la rete ed il commutatore di funzione in posizione CAL, sul connettore J14 posto nella parte posteriore del telaio si dovranno leggere le seguenti tensioni:

Contatto 4: 12 V, 10%; contatto 6: 10 V 10%; contatto 7: 7,5 V, 10%; contatto 8: 5 V, 10%; contatto 9: $1,5 V \pm 1/2 V$; contatto 10: 8,5 V, 10%.

CONTROLLI DELL'AUDIO

Con il ricevitore predisposto come per la misura delle tensioni, collegare il misuratore di uscita alla presa cuffia o ai terminali da 3,2 Ω posti nella parte posteriore del te-

laio. In parallelo al misuratore connettere se possibile anche un oscilloscopio.

Applicare un segnale di 400 Hz da 0,06 V fra la massa ed il punto 18 del connettore J14. Regolare il comando audio fino a leggere sul

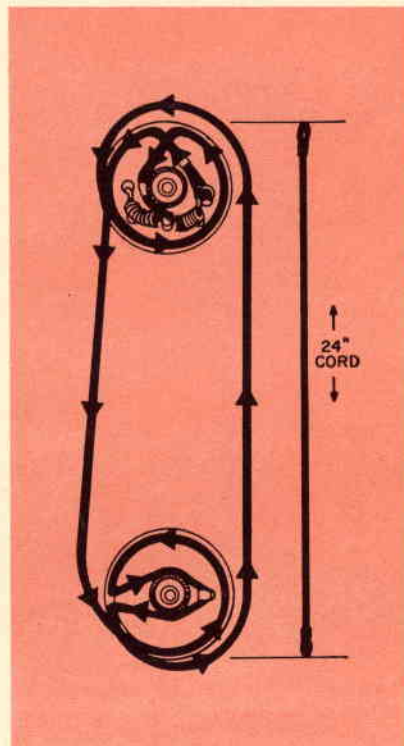


Fig. 1 - Disposizione della cordina per il comando del cambio di gamma del sintetizzatore.

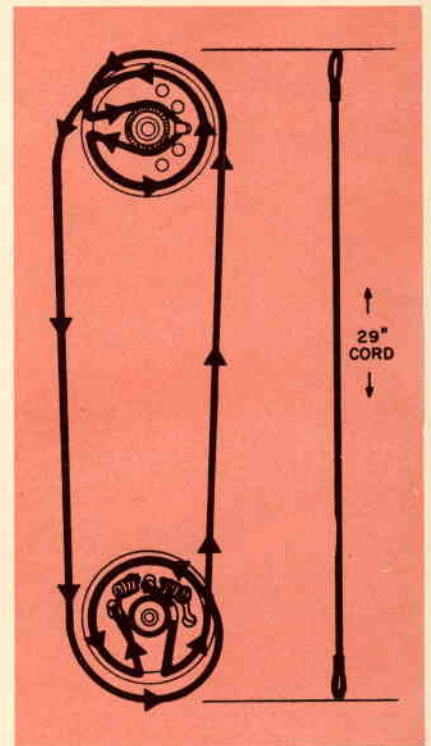


Fig. 2 - Disposizione della cordina per il comando della sintonia del sintetizzatore.

misuratore di uscita 2 W. A questo livello l'oscilloscopio non deve indicare pressoché alcuna distorsione.

Controllare anche la risposta audio a 100 Hz e 5,5 kHz osservando che il livello del segnale variabile sia costante. A potenza notevole non devono notarsi delle sensibili cadute.

ALLINEAMENTO DEL BFO A PRODOTTO

Con il ricevitore predisposto come in precedenza togliere dal suo zoccolo il transistor silenziatore (Q16) e spostare il commutatore di funzione nella posizione SSB.

Collegare il generatore di segnali AF, tramite un condensatore da 10 kpF alla base del transistor Q14. Iniettare un segnale di 230 kHz esatti e di 0,1 V non modulato. Connettere in uscita un altoparlante da 3,2 Ω e ruotare il regolatore del guadagno audio fino ad udire una nota. Collegare l'oscilloscopio alla presa J6 e regolare il nucleo L24 fino ad ottenere il battimento zero.

L'oscilloscopio dovrà indicare un livello di uscita del BFO non inferiore del 70% del massimo livello ottenibile.

Collegare il misuratore di uscita alla presa cuffia J7 e sintonizzare il generatore di segnali fin quando è possibile udire un battimento di 400 Hz circa. Regolare il nucleo T14 per la massima uscita del misuratore.

CONTROLLO DEL RIVELATORE AM

Collegare il generatore di segnali AF alla base del terzo transistor amplificatore di media frequenza Q14. Iniettare un segnale di 0,1 V alla frequenza di 230 kHz modulato al 30%. Collegare l'altoparlante ed il misuratore di uscita portando il commutatore di funzione nella posizione AM.

Il misuratore di uscita dovrà indicare un livello inferiore di 6 dB, rispetto le indicazioni ottenute nella posizione di SSB.

ALLINEAMENTO DELLA FREQUENZA INTERMEDIA 230 kHz

Dopo aver eseguito gli allineamenti precedenti, collegare il generatore di segnali AF alla base del transistor Q6 iniettando un segnale di 230 kHz con il commutatore di funzione nella posizione AM con larghezza di banda 8 kHz. Regolare nell'ordine i nuclei L23, T13, L20 e T10 per la massima inclinazione al misuratore di uscita.

Per evitare sovraccarichi, il livello del generatore AF deve essere diminuito gradatamente con l'aumentare del segnale in uscita.

ALLINEAMENTO DEL CIRCUITO DI REIEZIONE

Dopo aver eseguito le suddette operazioni applicare un segnale di 230 kHz, non modulato, alla base del transistor Q6 e regolare per una nota di battimento di 400 Hz circa, fissando la manopola del con-

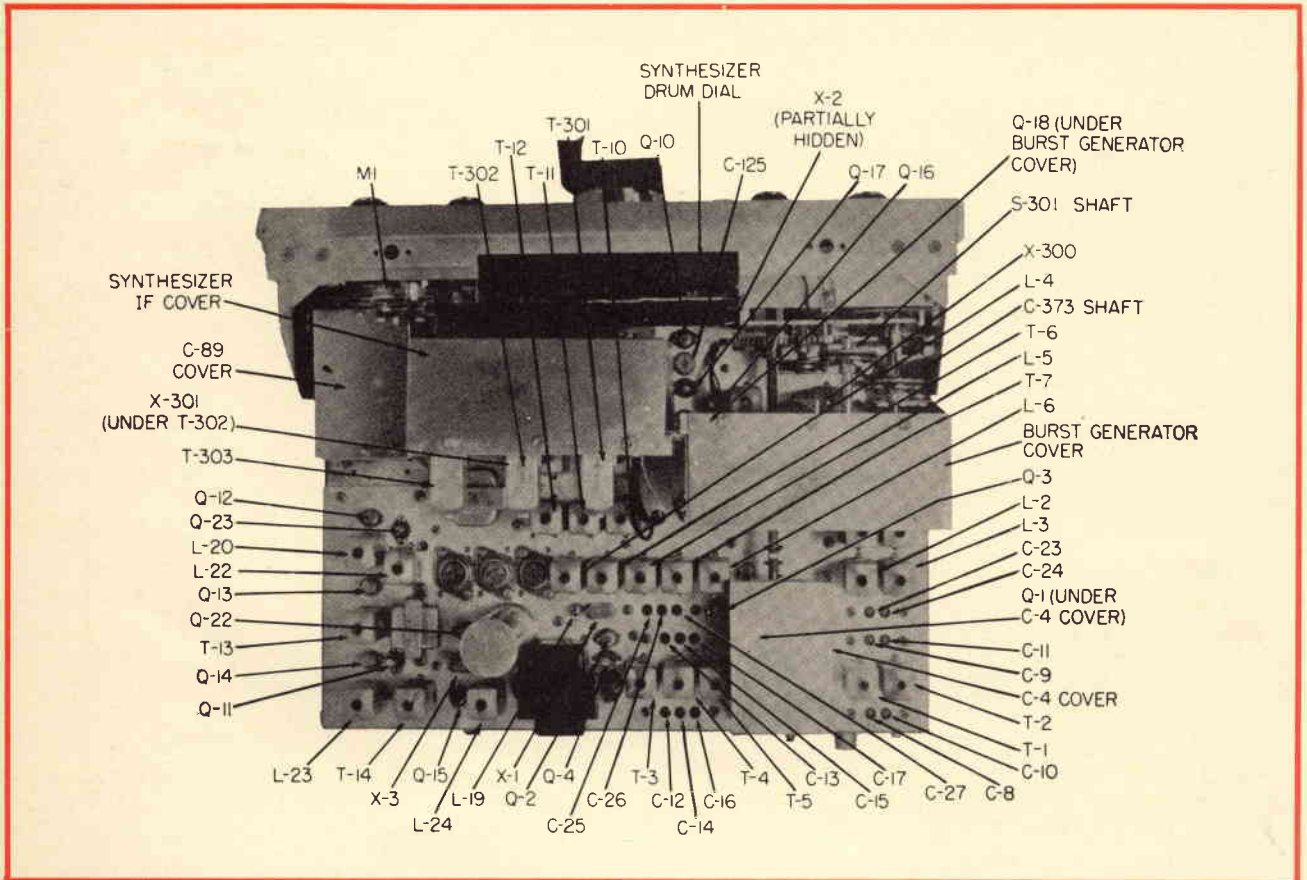


Fig. 3 - Il telaio del ricevitore HRO-500 visto dal lato superiore

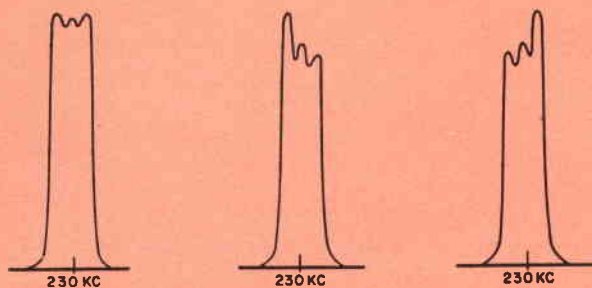


Fig. 4 - Regolazione e prova del filtro a 2,5 kHz. Curva relativa al corretto funzionamento del circuito. A destra due tipiche curve che denunciano un funzionamento anormale.

trollo di reiezione al centro.

Si noterà una caduta del livello audio e se necessario, aumentare il valore del segnale introdotto in modo da mantenere il segnale di uscita durante l'allineamento.

Regolare alternativamente il nucleo di L22 ed il cursore di R68 per la minima uscita audio. Le regolazioni dovranno essere proseguite finché si ottiene una attenuazione di circa 60 dB del livello audio tra la manopola posta sullo zero e sulla posizione off.

REGOLAZIONE FILTRO A 500 Hz E 2,5 kHz

Collegare il generatore alla base del transistor Q6 ed iniettare il segnale di 230 kHz modulato al 30% fino ad udire il segnale di 400 Hz.

Con il commutatore della larghezza di banda posto nella posizione 5 kHz, regolare i nuclei di T12 e T11 fino alla massima uscita indicata dallo strumento indicatore di livello del ricevitore.

ALLINEAMENTO DEI FILTRI A 500 Hz E 2,5 kHz

Effettuando l'allineamento del filtro a 500 Hz si avrà il contemporaneo allineamento del filtro a 2,5 kHz. Collegare il generatore di segnali AF attraverso il condensatore 0,01 alla base di Q6. Sarebbe opportuno disporre di un dispositivo meccanico di spazzolamento da applicare all'asse di sintonia del generatore per variane la frequenza a

cavallo del valore di 230 kHz da 6 a 8 kHz per lato.

L'uscita dovrà essere collegata all'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio. Tenere a zero la velocità di spazzolamento del motore e regolare la manopola in modo che la frequenza sia esattamente di 230 kHz comparandola possibilmente con un calibratore. Il centro del settore bianco del controllo di sintonia del passabanda dovrà essere portato fra 1,5 e 2 della scala LSB. Ruotare il controllo di sintonia del passabanda nel senso orario affinché il settore bianco sia centrato sullo zero.

Col commutatore della larghezza di banda nella posizione 0,5 kHz regolare l'uscita non modulata del generatore di segnali in modo da avere un'indicazione di circa metà scala dello strumento indicatore di livello. Regolare con cura i compensatori C108, C104, C101, C98, C95 e C94 per il picco, cioè per la massima indicazione dello strumento indicatore di livello di uscita.

FILTRO

Il controllo della sintonia del passabanda si deve eseguire portando questo comando al massimo, cioè verso destra, e regolando la manopola dello spazzolamento per la posizione di risposta. Ricontrollare il picco agendo nuovamente sui sei sopraccitati compensatori.

Successivamente occorre ruotare la sintonia del passabanda verso sinistra regolando nuovamente il generatore in modo da ottenere il picco di risposta. Rifare il picco dei sei compensatori prendendo nota,

- GRUPPI A.F.
- TRASFORMATORI DI M.F.
- INDUTTANZE
- TRASFORMATORI
- IMPEDENZE A.F. e B.F.



**SERGIO
CORBETTA**

20147 MILANO
Via Zurigo, 20
Tel. 41.52.961

- Catalogo a richiesta dietro invio di L. 500 in Francobolli

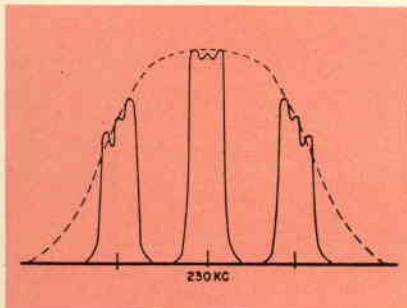


Fig. 5 - Curve di risposta del filtro e traccia riscontrabile sullo schermo oscillografico.

per ciascuno di essi dell'aumento o della diminuzione di capacità effettuata. Si è richiesta una capacità inferiore per ottenere la massima indicazione del misuratore, ciò significa che il settore di accordo di quel particolare compensatore (e ovviamente dell'induttanza ad esso associata), è troppo largo. Viceversa se la capacità richiesta è maggiore, il settore d'accordo è troppo stretto.

Riportare quindi ciascun compensatore, che non è stato ben regolato per il suo picco, nella posizione originaria e continuare o ruo-

tarlo al di là di quel punto fino ad ottenere una nuova posizione di prova. Rifare il picco con la relativa induttanza e ripetere il procedimento per ogni compensatore.

Quando sono state trovate le nuove posizioni dei compensatori che non erano stati ben regolati per il picco, riportare il controllo della sintonia del passabanda sul suo punto di massima rotazione destra (cioè per la massima frequenza), e ripetere il procedimento. La condizione finale soddisfacente si raggiungerà quando riportando il controllo passabanda nella sua massima rotazione a sinistra, nessun compensatore dovrà essere ritoccato.

REGOLAZIONE E PROVA DEL FILTRO A 2,5 kHz

Per effettuare questo controllo, occorre portare il commutatore della larghezza di banda su 2,5 kHz. Fare forcella con il controllo di sintonia del passabanda sullo zero del pannello e disporre il dispositivo meccanico di spazzolamento per

scansione al 1" ottenendo sull'oscilloscopio la traccia del filtro.

Il corretto funzionamento si avrà quando sullo schermo apparirà la curva sinistra della figura 4.

Qualora la traccia oscillografica corrisponda a quella indicata nella stessa figura a destra, sarà necessario regolare con cura il compensatore C101 e, se indispensabile, il compensatore C94.

Non devono essere invece più ritoccati di condensatori C108, C104, C98 e C95.

Per ovvie ragioni non ci inoltriamo nell'esame delle operazioni di allineamento degli altri circuiti. Sono queste infatti un insieme di operazioni che devono essere a conoscenza soltanto di coloro che siano in possesso oltre che del ricevitore in questione anche di un'adatta strumentazione da laboratorio.

Le note che abbiamo riportato più sopra invece possono essere della massima utilità anche a coloro che siano in possesso di ricevitori meno impegnativi del suddetto tipo ma con dispositivi di controllo simili.

è in edicola il n. 12 di elettronica oggi

**questi
gli articoli
più
interessanti**

Sistema di memoria olografica
I contatti reed
I motori passo-passo - parte II
Amplificatore per tensioni continue stabilizzato a chopper
Quadruplicatore di tracce
Televisione a colori - parte IX
Microfoni e radiomicrofoni professionali
Comando adattativo per macchine utensili
Gruppi di microcanali e loro applicazioni



**TUMP... TUMM... UK 260 NUOVO
BONGO ELETTRONICO**



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.
Al Prezzo Netto Imposto di L. 18.500

LE LAMPADE SOLIDE MINIATURIZZATE

a cura di L. BIANCOLI

Riferendoci all'articolo pubblicato nel numero di maggio del corrente anno, a pagina 811, dedicato alla tecnologia di questi nuovi e moderni componenti, riprendiamo l'argomento per chiarire - in questa occasione - i principi teorici sui quali si basano le loro caratteristiche. In particolare, oltre ad occuparci della loro struttura cristallina, ne descriveremo il comportamento in funzione dei parametri variabili, e chiariremo il principio in base al quale si ottiene la produzione di luce.

Il materiale adatto alla produzione di luce con il quale vengono allestite le lampade solide miniaturizzate consiste in un semiconduttore appositamente studiato. Per meglio comprendere il funzionamento di questi tipi di lampade, è però bene ricapitolare alcuni degli argomenti principali sui quali si basa appunto la teoria dei semiconduttori.

La maggior parte dei materiali si presta ad essere suddivisa in tre classi principali: i conduttori, i semiconduttori, ed i materiali isolanti. L'appartenenza ad una classe o all'altra da parte di un materiale dipende dalla sua maggiore o minore attitudine a condurre una corrente elettrica. Alcuni materiali possono essere considerati ottimi conduttori, mentre altri materiali, come ad esempio il vetro, possono essere considerati come isolanti, ossia come cattivi conduttori.

Tra le due principali categorie, consistenti appunto nei conduttori e negli isolanti, si trova quella che abbraccia tutti i semiconduttori. Di conseguenza, come il nome stesso

esprime, un semiconduttore non è altro che un materiale caratterizzato da una scarsa conduttività elettrica, indubbiamente minore di quella di un conduttore, ma migliore di quella di un isolante.

L'attitudine da parte di un materiale a condurre la corrente elettrica è proporzionale al numero di elettroni liberi che ciascuno dei suoi atomi contiene. I buoni conduttori sono costituiti da atomi che comprendono un gran numero di elettroni liberi, il che ne determina la elevata conduttività, e la resistività estremamente bassa. Quest'ultima è dell'ordine di milionesimi di ohm per centimetro.

Per contro, i materiali isolanti sono costituiti da atomi che presentano un numero ridottissimo di elettroni liberi, e quindi una bassa conduttività, ed una resistività assai elevata, ossia dell'ordine di diversi milioni di ohm per centimetro.

Come abbiamo stabilito dianzi, la categoria dei semiconduttori si trova tra i due estremi, come si può osservare nel disegno di **figura 1**, costituito da una scala lungo la quale è possibile reperire alcuni tra

i principali tipi di materiali considerati agli effetti della distinzione tra le tre categorie.

L'AGGIUNTA DELLE IMPURITA'

I semiconduttori che vengono usati in un dispositivo allo stato solido consistono all'inizio in materiali puri e preparati in laboratorio con molta cura, caratterizzati da una struttura tipicamente cristallina. Di solito, dal momento che i cristalli presentano una struttura atomica munita di un numero di elettroni liberi assai esiguo, i semiconduttori veri e propri sono sostanzialmente materiali a scarsa conduttività elettrica.

Tuttavia, un modo per ottenere la disponibilità di elettroni liberi consiste nell'aggiungere al cristallo piccoli quantitativi di un elemento estraneo. Questi materiali prendono il nome di «impurità», in quanto presentano strutture atomiche diverse da quelle del materiale che li ospita, per cui ne modificano le caratteristiche elettriche, compromettendo la purezza del cristallo.



Fig. 1 - Scala simbolica, tracciata per mettere in evidenza la graduale variazione della resistività e della conduttività, nel passaggio dai materiali conduttori a quelli isolanti, e viceversa.

L'ammontare delle impurità aggiuntive è generalmente assai esiguo, ed è di solito molto inferiore ad una parte per milione.

Sebbene questo livello di impurità sia così ridotto, considerandolo sotto un punto di vista relativo esso è tuttavia sufficiente per compromettere l'equilibrio naturale che sussiste tra il numero di «cavità» e quello di elettroni liberi, in un semiconduttore puro. Si rammenti che le cavità possono essere considerate come elementi opposti agli elettroni, nel senso che sono costituite dai «vuoti» che rimangono quando gli elettroni vengono asportati ad opera di una banda di valenza.

Per convenzione, esse vengono considerate come portatori di cariche positive, in quanto - in un campo elettrico - si comportano in modo esattamente opposto a quello col quale si comportano gli elettroni, che sono invece portatori di cariche negative.

SEMICONDUTTORI DI TIPO «n» E DI TIPO «p»

Per controllare le proprietà elettriche, ai cristalli semiconduttori vengono aggiunti due diversi tipi di impurità, più comunemente definite col termine di **elementi di drogaggio**, la cui presenza determina la formazione di giunzioni «p-n». Avremo tra breve occasione di descrivere sia pure succintamente le caratteristiche intrinseche di una

giunzione di questo tipo, e di citare il ruolo che essa svolge agli effetti della produzione di luce.

La prima delle due categorie, costituita da atomi **donatori**, provvede ad aggiungere elettroni supplementari alla struttura molecolare del semiconduttore, determinando in tal modo la produzione di un cristallo del tipo «n» (iniziale della parola «negativo»). La seconda categoria di impurità, definita col termine di atomi **accettori**, provvede al contrario a rimuovere una parte degli elettroni esistenti, per cui in pratica aggiunge alla struttura molecolare del semiconduttore delle cavità, determinando in tal modo la produzione di un cristallo del tipo «p» (iniziale del termine «positivo»).

Ne deriva in sostanza che quando un materiale presenta una quantità di elettroni liberi maggiore di quella normale, assume le caratteristiche di un materiale del tipo «n»; il materiale invece che presenta un eccesso di cavità assume le caratteristiche di un materiale del tipo «p».

GIUNZIONI «p-n»

Se due frammenti di materiale semiconduttore, di cui uno del tipo «p» ed uno del tipo «n», vengono uniti tra loro come si osserva alla **figura 2**, essi costituiscono ciò che viene normalmente definito col termine di «giunzione p-n» in corrispondenza della superficie di contatto. Dal momento che gli elettroni

liberi presenti su di un lato della giunzione e le cavità presenti sull'altro si influenzano a vicenda, si verifica una diffusione di cariche tra i due materiali. In pratica, accade che una parte degli elettroni liberi presenti del materiale del tipo «n» adiacente alla giunzione si diffonde attraverso quest'ultima, e tende a «riempire» le cavità presenti nel materiale del tipo «p». Questo procedimento di diffusione si verifica soltanto per un periodo di tempo assai breve, e si manifesta proprio nella regione della giunzione, che viene definita come regione di **transizione**. Lo spostamento di cariche che deriva dallo spostamento di elettroni determina la produzione di un campo elettrico, ossia di una regione di «carica spaziale».

Occorre ora notare che questo campo elettrico spontaneo non può essere misurato con l'aiuto di un voltmetro. Infatti, per poterne misurare la tensione, sarebbe necessario applicare dei contatti elettrici alle estremità del semiconduttore. A causa di ciò, si otterrebbe la produzione di altri due campi elettrici, dovuti alle variazioni che il materiale subisce in corrispondenza dei suddetti contatti. Il risultato esatto consiste nel fatto che tutti i campi elettrici tendono a neutralizzarsi tra loro.

Come si osserva alla citata **figura 2**, il materiale adiacente del tipo «p» acquista una piccola carica negativa a seguito dell'aumento degli elettroni liberi. Il materiale adiacente del tipo «n» sviluppa invece una piccola carica positiva, proprio a causa del fatto che perde una parte dei suddetti elettroni. Questa carica spaziale, detta anche **gradiente di potenziale**, impedisce l'ulteriore diffusione di cariche elettriche attraverso la giunzione «p-n».

La lieve carica negativa indotta nel materiale di tipo «p», adiacente alla giunzione, respinge qualsiasi altro elettrone libero presente nella zona, impedendogli di passare sul lato opposto della giunzione. Questo gradiente caratteristico di potenziale prende anche il nome di **barriera di potenziale**, **barriera di energia**, **strato dipolo**, **barriera della giunzione**, **strato di esaurimento** o di **neutralizzazione**, ecc.

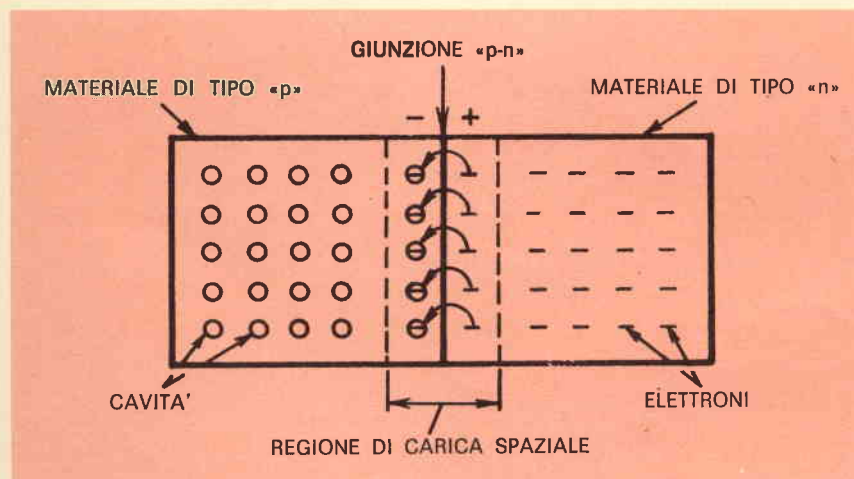


Fig. 2 - Distribuzione schematica degli elettroni e delle cavità in una giunzione costituita dall'accostamento tra due regioni, di cui una del tipo «p» ed una del tipo «n».

Nell'esempio precedentemente considerato, abbiamo visto come può essere costituita una giunzione del tipo «p-n» unendo tra loro due materiali, di cui uno del tipo «p» e uno del tipo «n». Questo metodo è però in pratica inefficiente ed inattuabile. In realtà, la giunzione del tipo «p-n» viene prodotta in un unico cristallo introducendo nella sua struttura molecolare diversi tipi di impurità, ossia formando delle leghe, oppure con un procedimento tecnico detto di «crescita». Ad esempio, una parte di uno stesso cristallo semiconduttore può essere drogata con l'aggiunta di atomi donatori (lato «n»), mentre la parte restante può essere drogata con l'aggiunta di atomi accettori (lato «p»). La barriera di potenziale apparirà in tal caso in corrispondenza della giunzione «p-n», così come si è detto prima. Questa barriera che viene a formarsi viene normalmente definita col termine di «gradino» di potenziale o di energia.

IL FLUSSO DI CORRENTE

Applicando tra le sue estremità una tensione esterna, è possibile provocare attraverso una giunzione del tipo «p-n» il passaggio di una corrente elettrica. Normalmente, la sorgente di tensione usata determina una corrente continua, fornita da una batteria. Un terminale di quest'ultima viene applicato ad un lato del cristallo semiconduttore, mentre il terminale opposto viene applicato all'altro lato del cristallo semiconduttore. Partendo dal presupposto che la tensione applicata abbia il valore appropriato, la polarità del collegamento alla batteria determina la **polarizzazione diretta** (con la conseguenza del passaggio di una corrente di intensità apprezzabile), oppure la **polarizzazione inversa** (con la conseguenza del passaggio di una corrente di intensità assai esigua) attraverso il semiconduttore; entrambi questi due effetti sono la conseguenza immediata della presenza della carica spaziale, ossia della barriera di potenziale.

Ad esempio, supponiamo che il terminale positivo della batteria venga collegato al lato «n» del cristallo semiconduttore, e che il ter-

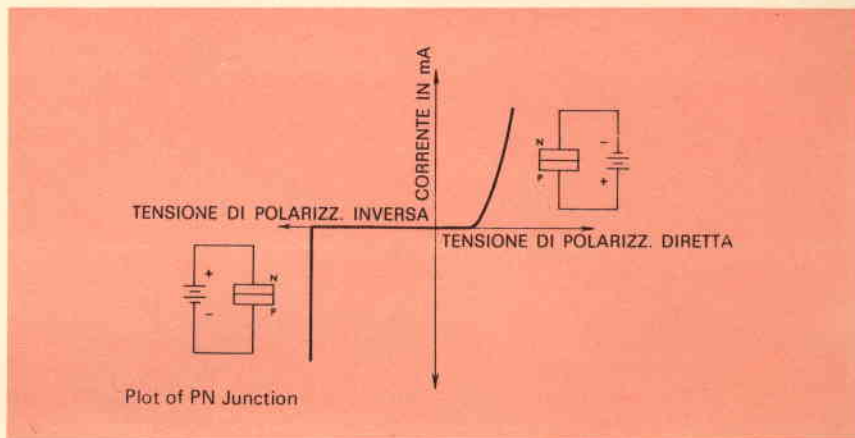


Fig. 3 - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra l'intensità della corrente che scorre in una giunzione «p-n», espressa in milliamperè, e la polarizzazione diretta o inversa.

minale negativo venga invece collegato al lato «p» dello stesso. In tali circostanze, gli elettroni liberi presenti sul lato «n» vengono spinti lontano dalla giunzione, e tendono a raggiungere il terminale della batteria. Gli elettroni provenienti dal terminale negativo della batteria scorrono attraverso il lato «p», e riempiono le cavità durante il loro spostamento verso la giunzione. Ne deriva che la barriera di potenziale della carica spaziale aumenta di intensità, fino a raggiungere approssimativamente la tensione fornita dalla batteria. Dal momento che in tali condizioni non esiste una differenza di potenziale notevole, l'intensità della corrente che scorre risulta trascurabile. Si dice allora che la giunzione viene polarizzata in senso inverso.

Se invece si capovolge la polarità della batteria, facendo in modo che il terminale positivo venga messo in contatto con il lato «p» della giunzione, e che il terminale negativo venga invece collegato al lato «n», accade che gli elettroni provenienti dal terminale negativo entrano decisamente nel lato «n», e scorrono verso la giunzione. Gli elettroni presenti nel lato «p» presso il terminale positivo si separano dai loro legami, e scorrono attraverso la batteria lasciando al loro posto delle cavità. Di conseguenza, la barriera di potenziale della carica spaziale diminuisce assumendo un valore minimo, il che permette agli elettroni di passare dal lato «n» al lato «p» attraverso la regione della carica spaziale, ossia attraverso

la giunzione, e di scorrere attraverso il lato «p» fino a tornare al terminale positivo della batteria.

Quanto sopra costituisce un ciclo completo di flusso di elettroni o di corrente, che si manifesta quando la giunzione è polarizzata in senso diretto.

L'EFFETTO «DIODO»

Dal momento che questo dispositivo a giunzione munito di due elettrodi conduce corrente più facilmente in un senso che non nell'altro, esso si comporta alla stessa stregua di un elemento rettificatore, ossia di un diodo. Di conseguenza, se tra le sue estremità viene applicata una tensione alternata, il passaggio di corrente si manifesta normalmente attraverso la giunzione quando la polarizzazione risulta diretta, ossia durante ciascun semiperiodo della tensione alternata, mentre cessa praticamente di scorrere durante ciascun semiperiodo successivo nel corso del quale la polarizzazione risulta invece inversa. La **figura 3** rappresenta graficamente le due diverse condizioni di polarizzazione, ed esprime anche le relazioni che intercorrono tra la tensione e la corrente, internamente alla giunzione.

Il passaggio di una corrente eccessiva attraverso la giunzione, quando questa è polarizzata in senso diretto, può arrecare danni alla sua struttura molecolare, a causa del surriscaldamento. Per contro, l'applicazione di una tensione eccessiva in condizione di polarizzazione

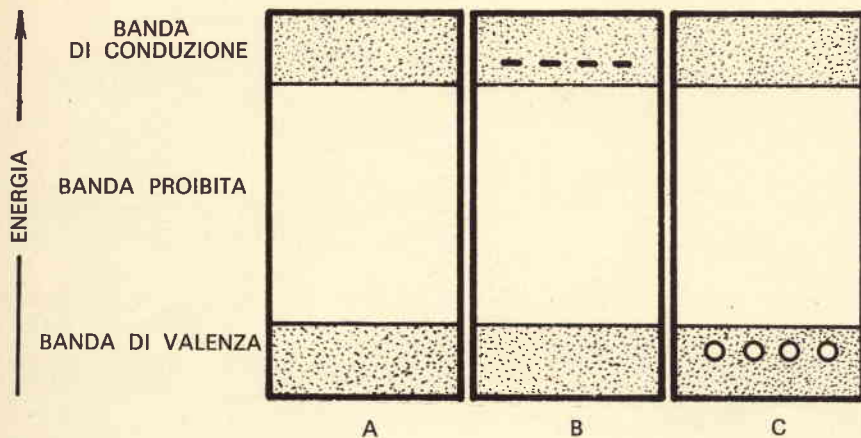


Fig. 4 - Il grafico chiarisce in quale modo viene dissipata l'energia elettrica in una giunzione, rispetto alle tre bande dette di conduzione, proibita e di valenza, in giunzione di tre diverse condizioni, contraddistinte A, B e C.

inversa può del pari danneggiare il cristallo, in quanto può essere superato il valore della cosiddetta tensione di rottura o di perforazione, con la conseguente manifestazione di una corrente inversa di intensità eccessiva.

LE BANDE DI ENERGIA

In conformità alle moderne leggi fisiche, un elettrone che ruota in un'orbita di un atomo può assumere soltanto determinati livelli di energia. Inoltre, è impossibile che si manifestino valori di energia tra questi livelli specifici. Quanto sopra sussiste però soltanto nei confronti di un atomo libero. Una volta che questo atomo sia legato ad un altro in un materiale solido, i suoi elettroni influenzano quelli degli atomi adiacenti, e sono da essi influenzati. I livelli di energia am-

missibili si confondono con le bande di energia ammissibile. Queste bande di energia presenti nella struttura solida si separano, come abbiamo visto in precedenza, a causa delle bande di energia proibite agli elettroni.

Dal momento che qualsiasi sistema tende sempre a raggiungere una posizione di equilibrio, col livello di energia inferiore, gli elettroni riempiono le bande di energia dal basso verso l'alto. In un semiconduttore puro esistono due bande che sono di particolare interesse agli effetti del procedimento di conduzione. Per l'esattezza, si tratta della **banda di conduzione** e della **banda di valenza**, separate tra loro da un'altra «banda», denominata **banda proibita**, nella quale non possono essere presenti elettroni, come si osserva nella sezione A di figura 4.

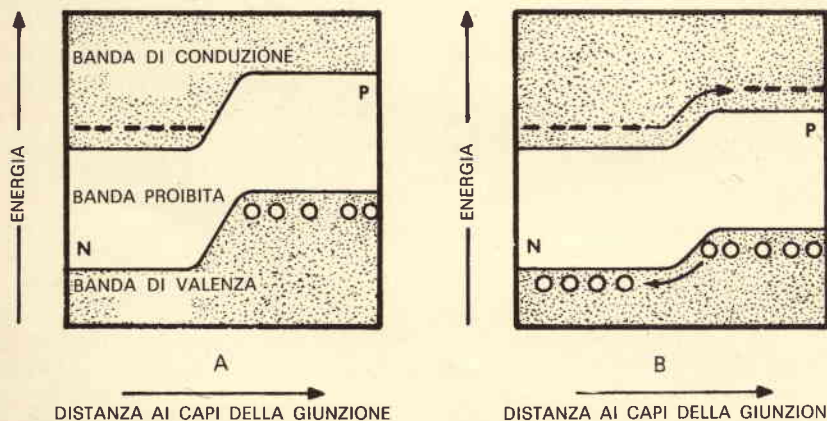


Fig. 5 - Altro grafico illustrante i fenomeni dovuti alla presenza delle tre bande. In A è evidenziato lo stato che sussiste senza che alcuna tensione venga applicata ai capi della giunzione, mentre in B è rappresentato ciò che accade quando la giunzione, viene polarizzata mediante una tensione esterna.

La banda di valenza è naturalmente la banda più alta che viene riempita, mano a mano che gli elettroni soddisfano le varie condizioni. Con temperature che si approssimano allo zero assoluto, questa banda viene riempita soltanto con gli elettroni che abbandonano la banda successiva più alta, in quanto la banda di conduzione si svuota completamente di qualsiasi portatore di cariche libere.

Se la banda più alta contenente elettroni risulta completamente piena, la conduzione non può verificarsi in quanto se un elettrone si spostasse dalla sua posizione originale in un'altra posizione all'interno della banda, spingerebbe l'elettrone che occupa la seconda posizione, costringendolo a ritornare nella sua posizione precedente. Di conseguenza, non si avrebbe alcun passaggio vero e proprio di cariche, e quindi non si avrebbe un passaggio di corrente. L'unico modo col quale la corrente può scorrere in un materiale dipende dal fatto che la banda di conduzione sia parzialmente riempita di elettroni, poiché — in tal caso — essi possono muoversi liberamente internamente alla banda. In altri termini, essi sono più costretti a muoversi mediante semplici spostamenti di scambio.

L'aggiunta al semiconduttore puro di impurità costituite da atomi donatori determina — come sappiamo — la produzione di un cristallo del tipo «n». In condizioni di equilibrio termico, questo cristallo del tipo «n» contiene elettroni liberi nello stato più basso della banda di conduzione, come si osserva nella sezione di B di figura 4.

Se invece ad un cristallo semiconduttore puro si introducono delle impurità costituite da atomi accettori, si determina la produzione di un cristallo del tipo «p». In tal caso, una parte degli elettroni presenti negli stadi più alti della banda di valenza si trasferiscono negli atomi accettori, lasciando delle cavità corrispondenti, come si osserva nella sezione C della figura 4.

INIEZIONE DI PORTATORI MINORITARI

Per consentire la produzione di luce da parte di una giunzione semi-

conduttrice, è necessario svolgere un processo in due fasi distinte. Si tratta in sostanza del procedimento detto di **iniezione** e di **ricombinazione**. Naturalmente, considereremo innanzitutto la fase di iniezione del procedimento.

La **figura 5** illustra in **A** la posizione relativa delle bande di energia del lato «p» e del lato «n» di un cristallo semiconduttore, prima che venga applicata una tensione esterna. Nel passaggio dal lato «n» al lato «p», si noti il gradino di potenziale o barriera, del quale si è detto dianzi.

Questo diagramma di energia si trova in equilibrio termico, per cui non si manifesta alcun passaggio di corrente attraverso la giunzione. Per meglio comprendere quanto sopra, vale la pena di confrontare questa parte della **figura 5 (A)**, con le sezioni **B** e **C** della **figura 4**.

Se si applica ai capi della giunzione una tensione di polarizzazione diretta di valore sufficiente, mediante il collegamento ad una batteria esterna, il gradino di potenziale si riduce, compromettendo l'equilibrio di distribuzione delle cariche, come si osserva nella sezione **B** della **figura 5**. In tale circostanza, gli elettroni passano dal lato «n» al lato «p» all'interno della banda di conduzione (mentre le cavità scorrono naturalmente in direzione opposta internamente alla banda di valenza). Quanto sopra è un fenomeno comunemente definito col termine di iniezione di portatori minoritari (ossia eccitazione), e comporta inevitabilmente la dissipazione di una certa quantità di energia.

L'iniezione di portatori minoritari è un termine che sembra piuttosto fantasioso nei confronti di un procedimento abbastanza semplice. Infatti, in un primo tempo i portatori di cariche (cavità ed elettroni) vengono costretti a spostarsi. Gli elettroni si spostano (ossia vengono iniettati) in un materiale del tipo «p», nel quale sono presenti cariche maggioritarie, che non sono altro che cavità per definizione. Di conseguenza, questo spostamento di elettroni prende il nome di iniezione di portatori minoritari. A loro volta, le cavità vengono iniettate nel materiale di tipo «n», dove le cariche maggioritarie presenti sono

costituite dagli elettroni. Questo movimento di cavità è analogamente un'iniezione di portatori minoritari in un materiale del tipo «n».

RICOMBINAZIONE

L'iniezione di portatori minoritari determina la presenza di portatori minoritari in maggior numero di quanti ne esistano in condizioni di semplice equilibrio termico. Di conseguenza, questi portatori in eccesso devono eventualmente sparire ricadendo nello stato di vuoto presente nella banda di valenza. Qui gli elettroni si combinano con le cavità, per cui entrambi i portatori scompaiono. La conseguenza diretta è che nella regione della giunzione il lato «n» perde un elettrone, mentre il lato «p» perde una cavità.

Tuttavia, l'applicazione della ten-

LA PRODUZIONE DI LUCE

La ricombinazione, così come è stata precedentemente definita, rappresenta il procedimento durante il quale può avere luogo la produzione di luce. Nelle lampade allo stato solido, il meccanismo attraverso il quale la luce viene prodotta viene normalmente considerato come un fenomeno di elettroluminescenza di una giunzione «p-n», o più semplicemente come luminescenza della giunzione, o luminescenza di iniezione.

Non appena un elettrone si sposta dal fondo della banda di conduzione, e si ricombina con una cavità nella parte superiore della banda di valenza, produce una forma di energia che corrisponde alla larghezza della zona proibita. L'energia in tal modo liberata veniva ottenuta in origine da una batteria du-

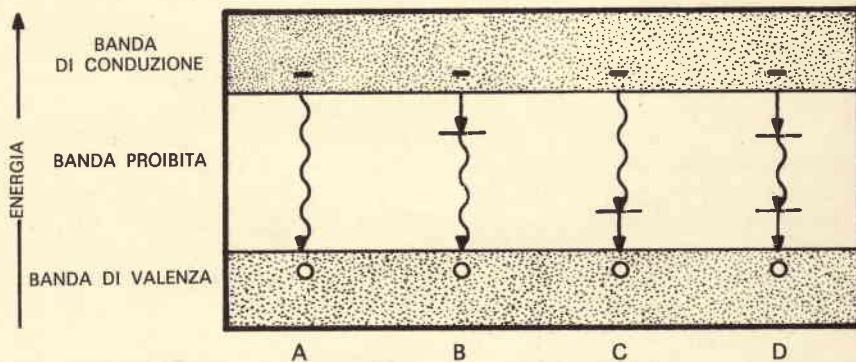


Fig. 6 - Sono qui illustrati i diversi procedimenti attraverso i quali avviene la produzione di luce da parte di una giunzione.

sione fornita dalla batteria esterna rifornisce questi portatori di cariche, aggiungendo un elettrone al lato «n» ed una cavità al lato «p». L'aggiunta di una cavità al lato «p» equivale però alla rimozione di un elettrone dalla banda di valenza quasi piena. A causa di ciò, l'effetto che ne deriva consiste nel passaggio di un elettrone dal terminale negativo della batteria, attraverso il semiconduttore, al terminale positivo, fino a raggiungere nuovamente l'interno della stessa batteria. In sostanza, il vero e proprio passaggio di corrente è una conseguenza dei procedimenti di iniezione e di ricombinazione, e continua a manifestarsi per tutto il periodo di tempo durante il quale ai capi della giunzione viene applicata la tensione fornita dalla batteria esterna.

rante l'eccitazione, quando cioè ciascun elettrone veniva pompato in uno stato ad energia più elevato.

La suddetta energia può manifestarsi sotto forma di energia termica (fononi), oppure sotto forma di energia luminosa, che si espleta sotto forma di **fotoni**. In quest'ultimo caso, la lunghezza d'onda della luce prodotta può essere determinata in base alla differenza del livello di energia che sussiste tra le due bande. Nella sezione **A** della **figura 6**, la luce prodotta viene illustrata mediante la freccia ondulata in rapporto al suddetto processo di radiazione da una banda all'altra.

Qualsiasi atomo, sia esso donatore o accettore, presente internamente alla struttura cristallina, si trova a determinati livelli nella regione proibita. Un elettrone, duran-

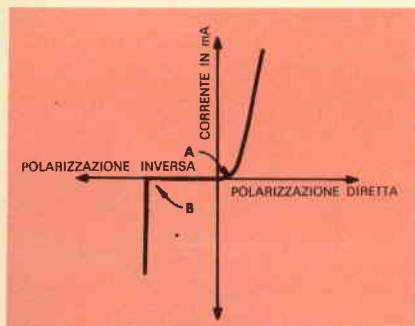


Fig. 7 - Rappresentazione grafica delle relazioni che intercorrono tra la tensione e la corrente, nei confronti di una giunzione, a seconda che la polarizzazione sia diretta o inversa.

te il procedimento che ne modifica il livello di energia, può essere temporaneamente intrappolato in uno di questi livelli. Per completare la ricombinazione, l'elettrone, che si trova in tal caso ad un livello discreto può successivamente ricombinarsi con la cavità di una banda di valenza. Come è possibile osservare nelle sezioni B o C nella stessa figura 6, la luce (fotone) prodotta è del pari illustrata mediante la freccia ondulata. La freccia diritta denota invece la quantità di calore che viene prodotta contemporaneamente.

A volte, la ricombinazione avviene in tre fasi successive. In primo luogo, un elettrone viene catturato ad opera di un livello donatore, ed una cavità viene invece catturata ad opera di un livello accettore.

Successivamente, i due portatori si ricombinano in un modo del tutto particolare, che viene definito col termine di ricombinazione tra coppie di elementi donatori ed accettori. Quanto sopra viene illustrato simbolicamente nella sezione D della figura, nella quale si nota la produzione di luce e di calore simultaneamente.

Questo processo prende anche il nome di ricombinazione di irradiazione, che costituisce il fenomeno in base al quale viene prodotta la luce nelle lampade allo stato solido di cui ci stiamo occupando.

Il termine di elettroluminescenza per iniezione può a questo punto essere compreso più facilmente; gli elettroni e le cavità vengono iniettati in una giunzione «p-n» mediante l'applicazione di un campo elettrico. Mano a mano che le cavità e gli elettroni si combinano nella regione della giunzione, viene liberata una certa quantità di energia, che determina appunto il fenomeno della luminescenza, ossia della produzione di luce mediante ricombinazione per irradiazione.

L'energia luminosa di uscita che viene fornita da una lampada allo stato solido varia col variare della intensità della corrente che passa attraverso l'elemento semiconduttore. Se la tensione applicata alla lampada (polarizzazione diretta) aumenta, aumenta anche l'intensità della corrente che scorre attraverso

il dispositivo, come si osserva alla figura 7. Analogamente, aumenta la intensità della luce prodotta con lo aumentare della tensione.

La tensione di soglia, indicata dalla lettera «A» nel grafico di figura 7 costituisce il punto in corrispondenza del quale ha inizio la produzione di luce. Il punto «B» rappresenta invece il punto di rottura relativo alla polarizzazione inversa, anche in tali condizioni è possibile produrre luce ma a seguito di un fenomeno diverso, noto come **ionizzazione di impatto**. Si tratta di un modo a scarso rendimento, che può provocare fenomeni di riscaldamento all'interno della lampada; questi fenomeni — a loro volta — possono avere conseguenze disastrose agli effetti della integrità del cristallo.

Il semiconduttore munito della giunzione «p-n» ad emissione di luce viene collegato alla base di un transistor, che costituisce il contatto inferiore sul lato «p». Un piccolo punto metallico presente sul lato «n» costituisce invece il contatto superiore.

Un conduttore metallico viene successivamente collegato tra il contatto del lato «n» ed il terminale isolato, per completare la connessione elettrica. Per consentire il necessario isolamento nei confronti dei collegamenti elettrici, ed anche per produrre il diagramma di radiazione voluto, si predispose solitamente un cappuccio trasparente realizzato con un materiale in grado di svolgere la funzione di una lente di condensazione al di sopra dell'elemento. In alcuni casi, questo cappuccio può essere sostituito da un corpo di materiale plastico che viene stampato direttamente sulla sommità del dispositivo, come si osserva alla figura 8.

Ciò premesso, la figura 9 è una rappresentazione schematica del fenomeno di produzione di luce ad opera di un cristallo semiconduttore che costituisce appunto una giunzione. A seguito dell'applicazione di una polarizzazione diretta, la luce viene prodotta in corrispondenza della giunzione, ed emana in tutte le direzioni, in corrispondenza dei bordi ed attraverso le superfici esterne del cristallo. Naturalmente, la luce non può passare attraverso

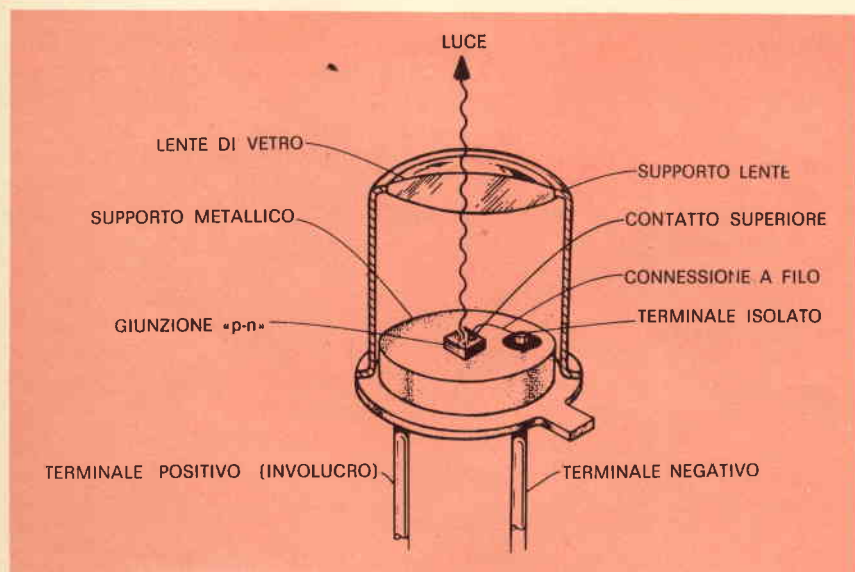


Fig. 8 - Struttura tipica di una lampada solida miniaturizzata.

le facce del cristallo se il materiale risulta opaco nei confronti della lunghezza d'onda della luce prodotta.

CONSIDERAZIONI SUL RENDIMENTO QUANTITATIVO

Nei cosiddetti materiali semiconduttori ad intervallo «diretto», il semplice procedimento di ricombinazione da banda a banda mantiene l'energia istantanea. In questi materiali è però possibile anche il procedimento di ricombinazione detto a **fasi multiple**.

Nei cosiddetti materiali ad intervallo «indiretto», il momento non viene mantenuto durante la ricombinazione. Di conseguenza, una unità di energia termica (fonone) viene emessa simultaneamente (oppure assorbita) allo scopo di mantenere il momento generale. Nei materiali ad intervallo «indiretto», il procedimento di ricombinazione in due fasi, illustrato alle sezioni B e C di figura 6, si verifica con maggiori probabilità, così come accade nei confronti del procedimento a tre fasi di cui alla sezione D della citata figura 6.

In sostanza, i materiali ad intervallo «diretto» sono intrinsecamente più efficienti come elementi per la produzione di luce, e possono essere usati per produrre emissioni del tipo laser.

Il rendimento quantitativo interno, identificato dalle sigle R.Q.I. può essere definito mediante la espressione che segue:

$$R.Q.I. = \frac{\text{Numero dei fotoni prodotti nella giunzione}}{\text{Numero degli elettroni che passano attraverso la giunzione}}$$

I rendimenti quantitativi interni dei materiali «diretti» possono essere dell'ordine del 100% con basse temperature di funzionamento. Nei materiali «indiretti», l'elettrone viene trattenuto in determinati livelli di intrappolamento, il che provoca la simultanea liberazione di fononi e di fotoni. A causa dei suddetti livelli di intrappolamento, e del percorso «indiretto» degli elettroni dalla banda di conduzione alla banda di valenza, il rendimento quantitativo dei materiali «indiretti» è solitamente inferiore a quello dei materiali «diretti». Per queste, e per

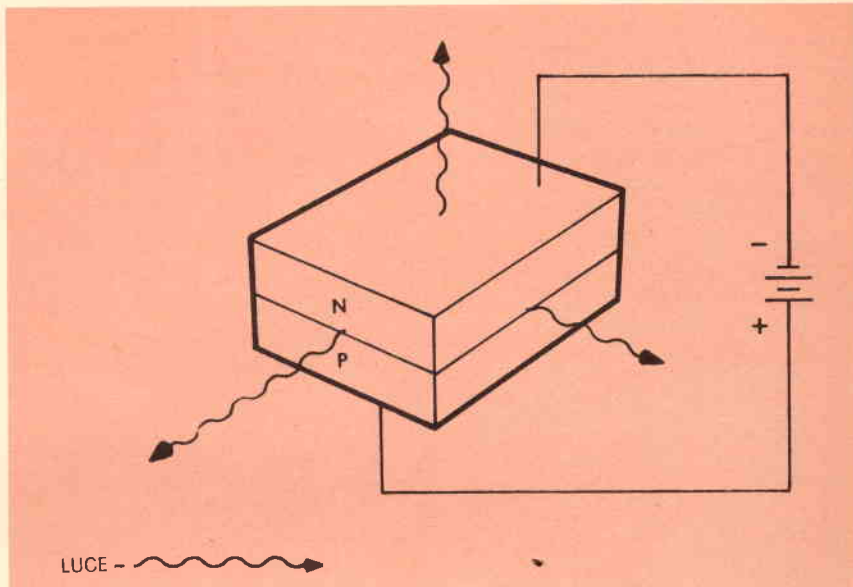


Fig. 9 - Principio dell'emissione di luce da parte di una giunzione «p-n», a seguito dell'applicazione di una tensione adeguata tra i suoi elettrodi.

molte altre ragioni, si può affermare che la probabilità che i materiali «diretti» siano in grado di produrre raggi laser è maggiore di quella che si riscontra nei confronti dei materiali «indiretti».

Il tipo di rendimento più importante nei confronti degli utenti di lampade allo stato solido è quello che può essere misurabile direttamente, ossia il rendimento esterno.

Esso è costituito dai seguenti parametri:

- 1 - Rendimento interno - processo di ricombinazione.
- 2 - Assorbimento interno - materiale fondamentale.
- 3 - Riassorbimento - angolo critico.
- 4 - Resistenza di contatto - caduta di tensione, riscaldamento.
- 5 - Perdite nella confezione - lente di condensazione, ecc.
- 6 - Resistenza di massa - materiale fondamentale.

Il rendimento interno dipende notevolmente dalla purezza dei materiali e dai controlli sul procedimento, come pure dal rendimento intrinseco dei materiali che vengono usati come base. L'assorbimento interno è soprattutto una caratteristica della trasparenza del materiale. Dal momento che l'indice di rifrazione della maggior parte dei semiconduttori è elevato, una gran parte della luce viene retrocessa dalla superficie, verso l'interno del cristallo, con un normale fenomeno di ri-

flessione. Di conseguenza, la luce può attraversare il cristallo diverse volte prima che possa sfuggirne, subendo quindi un notevole effetto di riassorbimento.

Le perdite di riassorbimento possono essere minimizzate aumentando la probabilità che la luce riesca a sfuggirne in corrispondenza della superficie. Questo risultato può essere tradotto in pratica sia sagomando adeguatamente il diodo, sia sfruttando particolari tecniche di incapsulamento.

Le perdite dovute alla resistenza elettrica dei contatti facenti capo al cristallo semiconduttore determinano in una certa misura effetti localizzati identificabili mediante il prodotto tra il quadrato della corrente e la resistenza intrinseca, I^2R . Infine, le perdite di emissione di luce possono verificarsi a causa di fenomeni di assorbimento indesiderati, di riflessioni, e di altre perdite di natura ottica dovute alle lenti, ai materiali di incapsulamento, ai contenitori delle lenti, ecc.

La ricerca che viene compiuta per individuare materiali con rendimento interno relativamente elevato viene compromessa da altri due fattori di notevole importanza. In primo luogo, non tutti i semiconduttori possono essere facilmente allestiti con entrambi i tipi di materiali «n» e «p». In secondo luogo, alcuni cristalli sono instabili in mo-

do caratteristico in determinate condizioni di impiego. Numerosi materiali adatti alla produzione di luce e di un certo interesse, che funzionano bene in laboratorio, si rivelano invece piuttosto instabili con temperature ambiente normali, nelle normali condizioni atmosferiche, oppure nelle normali condizioni estreme di umidità ambientale cui vengono sottoposti in genere i dispositivi per impieghi generici.

L'USCITA SPETTRALE

La formula generica che permette di calcolare la lunghezza d'onda della radiazione luminosa è la seguente:

$$\lambda = \frac{hc}{E} \text{ micron}$$

nella quale:

$h = 6,3 \times 10^{-34}$ joule/s (costante di Planck)

$c = 3 \times 10^{14}$ micron/s (velocità della luce)

$E =$ energia in joule

Applicando il fattore di conver-

sione appropriato nei confronti di E rispetto all'energia espressa in elettroni-volt ed inserendo i valori delle costanti hc , otteniamo che:

$$\lambda = \frac{1,237}{E_w} \text{ micron}$$

nella quale E_w rappresenta la larghezza della banda di energia, espressa in elettroni-volt.

La larghezza della banda di energia viene qui definita come differenza tra i livelli donatori ed accettori.

Ad esempio, una lampada all'arseniuro di gallio, avente una larghezza della banda d'energia pari a

$$E_w = 1,37 \text{ eV}$$

emette una radiazione luminosa avente la lunghezza d'onda pari a

$$\lambda = \frac{1,237}{1,37} = 0,903 \text{ micron}$$

tenendo conto che per le unità di lunghezza d'onda $1 \mu = 10^3 \text{ nm} = 10^4 \text{ Angstrom}$.

Questa lunghezza d'onda luminosa si trova in pratica nella regione delle radiazioni infrarosse dello

spettro dell'energia radiante. La lampada fondamentale all'arseniuro di gallio viene classificata per il funzionamento come sorgente nella gamma dei raggi infrarossi, anziché nella gamma della luce visibile, in quanto la sua emissione raggiunge il valore di picco sulla lunghezza di 0,90 micron della regione spettrale. Questa regione di emissione provoca un basso assorbimento della radiazione da parte dell'atmosfera.

Una lampada al fosforo di gallio, avente un valore di

$$E_w = 1,8 \text{ eV}$$

emette una radiazione avente una lunghezza d'onda pari a

$$1,237$$

$$\lambda = \frac{1,237}{1,8} = 0,700 \text{ micron}$$

la quale radiazione appartiene invece alla gamma della luce visibile.

Ora che abbiamo chiarito le nozioni fondamentali sulle quali si basa il funzionamento delle lampade allo stato solido, non ci resta che esaminarne le caratteristiche fondamentali, cosa che verrà fatta in un articolo di prossima pubblicazione.

AUTORADIO SENZA DISTURBI

L'innovazione di maggior rilievo fra le numerose nuove caratteristiche dell'ultima autoradio compatta Philips con registratore a cassetta inserito è senza dubbio un «soppressore» che assicura una ricezione senza interferenze.

Il registratore a cassette dell'autoradio permette di effettuare le registrazioni mono e stereo, direttamente dalle trasmissioni radio. Si può anche registrare servendosi di un microfono che trova posto in un supporto inserito sotto il cruscotto e che è collegato al registratore per mezzo di un filo a spirale. Veloce la scelta fra sei stazioni preselezionate con un sistema a scatto inserito.

Nuovo anche il ritorno automatico al mono quando il segnale stereo a modulazione di frequenza diventa troppo debole per una buona riproduzione.

DIECI ANNI PRESTEL

Compiendosi i dieci anni dall'inizio della attività, la Soc. Prestel ha voluto ricordarli con una simpatica cerimonia.

Recentemente, nel salone superiore dello Stabilimento di Alba, si sono riuniti tutti i dipendenti e i loro familiari. Il rag. Pietrasanta, Procuratore della Prestel, ha fatto un bilancio di questi dieci anni di attività, ricordandone le varie tappe: l'inizio con la produzione in serie dei TV a proiezione e poi il passaggio alla strumentazione, con gli ormai ben noti Misuratori di Campo venduti in tutto il mondo e quindi la gamma completa degli amplificatori d'antenna, centralini ed accessori per gli impianti TV, con i quali la Prestel si è affermata in tutta Italia.

Dopo aver ricordato che con la costruzione del nuovo stabilimento, realizzato nel 1970, e le relative moderne attrezzature la Prestel ha aumentato notevolmente le sue possibilità di produzione, il Procuratore ha illustrato i nuovi programmi di prossima attuazione.

Poi il sig. Santucci ha ricordato alcuni episodi più significativi della vita aziendale e quindi ha chiamato i dipendenti che hanno compiuto i dieci anni di anzianità elogiandoli uno per uno ed elencandone i singoli meriti e capacità professionali, mentre il Presidente della Prestel consegnava loro un diploma e una medaglia d'oro.

A tutti gli altri dipendenti veniva quindi consegnato un portachiavi d'argento, con un'artistica medaglia a ricordo.

Infine il Conte Paolo Mancini, faceva un elogio a tutta la «famiglia» della Prestel con l'incitamento e l'augurio a raggiungere sempre maggiori affermazioni nel campo della TV.



N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto	N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto
UK31	Amplificatore 3 W	4.400	UK345	Ricevitore supereterodina per radiocomando	5.800
UK32	Amplificatore 3 W	4.900	UK355/C	Trasmittitore FM 60 ÷ 140 MHz	7.300
UK32/C	Amplificatore 3 W	6.400	UK365	Ricevitore supereterodina CB - 27 MHz	22.000
UK45/A	Lampeggiatore	4.200	UK367	Ricevitore supereterodina CB - 27 MHz	29.000
UK60	Oscillatore di nota	2.850	UK370	Amplificatore lineare RF	39.500
UK65	Prova transistori	1.550	UK375	Oscillatore per la taratura dei ricevitori C.B.	10.300
UK80	Calibratore per oscilloscopio	2.450	UK385	Wattmetro R.F.	16.000
UK92	Amplificatore telefonico	6.300	UK390	Interruttore microfonico Vox	13.500
UK105/C	Microtrasmittitore FM	3.950	UK405/C	Signal-tracer	10.700
UK110/A	Amplificatore stereo 5+5 W	10.600	UK407	Squadratore	4.900
UK115	Amplificatore Hi-Fi 8 W	4.200	UK415	Box di resistori	6.700
UK120	Amplificatore Hi-Fi 12 W	5.200	UK415/C	Box di resistori	7.450
UK125	Gruppo comandi stereo	5.500	UK425/C	Box di condensatori	6.000
UK130	Gruppo comandi mono	3.100	UK430/A	Millivoltmetro a larga banda	3.400
UK135	Preamplificatore ad alta impedenza	1.900	UK432	Tester	10.700
UK140	Preamplificatore a bassa impedenza	2.250	UK435/C	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 20 Vc.c. - 1 A	23.700
UK145	Amplificatore 1,5 W	3.450	UK440	Capacimetro a ponte	6.400
UK155	Amplificatore 2,5 W	8.200	UK440/C	Capacimetro a ponte	10.300
UK155/C	Amplificatore 2,5 W	9.500	UK445	Wattmetro per B.F.	6.200
UK160	Amplificatore a circuito integrato 8 W	8.900	UK445/C	Wattmetro per B.F.	12.900
UK165	Preamplificatore stereo equalizzato R.I.A.A.	4.750	UK455/C	Generatore di segnali AM	10.600
UK167	Preamplificatore stereo equalizzato R.I.A.A. o C.C.I.R.	5.500	UK460/C	Generatore di segnali FM	11.000
UK170	Preamplificatore Hi-Fi regolatore di toni mono	19.500	UK465	Prova quarzi	8.000
UK175	Preamplificatore Hi-Fi regolatore di toni stereo	26.000	UK470	Generatore Marker con calibratore a cristallo	14.500
UK180	Dispositivo per effetto quadrifonico	24.000	UK470/C	Generatore Marker con calibratore a cristallo	16.000
UK185	Amplificatore stereo Hi-Fi 20+20 W	55.000	UK475/C	Voltmetro elettronico	17.800
UK187	Amplificatore 20+20 e Quadrik	79.000	UK480/C	Carica batterie 6 - 12 - 24 Vc.c.	13.000
UK190	Amplificatore Hi-Fi 50 W	26.000	UK485/C	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 300 mA	10.500
UK192	Amplificatore stereo Hi-Fi 50+50 W	39.000	UK490	Variatore di tensione alternata	9.000
UK195	Amplificatore miniatura 2 W	3.000	UK490/C	Variatore di tensione alternata	11.400
UK200/A	Convertitore standard francese	7.500	UK495/C	Generatore di barre	11.400
UK220	Iniettore di segnali	2.500	UK500	Radoricevitore supereterodina OL-OM-FM	19.900
UK225	Amplificatore d'antenna per autoradio	6.000	UK515	Radoricevitore OM	5.400
UK230	Amplificatore d'antenna AM-FM	2.700	UK520	Sintonizzatore AM	3.450
UK235	Segnalatore acustico per automobilisti distratti	7.700	UK520W	Sintonizzatore AM	4.200
UK240	Accendi luci di posizione per autovett.	5.500	UK525/C	Sintonizzatore VHF 120 ÷ 160 MHz	9.200
UK255	Indicatore di livello	5.800	UK530	Radoricevitore AM-FM	20.800
UK260	Bongo elettronico	18.500	—	Mobile per UK530	5.400
UK270	Amplificatore a circuito integrato 6 W	8.000	—	Mobile per UK535 - UK540	4.400
UK275	Preamplificatore microfonico	5.200	UK535/C	Amplificatore stereo Hi-Fi 7 + 7 W	21.500
UK285	Amplificatore VHF-UHF	5.900	UK540/C	Sintonizzatore OL-OM-FM	22.000
UK300	Trasmittitore per radiocomando a 4 canali	7.450	UK546	Ricevitore AM-FM 25 ÷ 200 MHz	6.900
UK305	Trasmittitore FM	2.100	UK550/C	Frequenzimetro B.F.	16.000
UK310	Ricevitore per radiocomando	2.550	UK555	Misuratore di campo per radiocomando	8.500
UK325	Gruppo canali «GCX2» 1000 e 2000 Hz	7.500	UK560/C	Analizzatore per transistori	23.000
UK330	Gruppo canali «GCX2» 1500 e 2500 Hz	7.500			

N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto	N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto
UK565	Sonde per voltmetro elettronico UK475/C	3.500	UK745/C	Luci psichedeliche toni alti - 800 W	10.700
UK570/C	Generatore di segnali B.F. 10 Hz ÷ 1 MHz	13.900	UK750/C	Luci psichedeliche toni medi - 800 W	10.700
UK575/C	Generatore di onde quadre 20 Hz ÷ 20 kHz	12.700	UK755/C	Luci psichedeliche toni bassi - 800 W	10.700
UK585	Commutatore elettronico	26.500	UK760/C	Interruttore acustico	10.000
UK590	R.O.S. Metro	11.000	UK765	Connettore stereo multiplo	3.400
UK590W	R.O.S. Metro	13.500	UK780	Circuito elettronico per cercametalli	8.500
UK595	Fusibile elettronico	4.000	UK785	Interruttore crepuscolare	7.000
UK600	Alimentatore stabilizzato 14,5 Vc.c. 250 mA	3.500	UK790	Allarme capacitivo	6.900
UK602	Riduttore di tensione	5.700	UK795	Cercafilii elettronico	4.000
UK605	Alimentatore 18 Vc.c. - 1 A	4.400	UK800	Filtro cross-over 3 vie 12 dB/ottava	6.800
UK607	Alimentatore stabilizzato	6.800	UK805	Filtro cross-over 3 vie 6 dB/ottava	4.900
UK610	Alimentatore 24 Vc.c. - 0,5 A	4.300	UK810	Compressore della dinamica	7.800
UK615	Alimentatore 24 Vc.c. - 1 A	5.000	UK820	Orologio digitale	39.000
UK620	Carica batterie al nickel-cadmio 1,2 ÷ 12 Vc.c.	7.000	UK830	Pulsantiera di scambio amplificatori-diffusori stereo	33.500
UK625	Alimentatore 6 Vc.c. - 150 mA	3.100	UK835	Preamplificatore per chitarra	4.200
UK630	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	6.100	UK840	Allarme per auto	5.700
UK630/C	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	6.800	UK845	Amplificatore di modulazione	4.700
UK635	Alimentatore stabilizzato 15 Vc.c. - 40 mA	5.500	UK850	Tasto elettronico	17.200
UK640	Regolatore di luci da 200 W	4.400	UK855	Distorsore per chitarra	5.900
UK645	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	7.200	UK860/C	Foto-Timer	12.900
UK650	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 1 A	13.500	UK865	Dispositivo automatico per luci di emergenza	5.400
UK655/C	Alimentatore stabilizzato 24 Vc.c. - 800 mA	8.500	UK871	Comando automatico dei proiettori per diapositive	8.500
UK660	Alimentatore temporizzato 12 Vc.c. - 300 mA	7.500	UK875	Accensione elettronica a scarica capacitiva	12.900
UK660/C	Alimentatore temporizzato 12 Vc.c. - 300 mA	—	UK880	Elektronarcosi	8.500
UK665	Alimentatore 55 Vc.c. x 2 - 2A x 2	17.000	UK885	Allarme capacitivo o per contatto	7.300
UK670	Carica batterie in tampone	4.400	UK890	Miscelatore audio a 2 canali	4.200
UK682	Alimentatore stabilizzato 4 ÷ 35 Vc.c. - 2,5 A	30.000	UK895	Allarme antifurto a raggi infrarossi	27.000
UK685	Alimentatore stabilizzato 24 ÷ 46 Vc.c. - 2,2 A	20.500	UK900	Oscillatore A.F. 20 ÷ 60 MHz	4.200
UK690	Stabilizzatore di velocità per motorini c.c.	3.000	UK905	Oscillatore A.F. 3 ÷ 20 MHz	4.200
UK692	Alimentatore 5 ÷ 16 V - 2 A	15.000	UK910	Miscelatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	4.200
UK695	Alimentatore stabilizzato 25 Vc.c. - 35 mA	6.900	UK915	Amplificatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	4.200
UK700/C	Fringuello elettronico	8.100	UK920	Miscelatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	4.200
UK705	Temporizzatore per tergitristallo 3 ÷ 20 s	6.600	UK925	Amplificatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	4.200
UK710/C	Miscelatore audio a 4 canali	9.300	UK930	Amplificatore di potenza a R.F. 3 ÷ 30 MHz	4.200
UK715	Interruttore a fotocellula	7.000	UK935	Amplificatore a larga banda 20 Hz ÷ 150 MHz	4.200
UK735	Luci psichedeliche casuali - 150 W	4.700	UK940	Ricevitore per radiocomando ad onde lunghissime	9.000
UK740/C	Luci psichedeliche casuali - 800 W	9.300	UK945	Trasmettitore a radiocomando ad onde lunghissime	5.000
			UK950	Adattatore d'impedenza	5.800
			UK955	Tastiera sintonizzatrice con alimentatore stabilizzato per gruppi VHF-UHF	9.600
			UK975	Demiscelatore direzionale	3.000
			—	Mobile UK1050	12.000
			UK5010	Piastre per circuiti sperimentali 4 S-Dec	14.600
			UK5020	Norkit Junior	33.000
			UK5030	Norkit Senior	60.500

N.B. - Tutte le scatole di montaggio sono complete di accessori (strumenti, trasformatori, contenitori ecc.). Fanno eccezione i modelli il cui numero distintivo è citato due volte: solamente quello seguito da /C indica la scatola con accessori.



technical
bulletin

6

SONY

TA-3200F

AMPLIFICATORE DI POTENZA STEREO

Il Sony TA-3200F è un amplificatore di potenza stereo di qualità superiore, dotato di un circuito ad accoppiamento diretto e capace di fornire una potenza massima di 500 W.

Il suo impiego è particolarmente utile non solo in impianti Hi-Fi di tipo classico ma soprattutto nei sistemi multicanali.

ANALISI DETTAGLIATA DEL CIRCUITO

La seguente descrizione copre tutti gli stadi ed i controlli dell'apparecchio.

La sequenza del testo segue il percorso del segnale. Gli stadi sono classificati con riferimento ai transistori od ai componenti principali dei circuiti.

Controllo di livello R101

Regola il livello del segnale adattandolo alle caratteristiche dello amplificatore, al fine di ottenere la potenza desiderata.

Filtro toni bassi (NORMAL/TEST)

Commutatore S2

C101 ed R102 formano un filtro per il taglio delle frequenze estremamente basse quando il filtro dei bassi (LOW FILTER) è sulla posizione «NORMAL».

Commutatore «FUNCTION»

Seleziona uno dei due segnali di sorgente collegati ai terminali di ingresso.

Preamplificatore Q101, Q102, Q103

Q101, Q102, Q103 formano un amplificatore parafase. Il segnale di uscita è prelevato dal circuito di emettitore di Q103.

E' da notare che Q101 e Q102 sono posti in configurazione «DARLINGTON». Questo circuito offre numerosi vantaggi in un sistema ad accoppiamento diretto. Uno di questi vantaggi consiste nell'alta stabilità nonostante le variazioni di temperatura, l'altro nell'elevata impedenza di ingresso che non riduce il guadagno dell'amplificatore.

L'uscita c.a. passa attraverso il resistore di carico R113 (R213) del circuito di emettitore di Q103.

Il circuito disaccoppiato formato dalla resistenza emettitore-base di Q102, C105 e R112 è essenzialmente un selettore di frequenza che riduce il guadagno dell'amplificatore a frequenze molto basse. Il comune resistore di emettitore R106 mantiene costante il flusso di corrente continua nel Q101 Q102 e Q103, aumentandone così la stabilità.

Bilanciamento in continua R141 (R241)

Le tensioni di alimentazione stabilizzate positive e negative sono prelevate per mezzo di R308, R309, R310 e R311, e applicate a R141. R141 fornisce una tensione di polarizzazione stabilizzata per il transistor Q101.

Compensazione termica e soppressore di rumore D101

Poiché tutti gli stadi sono direttamente accoppiati, è indispensabile un'alta stabilità c.c. Il coefficiente negativo di temperatura del D101 fornisce una compensazione termica per il successivo stadio pilota.

Esso agisce anche come soppressore del rumore dovuto al flusso di corrente, quando il commutatore di alimentazione viene portato su OFF.

Regolazione di polarizzazione Q105, R117

Il Q105 è polarizzato nella conduzione e funziona come una piccola resistenza formando la necessaria polarizzazione sulle due cascate di «emitter-followers».

L'R117 controlla la polarizzazione di base di Q105, determinando l'impedenza di emettitore collettore e di conseguenza controlla la tensione di polarizzazione c.c., per

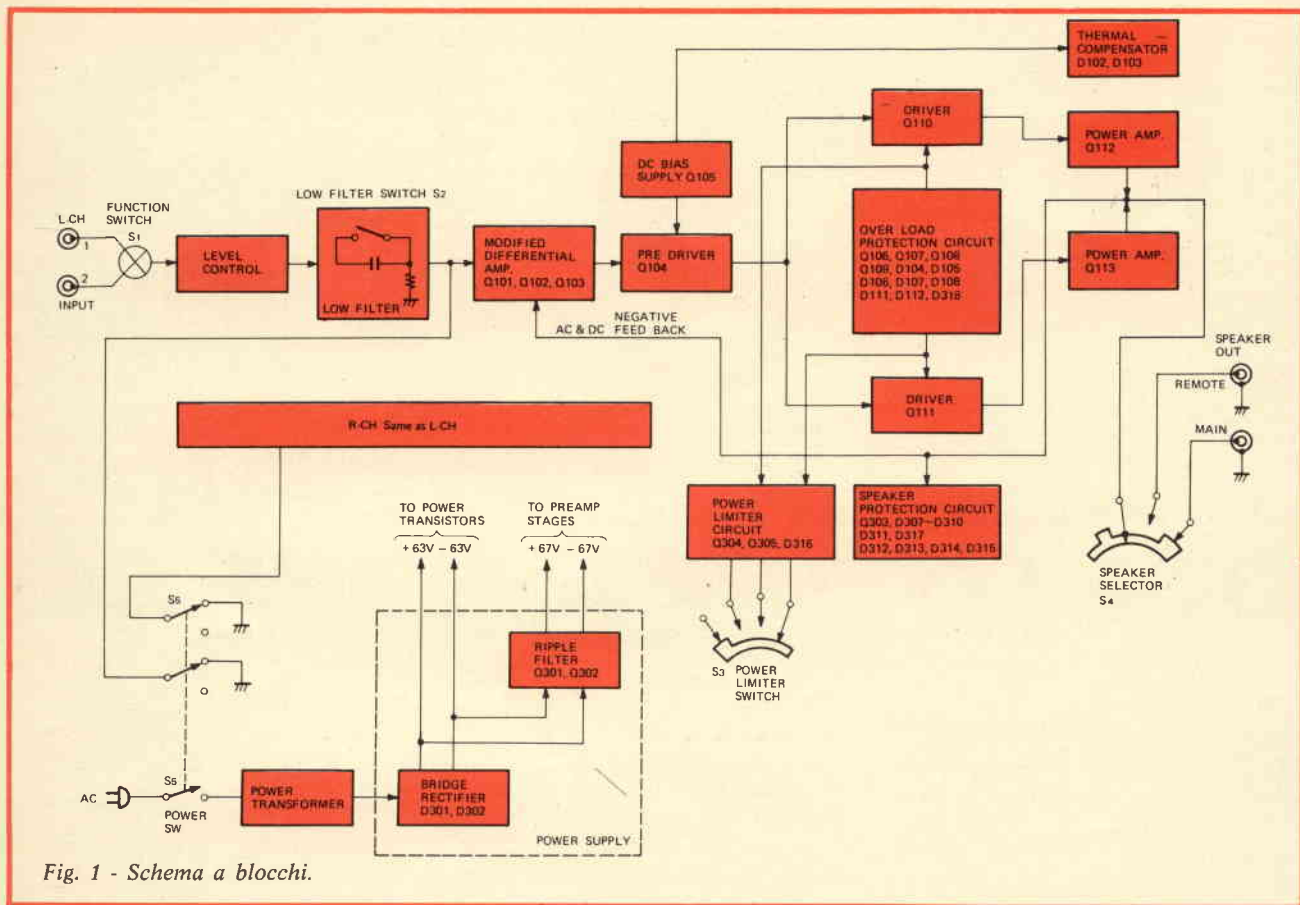


Fig. 1 - Schema a blocchi.

il successivo circuito complementare.

Compensatore termico e polarizzazione D102, D103

Il coefficiente negativo di temperatura dei diodi D102 e D103 fornisce la compensazione termica per i transistori complementari e di uscita.

D102, D103 sono collegati al dissipatore del transistor di potenza per rilevare gli aumenti di temperatura nei transistori di potenza.

Circuito complementare Q110 Q111

Questi transistori operano come «emitter-followers» per fornire le oscillazioni di corrente richieste dagli stadi di uscita e forniscono pure la necessaria inversione di fase.

L'inversione di fase viene fatta usando transistori di tipo PNP e NPN.

Transistori di potenza Q112 e Q113

I transistori di uscita Q112 e Q113 sono direttamente collegati ad

una alimentazione di circa ± 63 V.

Q112 fornisce energia al carico durante il mezzo ciclo positivo e il Q113 funziona durante il mezzo ciclo negativo.

Circuito di protezione

In questo amplificatore di potenza vengono usati due tipi di circuiti di protezione.

Circuito di protezione dei transistori di potenza

Al fine di proteggere i transistori finali da eventuali sovraccarichi è stato adottato in questo modello un nuovo circuito di protezione. Nel caso di cortocircuito ai terminali di uscita il circuito contiene entro bassi valori la corrente nei transistori finali in modo tale da evitarne il surriscaldamento; esso inoltre limita durante questa fase, l'ampiezza dei segnali d'ingresso.

Attraverso una complessa rete di transistori, D107, C110 e R124 variano la tensione di base di Q112 in relazione alla tensione reattiva

indotta nel carico e provvedono alla propria protezione.

Il diodo D107 rileva la tensione reattiva al terminale di uscita e carica C110. Questa tensione cambia la polarizzazione su Q108 che compensa la tensione reattiva.

D104 protegge Q108 dalla rottura fra base ed emettitore dovuta alla tensione reattiva prodotta attraverso C110.

Potenza supplementare per i circuiti di protezione dei transistori finali

Nel caso di un cortocircuito al terminale di uscita il diodo zener D111 cortocircuita a terra la semionda negativa del segnale pilota tramite R139 e D112, limitando il segnale di ingresso e diminuendo quindi il flusso di corrente in eccedenza nel transistor di potenza Q113 che potrebbe danneggiarlo.

Il D112 impedisce che il D111 si accenda durante il mezzo ciclo positivo quando fornisce un'alta uscita di potenza al carico.

Se il D112 non esiste, la semionda positiva del segnale di ingresso

so non alimenta sufficientemente la combinazione di transistori (Q110, Q112) il D111 causa quindi una riduzione della potenza di uscita.

Circuito di protezione dell'altoparlante

Nell'amplificatore di potenza ad accoppiamento diretto, alcuni difetti di un transistor precedente causano un esteso sbilanciamento della tensione continua che si riscontra ai terminali di uscita. Questo potrebbe danneggiare il sistema di casse acustiche.

Di conseguenza il TA-3200F, incorpora un circuito di protezione degli altoparlanti che funziona nel modo seguente:

Il segnale di uscita viene prelevato dal terminale di uscita attraverso un filtro passa basso (R140 o R240, C313 o C314) e alimenta il rettificatore a ponte (D307-D310). Con questo filtro, la tensione applicata al rettificatore a ponte è solo a bassissima frequenza oppure la componente continua causata dai transistori.

Quando la tensione c.c. rettificata diventa abbastanza estesa, mette in funzione l'oscillatore, Hartley (Q303 e Tosc.).

Questo circuito agisce su entrambe le semionde del segnale (positive e negative) ma poiché il procedimento è uguale in entrambi i casi, noi ci limiteremo ad esporre ciò che

avviene durante il semiciclo positivo.

Il Q106 e Q108 limitano il semiciclo positivo del segnale pilota applicato alla base di Q110 quando il consumo di potenza al collettore di Q112 è eccessivo. Poiché la potenza dissipata al collettore può considerarsi una funzione della tensione e della corrente di collettore, il segnale trigger per il Q108 è ricavato fra collettore ed emettitore. La tensione di base è parzialmente determinata dal rapporto fra il valore della resistenza R122 e la serie di resistenze R131, R139 e carico. Questa tensione è anche determinata dal flusso di corrente nella R139 e dalla tensione di collettore di Q112. Durante il funzionamento normale Q108 è escluso. Quando vi è un eccessivo afflusso di corrente nei transistori di potenza oppure vi è un eccessivo calore nei dissipatori, Q108 e K116 cominciano a lavorare limitando il segnale pilota in ingresso ai transistori di potenza.

Un'ulteriore operazione di limitazione viene esplicata dalle condizioni del carico. La tensione di base di Q108 è determinata tramite le resistenze R122, R129, R125, R131, R139 ed il carico.

Il diodo D106 annulla l'inversione della tensione durante il mezzo ciclo positivo. Q108 e Q106 una volta inseriti nel circuito, limitano

il segnale d'ingresso ai finali di potenza quando il valore della resistenza di carico decresce di un certo valore. In condizioni di carico reattivo con l'amplificatore funzionante in classe B, la massima corrente fluirà quando la tensione attraverso i transistori di potenza è massima; è questo il peggior caso di rottura dei finali.

Poiché tutti gli altoparlanti hanno proprietà reattive il circuito di protezione può servire ad ovviare a questo inconveniente.

L'uscita dell'oscillatore viene rettificata per mezzo del D311 e fornisce quindi la tensione di scatto per l'SCR D317. Quando la tensione di scatto viene applicata al gate dell'SCR, esso si accende e cortocircuita a terra la tensione di base del Q110 attraverso il D312, SCR e D315. Anche la tensione di base viene posta a massa attraverso il D314, arrestando un qualsiasi flusso di corrente nello stadio di uscita e proteggendo quindi il sistema delle casse acustiche.

Il D318 garantisce il circuito di protezione dell'altoparlante anche se uno dei transistori di potenza viene accidentalmente danneggiato.

Circuito limitatore di potenza

Limita la potenza di uscita al numero selezionato mediante un commutatore limitatore di potenza S3.

Leva di scatto R318

Il resistore semifisso R318 determina lo scatto per il diodo SCR D317 che è il sensibilizzatore del circuito di protezione.

Sezione alimentazione Rettificatore D301-D302

Un rettificatore a ponte a onda piana e un trasformatore «center-tapped» forniscono un'alimentazione c.c. negativa e positiva per l'amplificatore di potenza.

Per aumentare la capacità di alimentazione di corrente, due unità di diodi rettificatori a ponte sono collegati parallelamente.

Rettificatore D303-D304

Un paio di rettificatori a mezza onda (D303 e D304) e dei filtri condensatori (C303 e C304) alimentano la protezione degli stadi complementari.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza dinamica:	500 W/4 Ω 320 W/8 Ω
Potenza RMS:	130 W per canale / 4 Ω (Entrambi i canali operanti) 100 W per canale / 8 Ω (Entrambi i canali operanti) Da 20 Hz a 20 kHz: 100 W per canale / 8 Ω (Entrambi i canali operanti)
Banda passante:	5 ÷ 35.000 Hz, 8 Ω (IHF)
Distorsione armonica (ad 1 kHz):	< 0,1% alla massima potenza < 0,03% con 1 W in uscita
Distorsione d'intermodulazione 60 Hz ÷ 7 kHz = 4 : 1:	0,1 alla massima potenza < 0,03% con 1 W in uscita
Risposta di frequenza:	5 ÷ 200.000 Hz con 1 W in uscita
Sensibilità d'ingresso e impedenza:	1,4 V per la massima potenza, 75 kΩ
Rumore residuo:	< a 0,003 μW
Rapporto segnale/disturbo:	110 dB (ingresso cortocircuitato)
Alimentazione:	110, 117, 220 o 240 Vc.a. - 50/60 Hz
Consumo:	340 W
Dimensioni:	400 x 149 x 323 mm
Peso:	14 Kg



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

UN SEMPLICISSIMO STROBOSCOPIO

(Da «Radio Télévision Pratique»)

Tanto per entrare in argomento, non è forse inutile rammentare cosa si intenda col termine di «stroboscopio»; esso deriva dal greco «strobos» (rotazione) e «skopein» (vedere). Si tratta in sostanza della rapida successione di immagini che rappresentano le fasi principali di un movimento o di un fenomeno che, in virtù della persistenza delle sensazioni visive sulla retina, fornisce l'illusione di una trasformazione continua.

Con analoghe apparecchiature, i risultati sono sempre i medesimi. Ad esempio, le immagini successive vengono esaminate attraverso fessure longitudinali; in un'altra applicazione viene impiegato un prisma nel quale ciascuna faccia (in totale una dozzina) viene ricoperta da uno specchio rivolto verso l'occhio dello spettatore: in tal caso, tutte le immagini successive vengono proiettate sulla parete interna di un involucro.

Per coloro che seguirono l'evoluzione della televisione a partire dai primi esperimenti, è facile riconoscere in sostanza i principi sui quali si basano il disco forato di Nipkow ed il tamburo a specchi.

Sotto il profilo elettronico si basano su principi analoghi anche i sistemi denominati Tropalyné e Strobodyne. L'uno e l'altro consistevano in convertitori di frequenza impieganti un unico triodo oppure una valvola bigriglia, il cui principio rammenta quello dello stroboscopio nel campo ottico.

La figura 1 illustra lo schema elettrico del dispositivo, e ne mette in evidenza la semplicità, da cui deriva anche l'economia della realizzazione.

Si noti innanzitutto che la tensione di rete di alimentazione deve essere di 220 V, per cui, con una tensione di valore inferiore, non sarebbe possibile ottenere alcun risultato positivo, a meno che non si interponga un autotrasformatore che elevi la tensione al valore necessario.

Il principio di funzionamento è estremamente semplice: la corrente viene rettificata mediante i diodi, ciascuno dei quali lascia passare la corrente utile al-

la carica del condensatore corrispondente. L'illuminazione viene in tal caso prodotta fra gli elettrodi del tubo stroboscopico, che si spegne poi immediatamente.

I medesimi fenomeni si rinnovano quindi periodicamente, producendo degli impulsi luminosi che risultano disponibili per applicazioni multiple, come ad esempio dispositivi ornamentali, apparecchi che permettono di attirare l'attenzione su di un punto qualsiasi, segnalazioni di pericolo, ecc.

Il dispositivo descritto sulla Rivista francese inoltre non è affatto pericoloso, sebbene occorra rammentare che i condensatori (in totale sette) tutti della ca-

pacità di $0,68 \mu\text{F}$, si caricano con una tensione pari approssimativamente a 230 V. Tuttavia, dal momento che questi condensatori sono tutti collegati in serie tra loro, è facile dedurre che il contatto fortuito con le dita può produrre — nella migliore delle ipotesi — una sensazione di scossa intollerabile.

Una volta che ciò sia stato tenuto nella dovuta considerazione, è sufficiente che — a montaggio ultimato — e dopo aver disposto i componenti nel modo illustrato alla figura 2, il tutto venga racchiuso in un involucro adatto, per poter essere considerato perfettamente inoffensivo.

Naturalmente, il fatto che sia stato

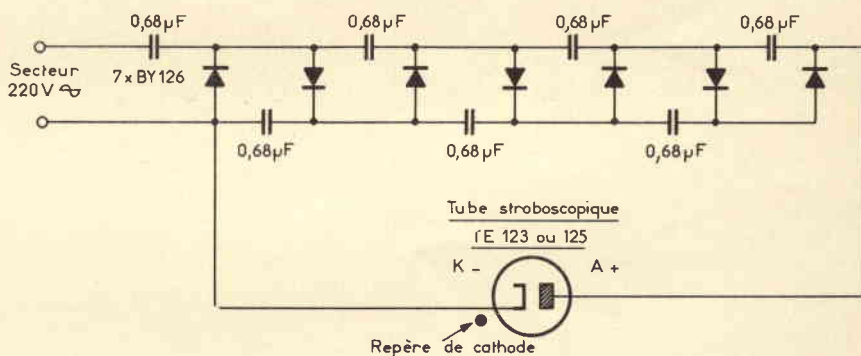


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di impulsi stroboscopici.

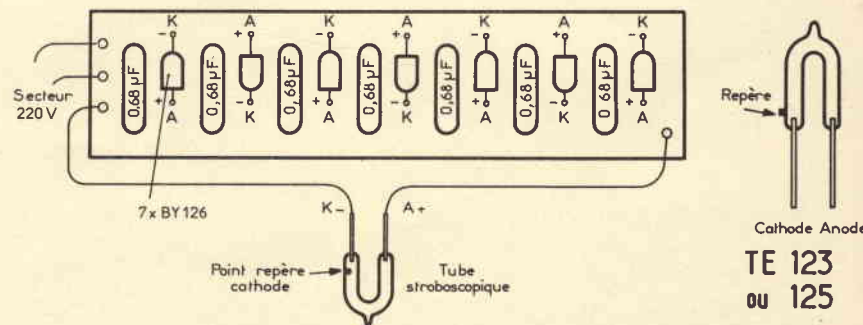


Fig. 2 - Esempio di realizzazione della basetta contenente tutti i componenti del generatore di cui alla figura 1.

citato il pericolo della scossa, non va inteso in senso drammatico, ma soltanto come avvertimento. Ciò pone indubbiamente il Lettore nella necessità di rivolgersi il seguente quesito: «Da quale valore di tensione comincia a sorgere il pericolo?».

Ebbene, è impossibile rispondere direttamente, in quanto le condizioni sono diverse tra loro, a seconda che:

- Il soggetto presenti disfunzioni cardiache
- Le mani siano umide o asciutte
- Il soggetto si trovi su di una superficie isolante o conduttrice
- La corrente sia alternata o continua.

In questi ultimi casi, un contatto prolungato potrebbe produrre l'elettrolisi del sangue, mentre la corrente alternata è eventualmente suscettibile di provocare la paralisi parziale. Sotto questo aspetto, non è possibile fare delle affermazioni assolute, per cui è sufficiente adottare tutte le più elementari precauzioni, evitando quindi di toccare le parti metalliche di una linea, quando si sa che essa è sotto tensione.

Agli effetti della realizzazione, è necessario disporre semplicemente di una bassetta isolante, di un coperchio di protezione, di sette condensatori da 0,68 μ F, funzionanti con la tensione di 250 V, di sette diodi rettificatori del tipo BY 126, adatto ad una tensione di 500 V, e di un tubo stroboscopico del tipo TE123 oppure 125, di produzione Mazda.

Occorre inoltre aggiungere che il tipo illustrato rappresenta il prototipo: tuttavia, è possibile sostituire il tubo con qualsiasi altro tipo, purché esso presenti caratteristiche analoghe.

E' infine bene precisare che questo tipo di tubo, quando viene acquistato, può avere uno dei terminali (o entrambi) ricoperti di una vernice isolante. E' perciò sufficiente pulirli con un po' di carta vetrata, fino a renderli perfettamente lucidi, il che consente di effettuare la saldatura.

La realizzazione non presenta alcuna difficoltà e — una volta costruito — questo dispositivo può dimostrarsi assai utile per un gran numero di applicazioni (727).

UN GENERATORE ELETTRONICO DI FISCHIO DI LOCOMOTIVA

(Da «Popular Electronics»)

Se la realizzazione di reti ferroviarie in miniatura è il vostro hobby principale, probabilmente esiste il problema di come creare il tipico fischio della locomotiva, per rendere il funzionamento della rete più simile alla realtà.

Dal momento che può non sussistere il desiderio di investire molto denaro per installare bollitori e tubi allo scopo di ottenere un fischio che assomigli realmente a quello di una locomotiva, è forse interessante vedere come questa Rivista americana ha risolto il problema.

Il fischio prodotto da una locomotiva deriva dal fatto che una camera risonante viene eccitata ad opera di una corrente di vapore, a seguito di fenomeni di turbolenza. Inoltre, i suoni prodotti con questo sistema possono presentare timbri diversi, a seconda della potenza del getto di vapore, ed a seconda anche del volume e della struttura della camera risonante.

Nel generatore elettronico di fischio, il cui schema elettrico è illustrato alla figura 3, si notano tre sezioni essenziali indipendenti, che producono i necessari effetti per rendere il suono il più possibile uguale a quello prodotto appunto da una locomotiva.

Per l'esattezza, si tratta di un oscillatore a frequenza acustica, una sorgente di rumore, ed un amplificatore del tipo «gating».

L'oscillatore è del tipo convenzionale a variazione di fase, nel quale lo stadio Q1 viene usato con emettitore a massa per consentire un certo guadagno, ed anche per ottenere lo sfasamento globale di 360°, con possibilità di prelevare il segnale con uno sfasamento parziale di 180°.

I rimanenti 180° servono per il funzionamento dei componenti che stabiliscono la frequenza, e precisamente C1, C2, C3, R1, R2 ed R3.

Il suono del fischio a vapore viene fornito da un generatore di rumore bianco, Q2, la cui giunzione base-emettitore viene polarizzata al di sopra del potenziale di rottura. Il rumore derivante dall'effetto valanga si presenta sotto forma di un segnale che si manifesta ai capi di R8, e che viene usato per simulare appunto il suono prodotto dal vapore.

Le uscite dell'oscillatore e della sorgente di rumore vengono miscelate tra loro ad opera dei resistori R7 ed R9, e vengono applicate allo stadio Q3, che funziona con accoppiamento di emettitore.

Quando il pulsante S2 è aperto, Q3 non lascia passare alcun segnale a frequenza acustica, in quanto il relativo emettitore viene mantenuto ad una tensione leggermente più elevata di quella della base, ad opera del partitore costituito da R14 e da R13. Quando invece S2 viene chiuso, la tensione presente sull'emettitore di Q3 comincia a diminuire, mano a mano che C9 si scarica attraverso R16.

Non appena la tensione di emettitore

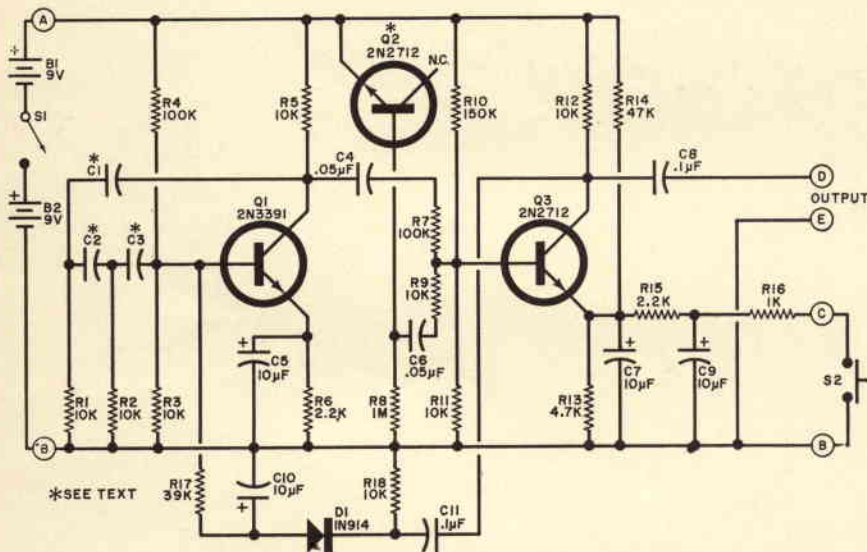


Fig. 3 - Schema elettrico del dispositivo attraverso il quale è possibile ottenere la produzione di un fischio simile a quello prodotto da una locomotiva.



Fig. 4 - Rappresentazione delle connessioni stampate sulla bassetta recante i componenti del circuito di figura 3.

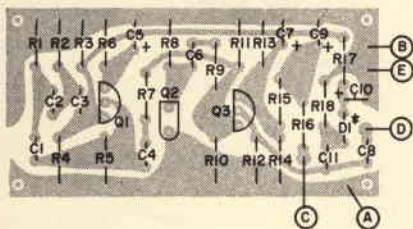


Fig. 5 - Basetta di figura 4, ribaltata lateralmente, in modo da mettere in evidenza la posizione dei diversi componenti, contraddistinti dalle medesime sigle adottate nello schema.

di Q3 si è ridotta in modo sufficiente, la relativa giunzione tra base ed emettitore assume sempre più una polarizzazione diretta, aumentando quindi in modo corrispondente il guadagno di Q3.

Non appena S2 viene nuovamente aperto, si verifica il fenomeno contrario, nel senso che C9 si carica attraverso R15. Queste due costanti di tempo vengono scelte in modo tale da simulare l'inizio e la fine del fischio di una locomotiva, con sufficiente naturalezza.

Una parte del segnale disponibile all'uscita dello stadio Q3, nel circuito di collettore, viene prelevata, rettificata e filtrata ad opera di D1 e C10. La tensione continua che ne deriva viene applicata alla base di Q1, dove essa progressivamente riduce il timbro dell'oscillatore, tanto quanto basta per conferire al risultato un timbro ancora più naturale.

La figura 4 rappresenta il circuito stampato del prototipo, così come è stato concepito dall'Autore, mentre la figura 5 rappresenta la medesima basetta, ribaltata lateralmente (da sinistra a destra), in modo da chiarire la posizione dei diversi componenti, identificati nello schema elettrico di figura 3.

I collegamenti con la batteria di alimentazione (A e B), di uscita (D ed E), e quelli facenti capo al pulsante attraverso il quale viene prodotto il fischio (B e C) sono stati evidenziati, oltre che nello schema elettrico, anche nella figura 5 rappresenta la medesima basetta, ricomposizioni con i componenti esterni.

Il funzionamento del dispositivo è assai semplice, e — a realizzazione ultimata — esso può presentarsi così come si osserva alla figura 6, che illustra in fotografia l'apparecchio pronto per l'impiego pratico. Il segnale di uscita, disponibile tra i terminali D ed E, può essere applicato all'ingresso di qualsiasi amplificatore, senza particolari esigenze di fedeltà, facente capo ad un piccolo altoparlante che può essere installato nella posizione più opportuna del plastico, per conferire ai suoni prodotti la massima naturalezza. Volendo, è naturalmente possibile installare diversi altoparlanti in varie posizioni del plastico, e commutarli opportunamente, in modo da dare l'impressione che il fischio venga prodotto nella posizione esatta nella quale si trova il modellino della locomotiva (725).

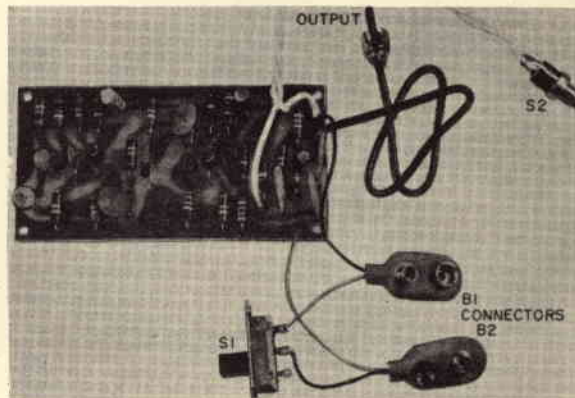


Fig. 6 - Fotografia del dispositivo per la produzione del fischio di locomotiva, a realizzazione ultimata.

EQUALIZZAZIONE DEI «PICK-UP» DI TIPO CERAMICO (Da «Wireless World»)

Le testine di tipo ceramico presentano notoriamente importanti differenze rispetto a quelle di tipo magnetico, soprattutto per quanto riguarda l'ampiezza dei segnali prodotti, ed il comportamento nei confronti delle diverse frequenze.

Esiste però un aspetto particolare relativo al funzionamento di questi dispositivi, che permette un'analisi obiettiva. Si tratta in sostanza della questione dell'influenza del pre-amplificatore, agli effetti del carico di ingresso, con particolare riguardo alle testine di tipo ceramico.

Sebbene la stampa tecnica si sia già diffusamente occupata di questo argomento particolare, riteniamo ugualmente interessante la lettura di questo articolo, che fornisce al riguardo importanti ragguagli.

In primo luogo, dopo aver citato le ca-

ratteristiche essenziali delle testine ceramiche, l'Autore precisa che le credenze più diffuse consistono nel fatto che l'applicazione di un carico a bassa impedenza comporti i seguenti inconvenienti:

- Influenza lo smorzamento meccanico ed il responso ai transitori.
- Influenza il sistema di equalizzazione meccanica, che dipende dalle risonanze meccaniche.
- Riduce la distorsione.
- Influenza la separazione, ossia la modulazione «incrociata».
- Consente una corretta equalizzazione nei confronti di un ingresso previsto per una testina di tipo magnetico, grazie alla prerogativa del «carico di velocità».
- Compromette le caratteristiche di impedenza meccanica della puntina che scorre attraverso il solco.

Ciò che si impone, è quindi la perfetta comprensione dei fenomeni che interessano le parti elettriche e meccaniche del «pick-up».

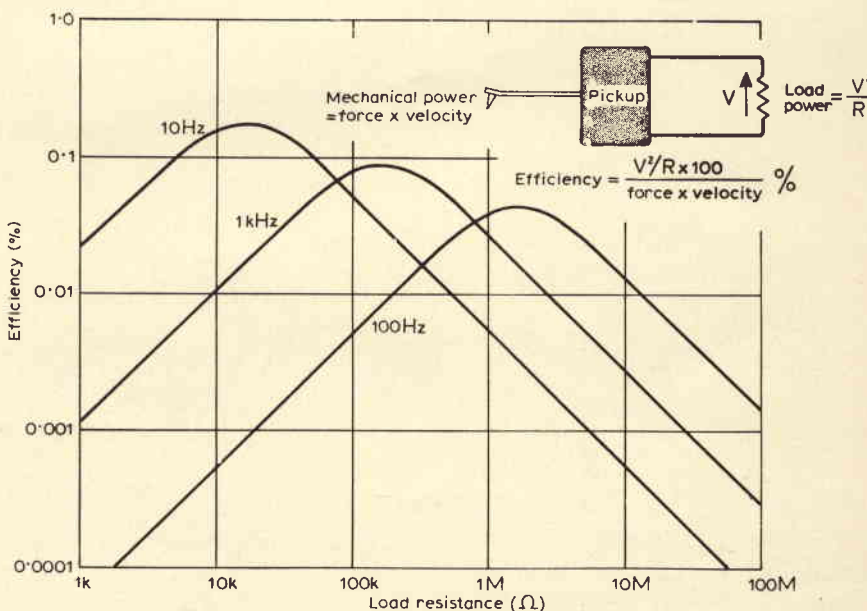


Fig. 7 - Grafico illustrante il rendimento della conversione di energia in una testina ceramica stereofonica tipo 9TAHC.

Dopo averne descritto ed illustrato il circuito equivalente, nei confronti di un canale di una testina di tipo ceramico stereofonico, il Redattore riporta il grafico che illustriamo alla **figura 7**, che chiarisce tutto ciò che concerne il rendimento della conversione di energia in una testina ceramica di tipo stereofonico.

Per l'esattezza, è facile notare attraverso il grafico il diverso comportamento che essa presenta per frequenze dell'ordine di 100 Hz, 1 kHz e 10 kHz.

Un paragrafo viene dedicato all'argomento particolare del rendimento della testina, ed in esso vengono elaborati tutti gli argomenti relativi al comportamento tipico, in relazione soprattutto alla qualità dell'elemento.

In particolare, sebbene la tensione del segnale prodotto abbia un valore indipendente dalla resistenza del carico, la tensione che si sviluppa in pratica ai suoi capi dipende dal suo valore, nonché dal valore della capacità della testina, in quanto essi costituiscono in realtà un semplice filtro del tipo passa-alto. Questo effetto è abbastanza semplice da calcolare, ed è anche abbastanza semplice da correggere nel pre-amplificatore.

A titolo di esempio, la **figura 8** rappresenta lo schema elettrico di un tipico di-

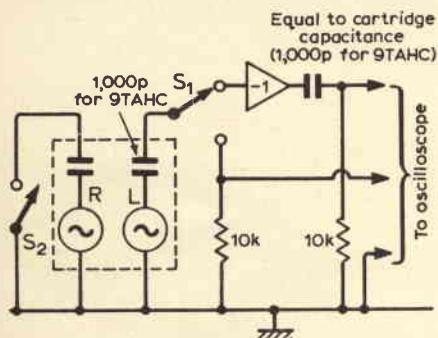


Fig. 8 - Schema elettrico del circuito di prova, per controllare il funzionamento delle testine con impedenza di carico alta o bassa.

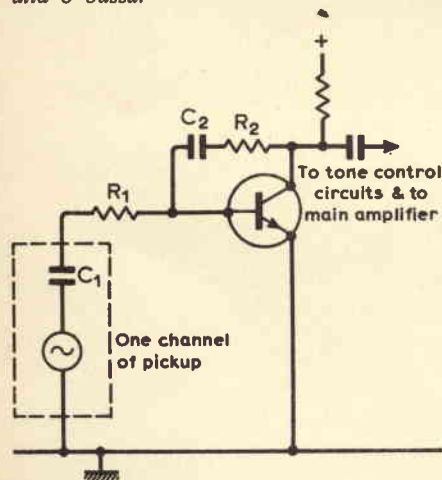


Fig. 9 - Circuito di principio attraverso il quale è possibile ottenere l'esatta equalizzazione di qualsiasi testina di tipo ceramico.

positivo di prova adatto al rilevamento delle caratteristiche ottenute con carichi ad alta ed a bassa impedenza.

Per l'esattezza, i circoletti contenenti il simbolo della corrente alternata rappresentano i due elementi della testina, rispettivamente per il canale destro (R) e per quello sinistro (L). La capacità in serie a quest'ultimo presenta un valore di 1.000 pF, per una testina del tipo 9TAHC, ed inoltre la capacità in serie al circuito integrato deve essere eguale a quella intrinseca della testina, che ammonta appunto a 1.000 pF per il tipo citato.

A destra dello schema sono visibili i tre terminali, facenti capo all'oscilloscopio.

Quando il commutatore S1 si trova nella posizione illustrata, la testina «vede» l'impedenza di ingresso dell'amplificatore di 10 MΩ, ma la sua uscita viene applicata all'ingresso dell'oscilloscopio tramite un circuito del tipo RC, costituito dalla capacità del valore di 1.000 pF, e dalla resistenza di 10 kΩ.

Quando invece il commutatore viene spostato nell'altra posizione, il rilevatore fonografico risulta caricato direttamente dalla resistenza da 10 kΩ, il che costituisce le due condizioni opposte, di alta e bassa impedenza.

Di conseguenza, in ciascun caso l'uscita applicata all'ingresso dell'oscilloscopio viene prelevata dal circuito RC, avente una frequenza $f_c = 16$ kHz, sebbene nel primo caso il trasduttore venga caricato con un'impedenza di 10 MΩ, mentre nel secondo caso il carico ammonta a 10 kΩ.

Questo metodo di confronto elimina il rumore di fondo, ed accentua la distorsione e le risonanze, a causa del responso in aumento di 6 dB per ottava, fino al valore massimo di 16 kHz.

L'articolo è corredato anche da tre riproduzioni di oscillogrammi, che denotano ciò che accade quando vengono sovrapposte forme d'onda aventi la frequenza di 6, 18 e 20 kHz, prelevando i relativi segnali in diversi punti del disco di prova, ed adottando il sistema illustrato alla figura 8.

La **figura 9** — infine — rappresenta il circuito di principio attraverso il quale è possibile ottenere l'esatta equalizzazione di qualsiasi testina di tipo ceramico. In pratica, viene qui rappresentato un solo canale per la testina stereo, sebbene il provvedimento possa essere riferito contemporaneamente ad entrambi.

Il principio dell'equalizzazione viene tradotto in pratica semplicemente inserendo la capacità C1 e la resistenza R1, in serie alla testina, in modo da adattare l'impedenza intrinseca di quest'ultima all'impedenza di ingresso del primo stadio di amplificazione. L'articolo viene infine concluso con un breve paragrafo relativo alla scelta delle condizioni di funzionamento del «pick-up», e con le seguenti affermazioni:

1) L'impedenza del carico applicato alla testina non esercita alcuna influenza nei confronti dei dispositivi di compensazione meccanica incorpora-

ti, del comportamento rispetto ai transistori, della distorsione e della separazione.

- 2) La maggior parte delle informazioni riportate dalla stampa tecnica su questo argomento, tra cui anche le istruzioni specifiche fornite dai fabbricanti, raggiungono molto spesso i limiti dell'assurdità.
- 3) L'applicazione di un carico ad alta impedenza non pone automaticamente rimedio a tutti i problemi relativi all'equalizzazione, e ciò in particolare nei confronti delle testine a bassa capacità.
- 4) I circuiti di decompensazione sono spesso necessari quando si usano alcuni tipi di testine ceramiche, collegandole all'ingresso di pre-amplificatori predisposti per il funzionamento con testine magnetiche (717).

CIRCUITI PER TELEVISIONE A COLORI (da «Television»)

Le assurde e faraginose polemiche alle quali assistiamo nel nostro Paese agli effetti delle decisioni che il Governo deve prendere per quanto riguarda lo standard da adottare nei confronti della televisione a colori non devono impedire ai tecnici italiani di aggiornarsi sugli sviluppi che vengono realizzati negli altri Paesi, nei quali la televisione a colori è già in atto da parecchio tempo.

Sotto questo aspetto, abbiamo già recensito numerosi articoli di notevole interesse, ai quali si aggiunge quello al quale ci riferiamo in questa particolare occasione, che si occupa per l'esattezza dei circuiti della base tempi realizzati in versione solida.

Il primo argomento che viene considerato è riferito all'alimentazione ed alla relativa stabilizzazione. Segue un breve paragrafo nel quale vengono precisate le esigenze tipiche di questo circuito, dopo di che l'Autore descrive l'oscillatore di campo tipo BRC8000 che presenta numerosi aspetti interessanti, il cui schema elettrico è illustrato alla **figura 10**.

Due diverse sorgenti di alimentazione vengono applicate a questo circuito, e precisamente una tensione non regolata e di polarità positiva, del valore di 45 V, ed una tensione di riga di 100 V, derivata dallo stadio di uscita di deflessione orizzontale, avente il compito di alimentare i controlli di altezza.

Ne deriva che, alimentando il controllo di ampiezza verticale mediante un potenziale derivato dai segnali di deflessione orizzontale, si ottiene una variazione del rapporto di aspetto che si riduce al minimo quando viene variata la luminosità. In altre parole, questo sistema consente un certo effetto di correzione.

Durante la ritraccia, i due transistori conducono corrente, e C430 si carica attraverso la tensione di alimentazione di 45 V, tramite W408, e la combinazione in parallelo tra R437 ed R440, nonché attraverso la giunzione base-emettitore di VT406. Mano a mano che C430 si carica, il potenziale di base di VT406

aumenta in senso positivo rispetto all'emettitore, per cui questo stadio passa rapidamente allo stato di interdizione.

La tensione di collettore di VT406 si riduce quindi rapidamente, fino ad eguagliare quasi il potenziale di massa, per cui anche VT407 passa allo stato di interdizione. In quel preciso istante inizia nuovamente la scansione da sinistra a destra, agli effetti della riproduzione dell'immagine televisiva.

Quando VT406 passa allo stato di interdizione, la carica presente tra gli elettrodi di C430 mantiene positivo il catodo di W408 rispetto all'anodo, per cui il circuito di carica viene staccato da C430. Questa capacità comincia quindi a scaricarsi attraverso R438, ed anche attraverso il dispositivo di controllo R439.

La durata di questo periodo di scarica dipende dal potenziale di carica di C430, ed anche dal potenziale presente sulla giunzione tra il partitore R443/R444, nonché dalla costante di tempo stabilita dai valori di C430, di R438 e di R439.

Dopo aver chiarito dettagliatamente il principio di funzionamento di questa sezione, viene considerato l'impiego dello stadio di uscita di campo BRC8000, il cui schema elettrico viene riprodotto alla figura 11.

Quando l'impulso di scansione ha inizio, C436 comincia a caricarsi attraverso la sorgente di alimentazione di 100 V, tramite il controllo di ampiezza verticale, R446, R447, C433 ed R469.

Durante la scansione, il circuito si comporta alla stessa stregua di un amplificatore. Ciò significa che il potenziale presente ai capi di C436 viene amplificato in quanto un elettrodo di questo condensatore risulta collegato alla base di VT408, mentre l'altro elettrodo viene collegato virtualmente a massa.

Ne deriva un aumento lineare di intensità della corrente che scorre attraverso la resistenza di uscita R461, e quindi l'aumento corrispondente della tensione presente ai suoi capi.

Questa tensione viene retrocessa all'ingresso attraverso C436, per cui il circuito di ingresso riceve una corrente di reazione costante, che viene sottratta dalla corrente costante di ingresso attraverso il comando di ampiezza verticale.

Una volta chiariti i principi precedentemente esposti, l'articolo descrive infine il circuito completo della base dei tempi del telaio Philips tipo G8, che riproduciamo alla figura 12. In esso viene impiegato un commutatore controllato al silicio (W445), che funziona in abbinamento col transistor Tr448.

Durante l'impulso di scansione, Tr448 risulta privo di polarizzazione, per cui non conduce corrente. Il rettificatore controllato al silicio W445 è del pari in stato di non conduzione: a causa di ciò, C442 si carica attraverso la linea di alimentazione a 45 V, tramite R444 ed R455, in quanto W443 risulta polarizzato in senso diretto.

Mano a mano che C442 si scarica, il potenziale presente sull'anodo di W445

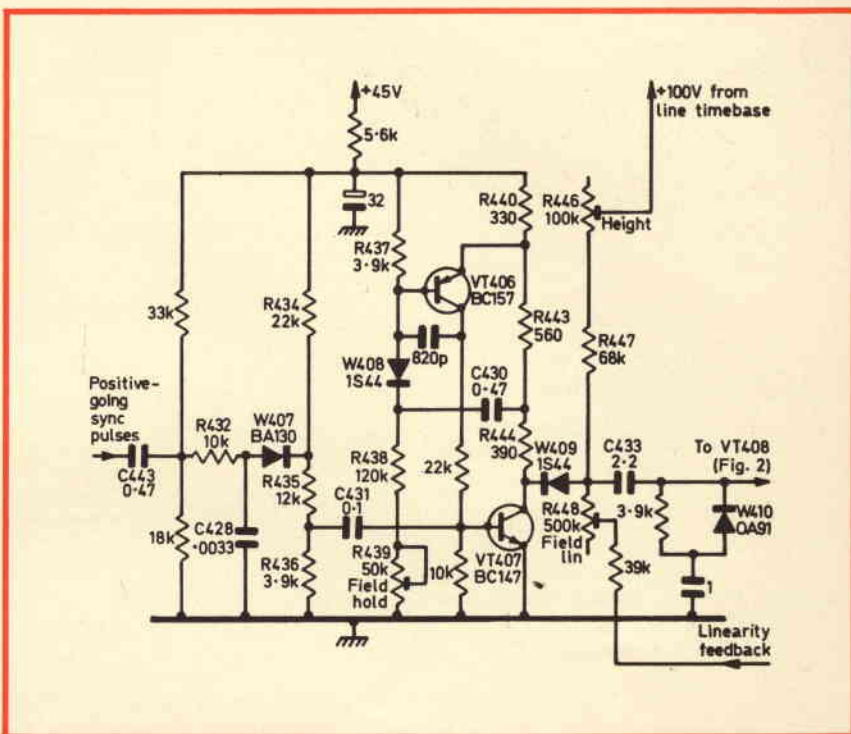


Fig. 10 - Circuito oscillatore di campo impiegato nel telaio a colori tipo BRC 8000.

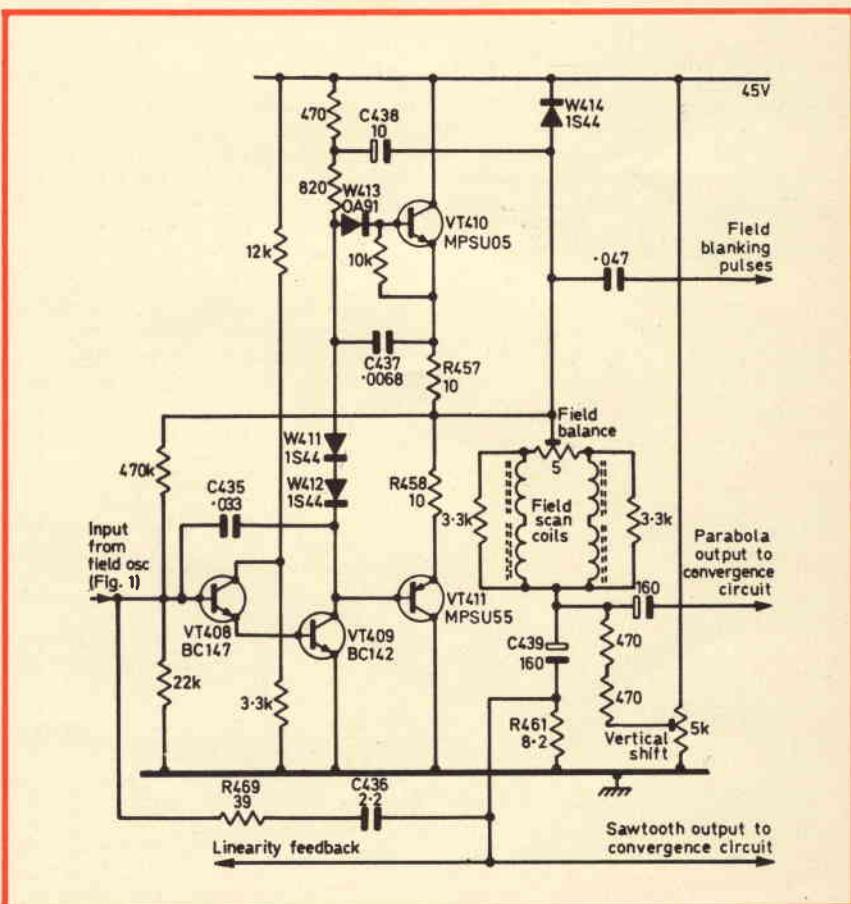


Fig. 11 - Schema elettrico dello stadio di uscita di campo, impiegato nel telaio per TV a colori tipo BRC 8000.

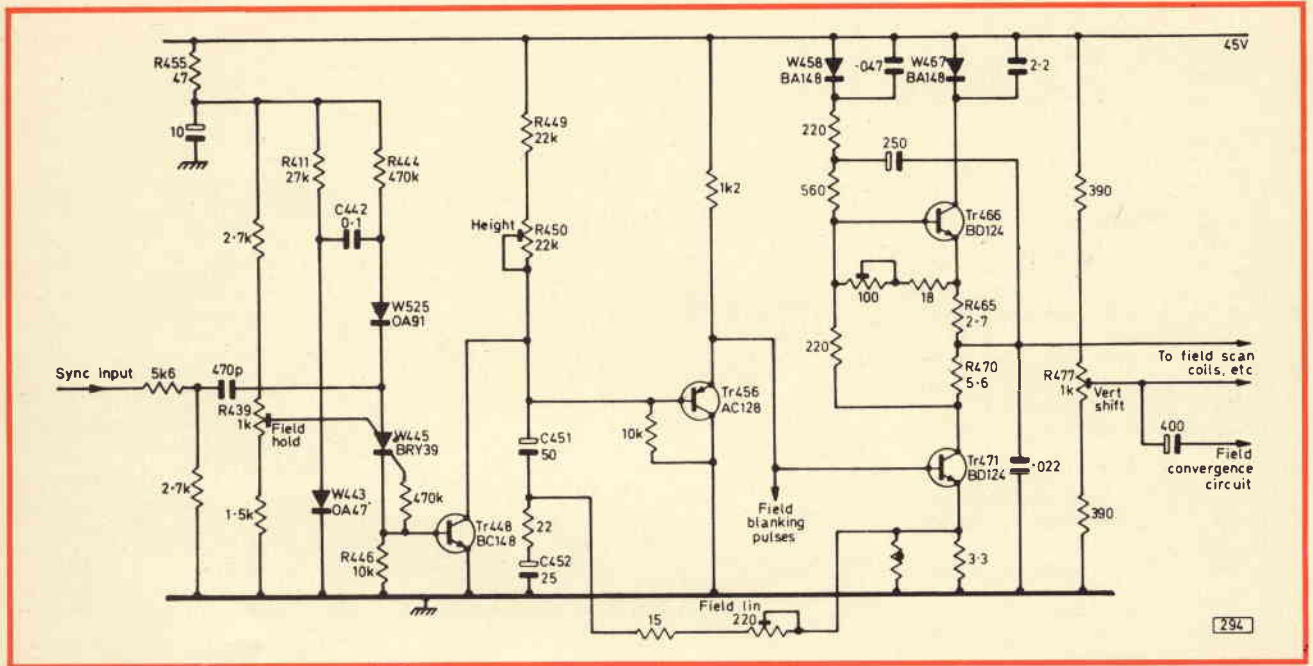


Fig. 12 - Schema elettrico completo della sezione di deflessione orizzontale del telaio Philips tipo G8. Questo circuito impiega un rettificatore controllato al silicio (W445) come oscillatore di campo che funziona in abbinamento col transistor di scarica Tr448.

umenta, e — non appena il suo valore supera quello della tensione presente sull'anodo — il commutatore scatta, per dare immediatamente adito ad una forte conduzione di corrente.

Non riteniamo che l'argomento venga concluso in questo articolo, in quanto esso è suscettibile di ulteriori importanti sviluppi. Di conseguenza, consigliamo a tutti i tecnici che desiderano tenersi al corrente con gli sviluppi in corso di seguire questa interessante serie (728).

I TERMISTORI A COEFFICIENTE TERMICO POSITIVO (Da «T.E.S.T.»)

In un precedente articolo, la medesima Rivista si era occupata dei termistori a coefficiente termico negativo: la Redazione pensa però che sia interessante dire qualcosa anche sui tipi a coefficiente positivo, che sono in genere meno noti, sebbene presentino numerose possibilità di applicazione.

In primo luogo, viene fatto un cenno sulla tecnologia di questi componenti, che posseggono — in certe gamme di temperature — un coefficiente positivo elevato. Questo effetto viene provocato dall'azione contemporanea del meccanismo semi-conduttore e della ferro-elettricità.

I componenti ai quali l'articolo si riferisce vengono realizzati con un materiale ceramico a base di titanato di bario. Allo stato ferro-elettrico, vale a dire al di sotto del punto di Curie, i termistori a coefficiente positivo vengono cristallizzati secondo un sistema tetragonale e presentano una resistenza assai debole. In questo campo termico, la loro resistenza varia relativamente poco.

Tuttavia, al di sotto del punto di Curie, si forma tra i grani del materiale ceramico la presenza di particolari giunzioni, che danno luogo ad un aumento assai rapido della resistenza.

Dopo averne chiarito il principio di funzionamento, l'articolo riporta alcune curve caratteristiche di questi particolari tipi di termistori, come ad esempio quelle che riproduciamo alle figure 13, 14 e 15.

La prima di esse rappresenta la variazione tipica di una resistenza a coefficiente termico positivo in funzione della temperatura. In essa, I_1 rappresenta la temperatura iniziale, R_1 la resistenza corrispondente, mentre gli altri simboli rappresentano rispettivamente la resistenza e la temperatura nominale, ed i relativi parametri corrispondenti alle condizioni estreme.

Nel grafico della citata figura 14, viene invece illustrata la variazione della resistenza di un termistore a coefficiente termico positivo, in funzione della tem-

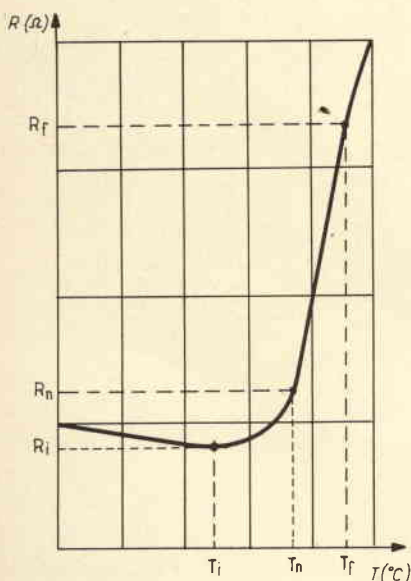


Fig. 13 - Grafico illustrante la variazione resistiva di un termistore a coefficiente termico positivo, in funzione della temperatura.

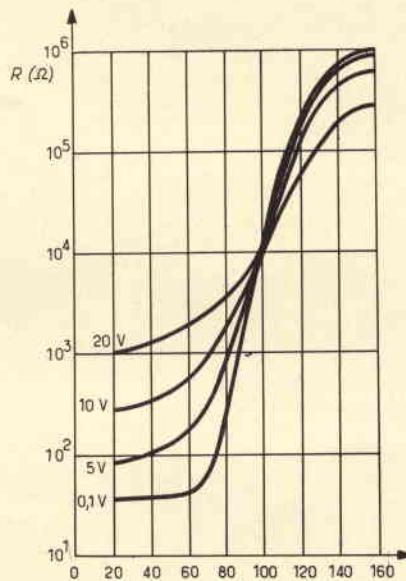


Fig. 14 - Rappresentazione grafica della variazione di resistenza di un termistore a coefficiente termico positivo, in funzione della temperatura e della tensione.

peratura ambiente e della tensione applicata ai suoi capi.

La figura 15 — infine — rappresenta la curva dell'intensità della corrente tracciata in funzione della tensione, della potenza e del valore nominale, per il modello E 220 7703.

Un breve paragrafo chiarisce le condizioni relative alla corrente massima ammissibile, mentre un paragrafo successivo precisa il modo col quale viene determinato il punto tipico di funzionamento, al di sopra ed al di sotto del quale si ottiene la massima flessibilità di impiego del termistore.

Il punto di funzionamento normale di un termistore a coefficiente termico positivo si verifica nella zona P_2 , ossia nella zona in cui il coefficiente termico è appunto maggiormente positivo. Di conseguenza, è necessario che la resistenza possa assumere rapidamente la sua temperatura di equilibrio. Se tali condizioni non sussistono, è necessario ricorrere ad uno degli artifici seguenti:

- Aumento momentaneo della tensione di alimentazione; questo sistema viene impiegato quando il valore della resistenza di carico è esiguo, tenendo conto del fatto che non deve essere superata la tensione di sicurezza.
- Modifica del carico: si tratta del mezzo più idoneo quando la resistenza di carico è di valore elevato, in quanto è sufficiente mettere in corto circuito momentaneo una parte di esso. Non appena viene raggiunto l'equilibrio termico, si ristabilisce il valore nominale del carico.
- Modifica della temperatura ambiente: questo sistema è il più indicato quando la tensione ed il carico non possono essere alterati. Si riscalda infatti momentaneamente l'elemento

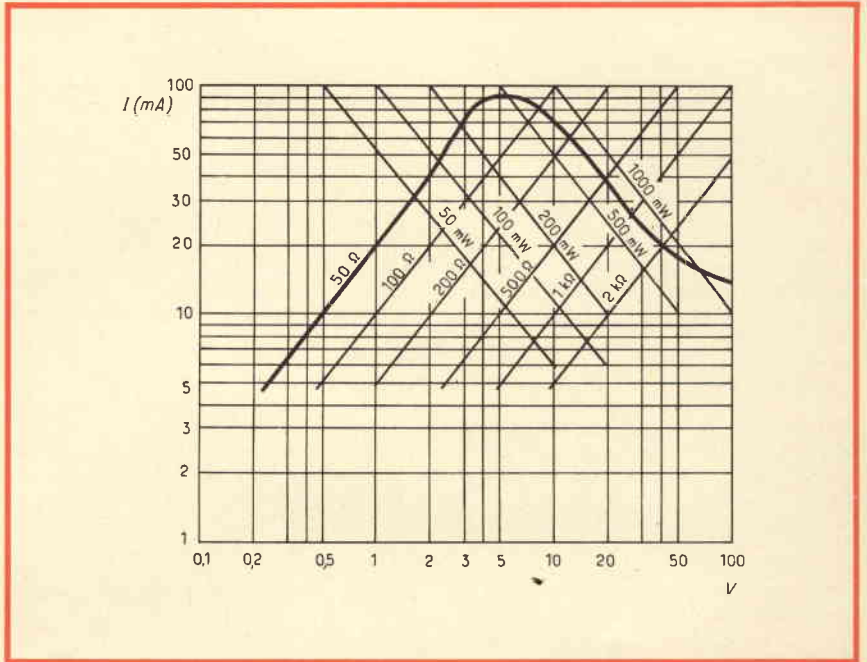


Fig. 15 - Curva dell'intensità della corrente in funzione della tensione, della potenza e del valore nominale, per un termistore a coefficiente termico positivo del tipo E 220 7703.

termosensibile, la cui conduttività diminuisca in proporzione.

La nota prosegue poi con alcune interessanti considerazioni relative a diversi modelli ed alle condizioni di impiego, e viene alla fine conclusa con l'analisi delle prestazioni dei termistori che vengono sfruttati per ottenere determinate reazioni nei confronti delle variazioni della temperatura ambientale (727).

UNA SERRATURA APRIBILE SOLTANTO CON UNA CHIAVE A CIRCUITI INTEGRATI (Da «Radio-Electronics»)

La serratura elettronica è un dispositivo del quale la stampa tecnica si è già occupata diffusamente, in quanto sembra rappresentare una delle soluzioni avveniristiche nei confronti dei provve-

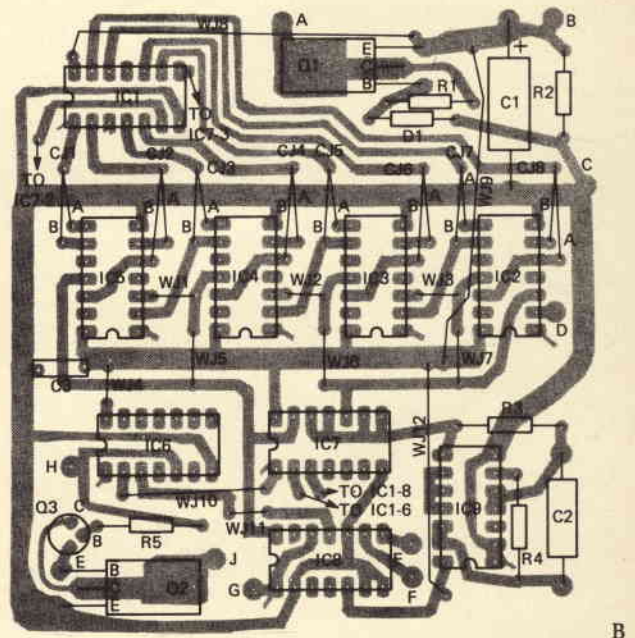
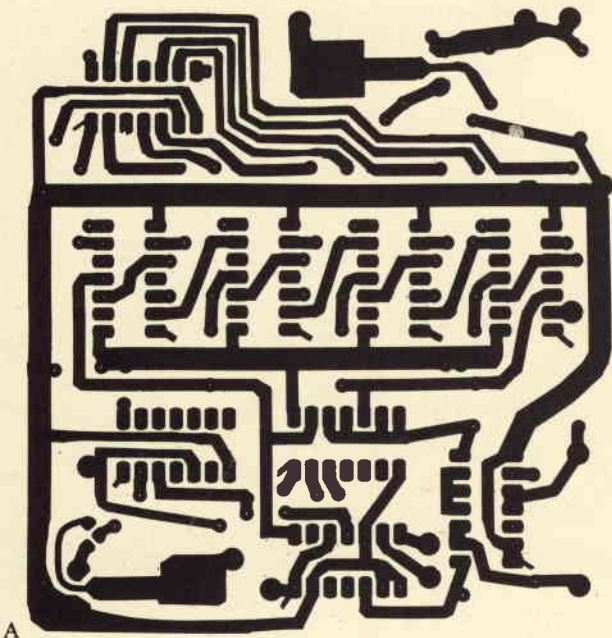


Fig. 16 - Le sezioni «A» e «B» illustrano i due lati opposti della base a circuiti stampati, sulla quale è possibile allestire la chiave elettronica descritta nell'articolo.

dimenti che vengono adottati contro il furto.

In particolare, si tratta sempre di dispositivi per la cui apertura è necessario conoscere una determinata combinazione, che viene impostata premendo pulsanti, oppure applicando in qualsiasi altro modo dei segnali di ingresso ad un circuito elettronico, che reagisce provocando l'apertura della porta soltanto se la combinazione è esatta.

Come abbiamo visto di solito, è sempre possibile trovare per tentativi la combinazione esatta, per cui viene ammessa in partenza la possibilità che la porta chiusa con un sistema di questo tipo venga aperta anche da un malintenzionato. Tuttavia, a seconda della complessità della combinazione, il tempo necessario per identificare quella esatta è di solito talmente lungo, da risultare assai più difficile che non lo scasso o il rilevamento dell'impronta e l'esecuzione di una chiave falsa, per aprire una serratura di tipo convenzionale.

Per quanto riguarda la particolare applicazione che viene descritta nell'articolo che recensiamo, la chiave è assai semplice, e consiste soltanto in un pic-

colo dispositivo a codice ad otto «bit», immagazzinato nella relativa memoria. Quando questo dispositivo viene inserito nella serratura, il codice viene letto, e la serratura reagisce con la produzione di un impulso positivo di uscita, che determina l'apertura automatica della porta.

La chiave viene quindi realizzata con un selettore di dati ad otto «bit», che presenta cioè otto ingressi ed una sola uscita, con tre linee di controllo per regolare il funzionamento.

Il selettore di dati agisce come un commutatore ad otto posizioni, la cui uscita viene collegata ad uno degli ingressi, dove le tre linee di controllo fanno funzionare elettronicamente il commutatore.

La figura 16 illustra in A il lato delle connessioni stampate della basetta recante il dispositivo, ed in B la stessa basetta, vista però dal lato dei componenti, di cui viene precisata la posizione. Il dispositivo comprende in totale nove circuiti integrati e tre transistori, oltre a pochi altri componenti.

Lo schema elettrico è illustrato alla figura 17, — sebbene apparentemen-

te complesso — è invece sostanzialmente semplice, in quanto si tratta di eseguire sulla basetta pochissime connessioni tra le diverse unità integrate.

Oltre a chiarirne il principio di funzionamento, l'articolo ne descrive dettagliatamente i criteri realizzativi, con l'aiuto anche delle due illustrazioni, che riportiamo nelle sezioni A e B della figura 18. La prima di esse rappresenta il metodo mediante il quale, per bloccare la serratura, si fa uso del dispositivo «Digi-Lock», che fa funzionare un relè con contatti tra la linea ed il carico. Nella sezione B è invece illustrata la semplice sezione di alimentazione che sostituisce le batterie quando il dispositivo illustrato in A viene usato su impianti alimentati attraverso la rete.

Per citare una particolare applicazione, quando viene usato per la serratura di una porta, il transistore di uscita Q2, visibile nel circuito di figura 17, viene impiegato per pilotare un apri-porta, che fa funzionare appunto il dispositivo di chiusura. Il circuito può essere alimentato dalle stesse batterie che fanno funzionare la serratura, oppure tramite una sorgente di alimentazione separata. In

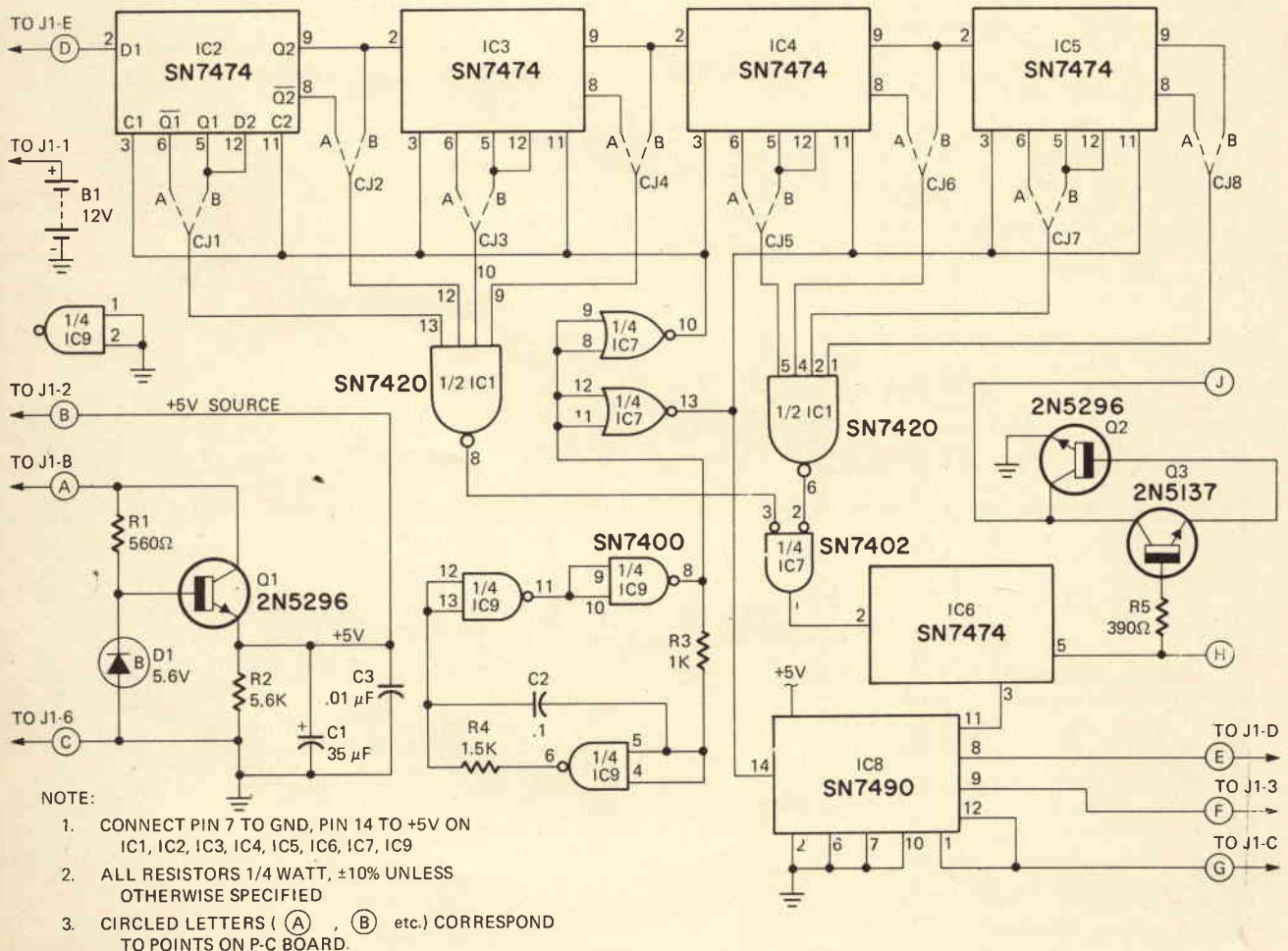


Fig. 17 - Schema elettrico completo della serratura elettronica impiegante circuiti logici digitali e circuiti integrati. Il codice digitale impostato nella chiave viene letto dalla serratura, e deve essere assolutamente esatto affinché il circuito possa funzionare e liberare il meccanismo di sicurezza.

questo caso, un diodo viene usato per proteggere Q2 nei confronti dell'eventuale tensione inversa di rottura proveniente dal solenoide, ogni qualvolta esso viene diseccitato.

La suddetta serratura può essere usata anche per evitare che persone non autorizzate (o bambini) facciano funzionare la serratura o altre parti dell'impianto elettrico. Per questa particolare applicazione, il sistema viene usato per pilotare un relè, in base al metodo illustrato in A alla citata figura 18.

Non riteniamo che sia questo l'unico articolo che la Rivista americana intende pubblicare sull'argomento, e non mancheremo di informare i nostri Lettori nell'eventualità che sullo stesso tipo di dispositivo vengano pubblicati altri articoli di un certo interesse (726).

MIGLIORAMENTO DELLE ATTREZZATURE PER SALDARE

(Da «Electrical Export Review»)

La saldatura è notoriamente un metodo di vastissimo impiego in base al quale è possibile assicurare la continuità nei circuiti elettrici, e rappresenta un vero e proprio contributo nei confronti dell'efficienza dell'apparecchiatura: ciò nonostante, almeno fino ad oggi, ben poco è stato scritto e pubblicato nella stampa tecnica su questo particolare argomento.

La mancanza di letteratura tecnica in questo campo specifico è dovuta soprattutto al fatto che le apparecchiature elettriche disponibili a tale riguardo sono di impiego talmente facile, che — in linea di massima — le saldature risultano nella quasi totalità dei casi accettabili sia dal punto di vista meccanico che da quello elettrico, a patto beninteso che l'operatore possenga la necessaria esperienza.

Nel breve articolo che recensiamo, vengono passate in rassegna le apparecchiature disponibili, come ad esempio i diversi tipi di saldatori, di varie dimensioni a seconda del tipo di saldatura che è necessario eseguire, e vengono anche riassunte tutte le novità che sono state riscontrate in questo campo, in questi ultimi tempi.

Dopo aver passato in rassegna i diversi tipi di saldatori e di punte, nelle loro numerose versioni, a seconda che si tratti di attrezzi studiati per l'impiego in clablaggi convenzionali, oppure per operare su circuiti stampati o addirittura su componenti appartenenti alla categoria della microelettronica, l'Autore prende in considerazione alcuni strumenti di tipo particolare, che sono stati allestiti in questi ultimi anni, con particolare riguardo agli impianti per la saldatura in serie delle basette a circuiti stampati, mediante bagno di immersione nella lega saldante fusa.

Un altro dispositivo che viene preso in considerazione, e che può presentare un certo interesse, soprattutto per quanto riguarda le organizzazioni industriali nelle quali il fattore tempo ed il fattore sicurezza rivestono carattere di parti-

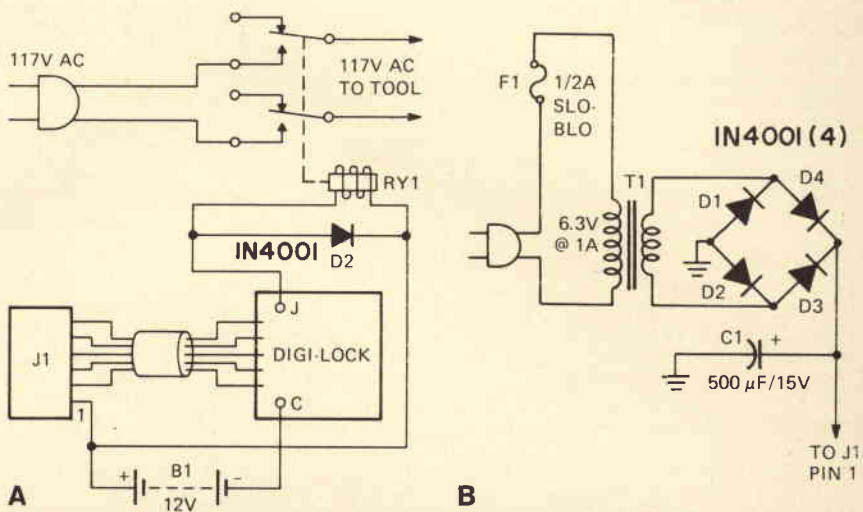


Fig. 18 - «A» è lo schema elettrico che chiarisce la tecnica di impiego del dispositivo «Digi-Lock» per far funzionare un relè con contatti tra la linea ed il carico. «B» riproduce invece lo schema elettrico della semplice sezione di alimentazione, che può essere usata per far funzionare la serratura elettronica con la tensione di rete, anziché mediante batterie.

Fig. 19-A - Fotografia della macchina con la quale si ottiene l'avanzamento del filo di nastro preparato, per eseguire saldature sulle basette a circuiti stampati, senza spreco di stagno, e - quel che più conta - senza sbavature.

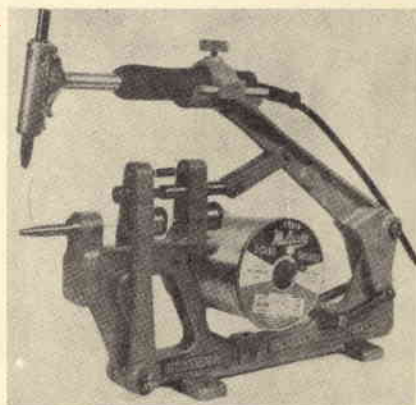
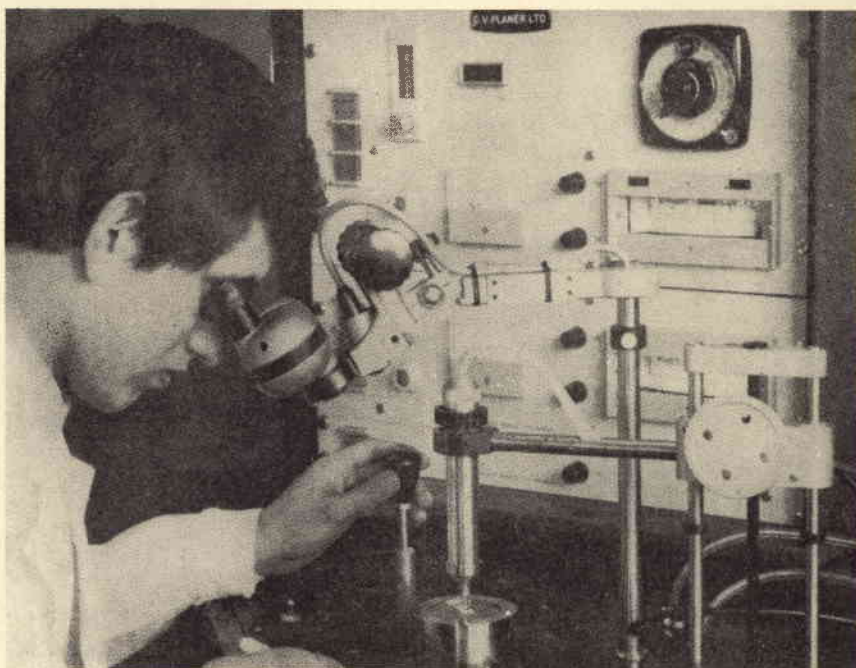


Fig. 19-B - Apparecchiatura per eseguire micro-saldature a gas caldo, prodotta dalla G. V. Planer.



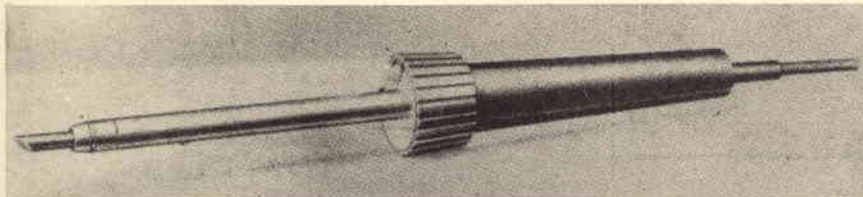


Fig. 20 - Esempio di saldatore di produzione Pifco, munito di lampada nella parte inferiore del manico, per illuminare adeguatamente il punto nel quale viene eseguita la saldatura.

colare importanza, consiste in una semplice macchina che supporta un rocchetto di filo di stagno preparato, e lo rende disponibile attraverso un sistema di trazione meccanica, nel punto in corrispondenza del quale la saldatura viene facilmente eseguita attraverso un saldatore montato su di un braccio a leva, funzionante con un sistema assai simile a quello della cosiddetta saldatrice a punti.

Il dispositivo viene qui illustrato alla figura 19A, che ne mette in chiara evidenza il principio di funzionamento.

Questo tipo di strumento si rivela di notevole utilità agli effetti della saldatura di componenti discreti sulle basette

a circuiti stampati, in quanto il terminale del filo di stagno preparato, che esce da un tubo ad estremità conica nella parte inferiore, viene ad appoggiarsi automaticamente alla zona nella quale è necessario eseguire la saldatura mentre la temperatura del saldatore viene applicata dal lato opposto, in quanto proviene dal corpo verticale facente parte del saldatore: con questo particolare sistema, sebbene lo stagno fuso si trovi al di sotto della zona di saldatura, è assicurata l'adesione della sola quantità necessaria per eseguire la saldatura, mentre l'eventuale quantità di stagno fuso in eccesso cade, evitando in tal modo le sbavature.

La figura 19B illustra invece un'altra applicazione particolare, consistente in un'apparecchiatura in grado di eseguire micro-saldature con gas caldo, escogitata e realizzata ad opera della G.V. Planer.

La figura 20C — infine — è la fotografia di un tipico saldatore di produzione Pifco, munito di lampadina nella parte inferiore dell'impugnatura, attraverso la quale viene comodamente illuminata la zona di operazione. Si tratta di un tipo di saldatore adatto all'impiego nella micro-elettronica, munito di punta intercambiabile, ed in grado quindi di essere adattato a diversi tipi di esigenze.

La dettagliata rassegna delle diverse tecniche di saldature, e delle più moderne apparecchiature attualmente disponibili in commercio, almeno per quanto riguarda il mercato inglese, dovute alla iniziativa che si occupa di questo campo specifico, rende questo articolo di un certo interesse, con particolare riguardo agli addetti dei controllo «tempi e metodi» nelle industrie, sebbene sia evidente un certo interesse anche nei confronti del normale tecnico, dell'artigiano, e di chiunque faccia un uso intenso del saldatore elettrico (724/5).

TV PER SORDOMUTI

In America, una stazione televisiva di Jackson, nel Mississippi, ha adottato un accorgimento che ha del clamoroso per venire in soccorso dei suoi (chiamiamoli così) ascoltatori che abbiano la sventura di essere sordi: la lettura dei notiziari viene fatta da un normale annunciatore, come in tutte le altre stazioni Tv del mondo, ma al fianco dello «speaker» agisce un collaboratore che ripete le notizie principali facendo i gesti del tradizionale alfabeto dei muti. E' la prima stazione che abbia introdotto simile sistema. Altre, però, avevano fatto ricorso a un sistema più semplice: abbondanti scritte sovrimprese.

FREQUENCY COUNTER Mod. IC-333

Una novità per gli OM-CB per la prima volta importato in Italia un frequenzimetro digitale veramente funzionale.
Frequenza fino a 30 MHz
Alimentazione
220 Vc.a. 12 Vc.c.



DISTRIBUTTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA G.B.C. ITALIANA



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.

re c.a. Circuito con 18 transistori e 10 diodi.

SONY CF-300 - microfono a condensatore incorporato. Gamme di ricezione onde medie e FM. Alimentazione a 6 Vc.c. oppure universale c.a. Potenza di uscita 1,5 W. Un circuito integrato 1 FET, 15 transistori ed 11 diodi.

SONY CF-550 - Stereo - due microfoni a condensatore incorporati per una comoda ed immediata registrazione stereo. Selettore di nastri HF o speciali. Filtri ceramici per alta selettività. Due altoparlanti frontali. Gamme di ricezione onde medie e FM. Potenza di uscita 3 W. Alimentazione 6 Vc.c. oppure universale c.a. Circuito con 2 FET e 32 transistori (figura 1).

Sig. MAGNANI G. - Livorno

Ferro G. - Savona - Rosati F. - Roma, Stazioni di radiodiffusione

Su 254 kHz, a partire dal mese di giugno ha iniziato a trasmettere regolarmente la stazione Algerina di TIPAZA. La

sua potenza è di 750 kW denunciati e di 1000 kW effettivi.

La stazione udita su 610 kHz è Irachena, altre stazioni di questo paese hanno iniziato a trasmettere recentemente sulle frequenze di 629 e 1349 kHz.

In Francia, a partire dal prossimo anno, verrà effettivamente irradiato un terzo programma televisivo. Le stazioni di questo canale avranno le stesse caratteristiche del secondo canale e cioè: standard 625 linee (sistema L) colore Secam. Nel mese di dicembre di quest'anno saranno attivati i seguenti quattro trasmettitori: Paris 50 kW, canale 28; Lille-Bouigny, 50 kW, canale 24; Strasbourg - Nordh. 50 kW, canale 43; Nancy Malz. 20 kW, canale 26. Entro il 1973 saranno costruite altre nove stazioni, oltre a numerosi ripetitori di piccola potenza.

Per ricevere il bollettino dei programmi trasmessi da Radio Pechino è sufficiente indirizzare a: Radio Peking - China.

In tutto il mondo esistono molti club di ascoltatori delle emissioni DX di ra-

Sig. DE BIASI G. - Napoli Radio-registratori portatili

La SONY, i cui apparecchi sono reperibili presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. Italiana, dispone di una vasta serie di radio-registratori fra i quali i seguenti dispongono anche di microfono a condensatore incorporato.

SONY CF-350 - microfono a condensatore incorporato. Gamme di ricezione onde medie e FM. Potenza di uscita 1,2 W. Alimentazione a 6 Vc.c. oppure in c.a. Circuito con 19 transistori e 6 diodi.

SONY CF-400 - microfono a condensatore incorporato. Gamme di ricezione onde medie e FM. Potenza di uscita 1,4 W. Alimentazione a 6 Vc.c. oppure c.a. Circuito con 16 transistori ed un FET.

SONY CF-450 - con microfono a condensatore incorporato. Gamme di ricezione onde medie e FM. Potenza di uscita 1,5 W. Alimentazione a 6 Vc.c. oppure

Fig. 1 - Radio-registratore Stereo SONY - CF550 con due microfoni a condensatore incorporati. Due altoparlanti frontali. Filtri ceramici. Selettore di nastri. Ricezione gamme onde medie e FM 3 W indistorti. 2 FET e 32 transistori.



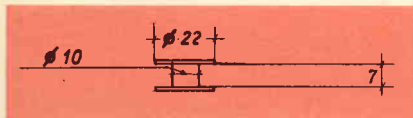


Fig. 2 - Valore di induttanza 100 μ H circa. Filo di rame smaltato da 5/10, numero 110 spire, $0,4 \div 0,6$ A circa.

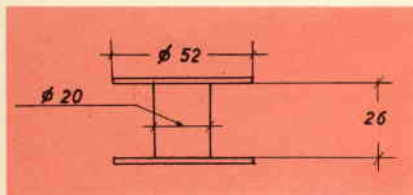


Fig. 3 - Valore induttanza 750 μ H/H circa. Filo di rame smaltato (con cartone pre-span da 2/10 ad ogni strato) da 10/10. Numero spire 180, $1,5 \div 3$ A.

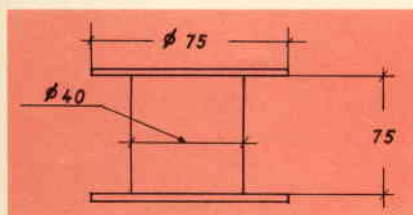


Fig. 4 - Valore induttanza 390 μ H circa. Filo di rame con due coperture in cotone, da 20/10. Numero spire 110, $6 \div 9$ A.

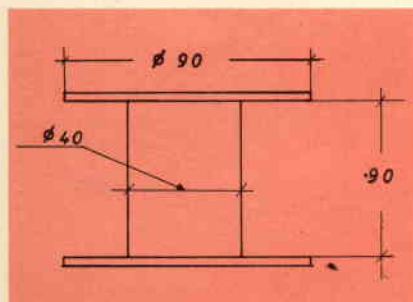


Fig. 5 - Valore induttanza 280 μ H circa. Filo di rame con due coperture in cotone. Diametro 30/10. Numero spire 110, $15 \div 20$ A.

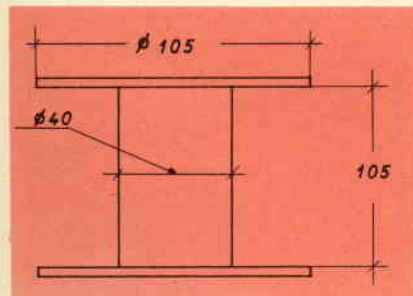


Fig. 6 - Valore induttanza 210 μ H. Filo di rame due coperture cotone da 40/10. Numero spire 100, $25 \div 37$ A.

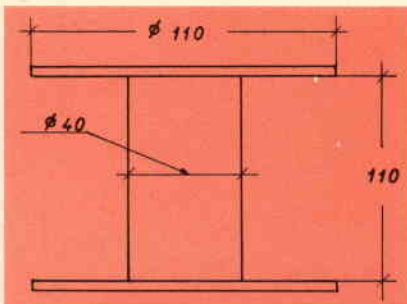


Fig. 7 - Valore induttanza 210 μ H circa. Filo di rame due coperture cotone. Diametro 45/10. Numero spire 100, $32 \div 48$ A.

diodiffusioni. Però i loro bollettini quasi sempre sono molto imprecisi e pertanto riteniamo che non valga la pena di sprecare quattrini in tale senso. Desiderando avere delle informazioni sicure è necessario rivolgersi direttamente agli enti radiotelevisivi che inviano sempre i loro programmi di trasmissione e consultare le pubblicazioni ufficiali, delle quali eventualmente potremo inviare l'elenco per lettera.

Fig. BRUZZONE G. - Genova Bobine di impedenza per filtri

Negli schemi relativi ai circuiti antidisturbo che abbiamo pubblicato in questa rubrica è sempre stato indicato il valore delle bobine di impedenza ed il numero delle spire necessarie.

Comunque nelle figure dal 2 al 7 riportiamo i dati relativi ad alcune di queste bobine per valori di impedenza e di corrente differenti.

Fig. Costanzo G.G. - RAPALLO POLEMICA SU GENOVA? Una opinione

Sono un appassionato di ricetrasmissioni e come tale ho visitato la fiera di Genova dello scorso settembre ed ho quindi letto l'articolo in proposito del vostro Alligatore Alberto. Naturalmente vi scrivo perché ho molto da obiettare su quanto riferito, e soprattutto, puntualizzare in qualità di genovese. Le impressioni da voi riportate sono state più o meno le stesse che hanno colpito me e gli amici con cui mi sono recato a visitare la fiera. In effetti la media del materiale era qualitativamente scadente per non dire che uno dei miei accompagnatori che ha acquistato un 5 W 6 canali usato, ha poi scoperto che neppure 1 dei 6 promessi canali quarzati lo era. E' pure vero del bailamme generale e fino a qui sono d'accordo. Quello che non trovo giusto è l'accusa al materiale surplus. Il surplus è necessario, ritengo. Senza di esso io avrei impiegato non so quanti mesi di più per farmi una stazioncina CB, e chissà quanti casi analoghi al mio esistono.

Certo bisogna essere accorti e appunto visitando fiere come quella di GENOVA o Mantova o altre si riesce ad avere l'esperienza necessaria.

Da ultimo debbo dire che non mi è proprio piaciuta la frase allusiva ai genovesi e alla loro «dignità». Voi siete a Milano, e credete di essere bravi solo voi. Se qui in Liguria amano far pagare cataloghi che altri regalano sono fatti loro: non si deve generalizzare, gente che fa i propri interessi c'è qui come in altri luoghi e non sta a voi criticarne l'operato addirittura coinvolgendo una regione inutilmente... Non è campanilismo, non vorrei essere frainteso, bensì una logica che mi pare inequivocabile...

Abbiamo ricevuto alcune lettere a seguito dell'articolo in esame e abbiamo deciso di riportarne un brano di una che comprende, come spirito un po' tutte. E' una eccezione, lo sottolineiamo, poiché certi problemi che premono una fetta dei nostri lettori «rubano» spazio a problemi o notizie destinati ad altri.

Anzitutto riteniamo indiscutibili i ragionamenti circa la frase espressa, forse senza mezzi termini, che tacciava in blocco gli abitanti di quella stupenda città che è Genova, come cercatori di lucro ad oltranza.

A ben rileggerla, la frase incriminata, è generica e abbraccia tutti, mentre, come giustamente fa notare il nostro interlocutore, «gente che fa i propri interessi c'è qui come altrove».

Giustissimo. Quindi, se equivoco c'è stato, eccolo chiarito.

Tornando invece allo scottante problema del materiale surplus ci congratuliamo con il Signor Costanzo per il patrimonio di cui dispone, ma che dissipa in viaggi per l'Italia alla ricerca di materiale d'occasione: deve essere notevole.

Merita altresì un augurio che questa affannosa ricerca non si sia conclusa come quella del suo sfortunato amico che in fondo ha fatto (concludere) un affarone. Deponiamo la penna intrisa di ironia pregando il Signor Costanzo di riscriverci aggiungendo l'indirizzo al quale vuole siano recapitati gli arretrati da lui gentilmente richiesti poiché in nessun punto della sua lettera-fiume egli lo riporta.

Fig. MESSINA F. - Palermo Elettronica nell'auto

Attualmente i circuiti elettronici sono gradatamente applicati anche agli impianti elettrici delle autovetture, comprese quelle da competizione. Fra i principali apparecchi del genere che un buon elettrauto dovrebbe essere in possesso citiamo i seguenti:

- 1) Accensione elettronica a scarica capacitiva per autoveicoli fino a quattro cilindri. 8.000 giri al minuto.
- 2) Accensione elettronica a scarica capacitiva per autoveicoli fino a 6 cilindri; 9000 giri al minuto.
- 3) Adattatore per contagiri elettronici del tipo parallelo come i contagiri Veglia, Borletti, Jaeger, VDO e Smith Ad esempio il modello C-C01/12 della Philips si adatta perfettamente in

impianti con accensione elettronica C-A08/12.

- 4) Regolatori elettronici di tensione per alternatori per vetture a 12 V e tipi industriali per veicoli industriali a 24 V.
- 5) Regolatori elettronici per dinamo a 12 V e 24 V.
- 6) Rivelatore elettronico per segnalazione sgonfiamento dei pneumatici.

Questo apparecchio, attualmente poco conosciuto visibile in fig. 9, consiste di un trasmettitore ruota (singola o gemellata), di un'antenna di un ricevitore, e di un segnalatore con connessioni.

Il suo principio di funzionamento è il seguente: quando per una causa qualsiasi la pressione di un pneumatico sotto controllo scende al di sotto del valore minimo prefissato, entra in funzione il corrispondente trasmettitore che è fissato su ciascuna delle ruote da proteggere.

Il segnale irradiato dal trasmettitore, su di una determinata frequenza, viene captato da un ricevitore montato sul telaio della motrice e collegato con un segnalatore ottico-acustico installato nel cruscotto.

Con questa segnalazione chi guida può individuare tempestivamente il pneumatico sgonfio evitando così complicazioni.

Sigg. MARINI G. - Torino,
ROMEI N. - Roma,
BARONI G. - Bari
Pubblicazioni varie

Fra i volumi in lingua inglese, che trattano gli argomenti richiesti, consigliamo i seguenti:

1) Telescriventi per radioamatori - THE NEW RTTY HANDBOOK, Radioteletype - di Byron H. Kretzman (W2JTP) edito da CQ Magazine, 14, Vanderverter Avenue, Port Washington, LI, NY 11050 Il suo costo in dollari è di 3,95. Può essere richiesto tramite una libreria internazionale come ad esempio la A.E.I.O.U., Via Meravigli, 16 Milano.

2) THE TRUTH ABOUT CB ANTENNAS, con la descrizione di 10 antenne per le gamme dei CB., prezzo dollari 4,95.

ALL ABOUT CUBICAL QUAD ANTENNAS, dollari 3,95.

BEAM ANTENNAS HANDBOOK, dollari 4,95.

Questi volumi sono editi tramite la RADIO PUBLICATION INC. Box 149, Wilton, CT 06897 e possono essere ordinati tramite la suddetta libreria A.E.I.O.U.

3) WORLD MAP con tutti i prefissi relativi ai radioamatori ed altri interessanti dati è stampata dalla ARRL e pensiamo sia reperibile presso le sezioni sedi della ARI.

4) Sugli apparecchi relativi agli effetti sonori e visivi per la chitarra elettrica recentemente è stato pubblicato in Francia un libro molto interessante: EFFETS SONORES ET VISUELS POUR GUITARE ELECTRIQUE a cura di B. Fighera ed edito dalla Librairie Parisienne della Radio, 43, rue de Dunquerque, Paris (X). Il suo costo è di 12 franchi.

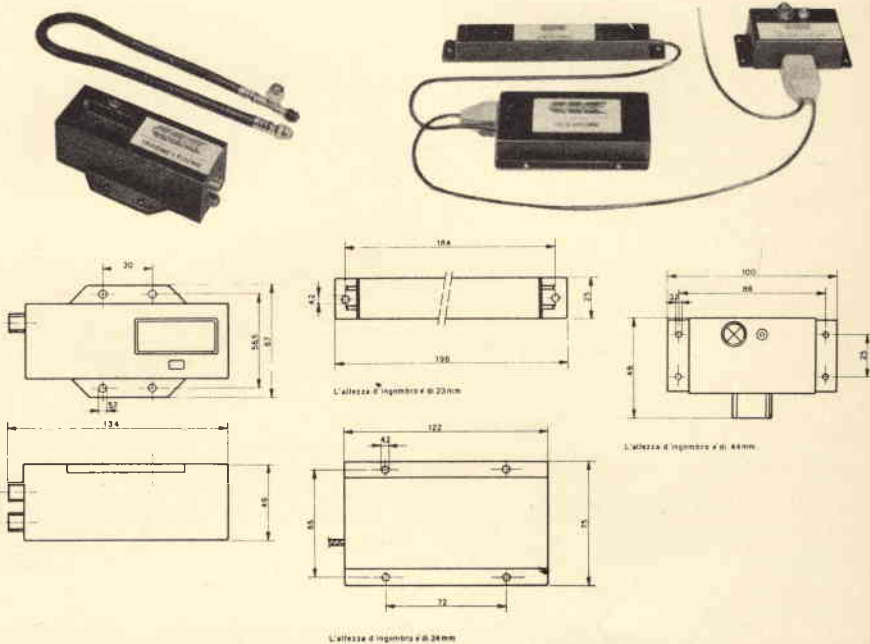


Fig. 9 - Rivelatore elettronico dello sgonfiamento delle gomme di autovetture è visibile il trasmettitore, il ricevitore, l'antenna, il segnalatore con connessioni.

La stessa casa editrice ha pubblicato anche il volume L'ELECTRICITE A LA PORTEE DE TOUS in cui sono prese in considerazione le principali applicazioni pratiche dell'elettricità.

Fig. DONATI D. - Napoli
Circuito integrato TBA 820

Il circuito integrato, la cui fotografia è visibile in figura 10, è stato introdotto recentemente sul mercato dalla SGS/ATES, ed infatti, come lei chiede, è particolarmente adatto per essere impiegato quale amplificatore di bassa frequenza, in classe B, nelle radio e TV portatili, interfon, registratori a cassetta, giradischi e così via.

Una delle principali caratteristiche di questo circuito è quella di poter funzionare indifferentemente con tensioni di alimentazione comprese fra 3 e 16 V.

In funzione delle tensioni di alimentazione si possono ottenere le seguenti potenze di uscita:

alimentazione a 12 V, $P_u = 2$ W
 con carico di 8 Ω

alimentazione a 9 V, $P_u = 1,6$ W
 con carico di 4 Ω

alimentazione a 9 V, $P_u = 1,2$ W
 con carico di 8 Ω

alimentazione a 6 V, $P_u = 0,75$ W
 con carico di 4 Ω

Il TBA820 in effetti è uno dei più interessanti circuiti integrati del momento, infatti le principali caratteristiche sono:

Bassissima corrente di riposo (3,5 mA a 9 V. Assenza di cross-over, per tensioni di alimentazione molto basse. Alta reiezione al ripple dell'alimentazione (migliore di 44 dB). Necessita soltanto di cinque componenti esterni: due conden-

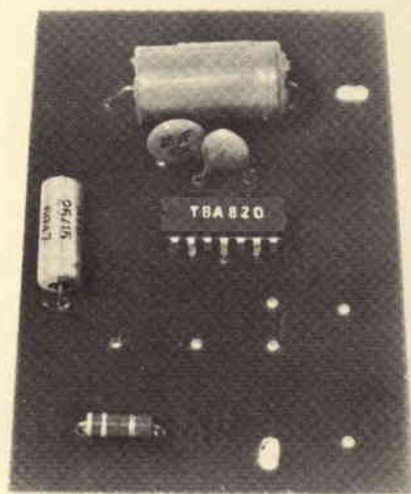


Fig. 10 - Fotografia di un amplificatore realizzato con il circuito integrato TBA820.

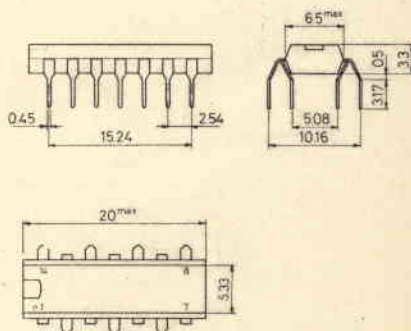


Fig. 11 - Contenitore e disposizione dei terminali del circuito integrato TBA820.

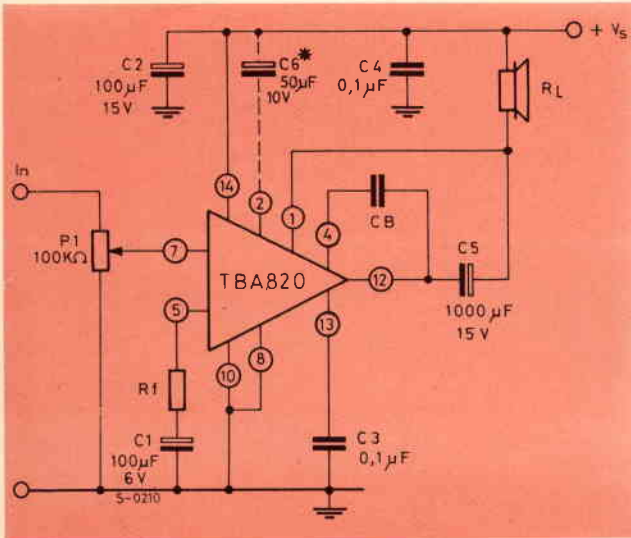


Fig. 12 - Applicazione pratica di un circuito integrato TBA820, con carico connesso al circuito di alimentazione.

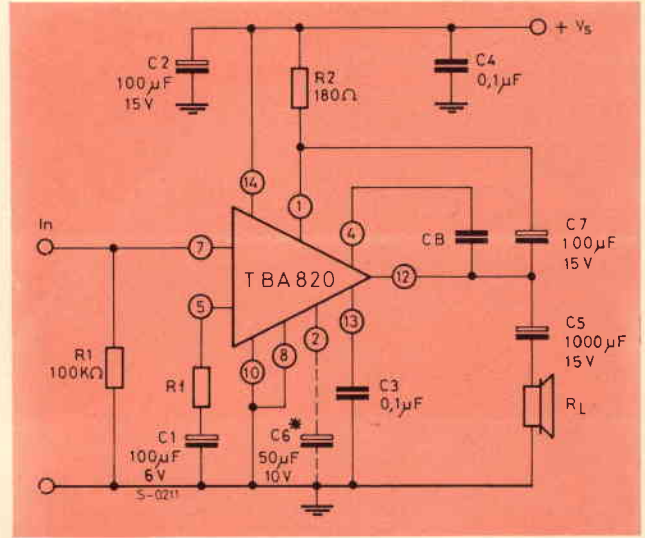


Fig. 13 - Altro esempio di applicazione pratica del TBA820 con carico connesso alla massa.

satori elettrolitici, due condensatori ceramici ed un resistore. Alla dissipazione di potenza dovuta alla «frame» di rame incorporata nel contenitore (la resistenza termica giunzione-ambiente è di 80° C/W).

Come mostra la figura 11 il TBA820 è montato in un contenitore plastico split-dip a 14 piedini e può operare nella gamma di temperatura standard da 0°C a +70°C.

Le figure 12 e 13 si riferiscono a due esempi tipici di impiego.

Sig. BACCHI F. - Firenze
M SEGRE - Torino

Circuito Sherlock Home n. 8/1971

Nel tracciare il circuito del dispositivo Sherlock Home pubblicato nel n. 8/1971 della rivista, il progettista è incorso in qualche piccolo errore.

In primo luogo riferendosi alla figura 1, occorre eliminare il collegamento

tra il condensatore C4 ed il resistore R8.

Nella basetta è necessario interrompere il collegamento tra il terminale inferiore di R8 ed il gruppo in parallelo R6-C4, connettendo lo stesso terminale di R8 al collegamento di R7 che fa capo al catodo di RCS2 ed al punto 8.

Sig. GIORDANI G. - Milano
Convertitore cc/cc 6 ÷ 12 Vc.c.

Lo schema elettrico del convertitore della Siemens (fig. 14) adatto a trasformare la tensione continua di una batteria a 6 Vc.c. in tensione pure continua a 12 Vc.c. lo abbiamo estratto dalla rivista francese «Le Haut-Parleur».

Tutti i dati relativi ai componenti sono stati indicati direttamente nello schema ed i transistori usati sono facilmente reperibili anche in Italia.

Il circuito è costituito da un multivibratore astabile di cui fanno parte i due transistori T1 e T2, di uno stadio di potenza con i transistori T3 e T4, di un

circuito triplicatore di tensione con i diodi D1, D2, D3 e D4 ed infine di un circuito stabilizzatore, il cui compito è quello di mantenere costante la tensione di uscita, di cui fanno parte i transistori T5, T6 e T7.

Il circuito è anche protetto dai cortocircuiti. Infatti in presenza di un corto il transistor T5 si blocca. Il resistore regolabile R2 che può essere costituito da un potenziometro a filo, serve per l'appunto la corrente di base in funzione delle condizioni di sovraccarico desiderate.

Il potenziometro R1 pure del tipo a filo serve a regolare esattamente la tensione di uscita.

Sig. CARMINATI D. - Roma
Caratteristiche di alcuni apparecchi del surplus

Il ricevitore BC652A - copre la gamma da 2000 kHz a 6 MHz in due sottogamme. Sono impiegati dei tubi elet-

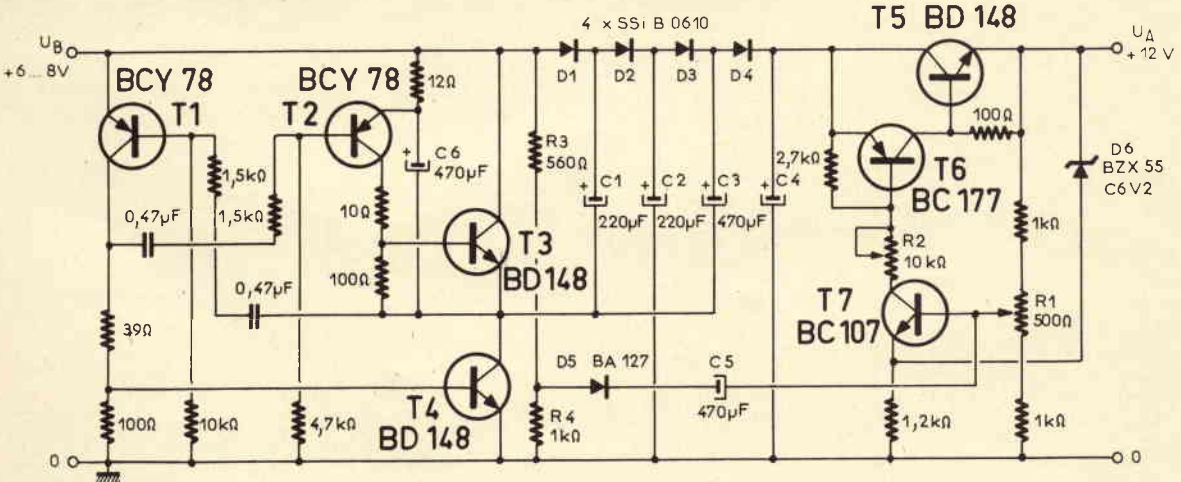


Fig. 14 - Schema elettrico di un convertitore cc/cc per la trasformazione della tensione da 6 a 12 Vc.c. Il circuito comprende sette transistori.

tronici del tipo 12S7, 12K8, 12SK7, 12SR7 e 6Y6.

La frequenza intermedia (tre stadi) ha il valore di 915 kHz.

Nei ricevitori completi esiste anche un calibratore a quarzo con due tubi 2-6SC7 e 1-6K8, che permette la taratura dello spettro di frequenze ogni kHz.

Il BC312, come abbiamo già precisato in passato, copre invece la gamma da 1500 kHz a 18 MHz ed anch'esso è del tipo a tubi elettronici (10 complessivamente).

L'apparecchio URM 80 non è altro che un frequenzimetro con il quale è possibile coprire la gamma che va da 10 MHz a 100 MHz. Il suo circuito comprende 27 tubi elettronici del tipo miniatura e noval. L'alimentazione può essere effettuata tanto a 110 Vc.a. quanto a 220 Vc.a.

In Francia se ne trovano molti esemplari nuovi a dei prezzi convenienti ma pensiamo che gli stessi siano reperibili anche in Italia.

Comunque è evidente che se le interessa avere uno strumento che copra la gamma delle onde lunghe, medie e corte è preferibile l'acquisto del generatore TS413 A/U con il quale è possibile coprire in sei sottogamme la gamma da 75 kHz a 40 MHz anch'esso del tipo a valvole.

Il vantaggio di questo generatore è quello di possedere un attenuatore di uscita calibrato a 1/100.000, 1/10.000, 1/1.000, 1/100 ed 1/10.

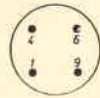
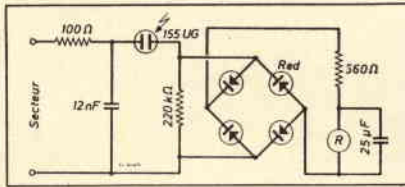


Fig. 15 - Circuito di principio di un rivelatore di fiamma in cui è utilizzato il rivelatore di raggi ultravioletti 155 UG.

Inoltre, tramite un oscillatore a quarzo separato è possibile avere un segnale campione di 1 MHz.

Sig. MARCHISIO N. - Genova Rivelatore d'incendi

Effettivamente il rivelatori per raggi ultravioletti Philips 155 UG può essere usato tanto per la sorveglianza della fiamma dei bruciatori quanto come rivelatore di incendi.

Lo schema di principio di un impianto di questo tipo è visibile in figura 15.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

Sensibilità ai raggi ultravioletti:
fra 0,2 μm e 0,29 μm
Tensione di utilizzazione: 220 V
+10% -15%
Lunghezza massima: 25 mm
Diametro massimo: 28,5 mm

Sig. MENEGLI - Vittorio Veneto

Rispondiamo nella rivista poiché Ella non ci ha comunicato il suo indirizzo. Purtroppo non siamo in possesso dello schema elettrico del radioregistratore della Standard SR-T 183 FL.

Le consigliamo di richiedere lo stesso al rappresentante in Italia della Standard Corporation Rag. Gino Perelli Cippo, via Francesco Ferruccio, 6 20145 Milano.

Naturalmente, è molto difficile darle dei consigli circa il guasto che si è verificato nel registratore. Non è da escludere che esso sia dovuto al transistor che funge da amplificatore fra la sezione radio e quella di registrazione, ma potrebbe anche dipendere da una causa più banale come un resistore bruciato od un condensatore difettoso.

Se Lei è in possesso di un tester controlla tutti i componenti, in modo particolare la tensione nei vari punti di alimentazione dei transistori.

In caso di difficoltà chiedi al rappresentante della Standard, di cui le abbiamo fornito l'indirizzo, dove può inviare il registratore per la riparazione.

Costruite anche voi questo magnifico modello di CANNONE ANTICO DELLA GUERRA CIVILE AMERICANA. Una riproduzione che vi darà enormi soddisfazioni e avrete sempre un soprammobile di gran classe.

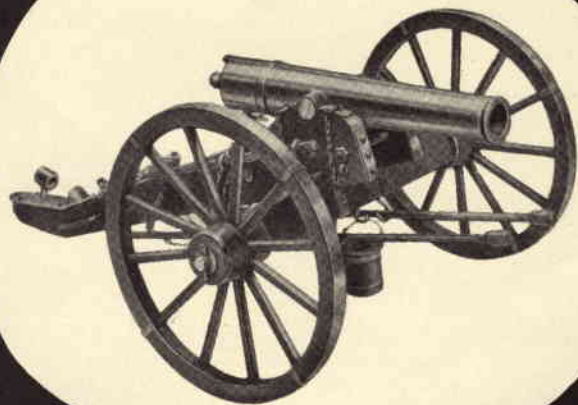
Questa è una delle cento scatole di montaggio di navi - aerei - auto - che abbiamo a vostra disposizione

SE SIETE HOBBYSTI INTELLIGENTI NON POTETE FAR A MENO DI CONSULTARE IL NUOVO CATALOGO N. 47/S CHE POTETE OTTENERE SEMPLICEMENTE INVIANDO 350 L. IN FRANCOBOLLI NUOVI - INCLUDENDOLI IN BUSTA CHIUSA.

SIAMO AL VOSTRO SERVIZIO PER INFORMARVI SUL MEGLIO IN MODELLISMO - FACCIAMO SOLO DEL MODELLISMO MA LO FACCIAMO BENE!!!

TRENTA ANNI DI ATTIVITA' LO DIMOSTRANO!

**Corso SOMMEILLER N. 24
10128 TORINO**



**CHIEDETECI SUBITO
IL NUOVO CATALOGO N. 47/S
(non contrassegno)**

AEROPICCOLA

COSTRUITEVI IL TESTER UNIVERSALE 20.000 OHM/V

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità:

20.000 Ω/V in c.c.
4.000 Ω/V in c.a.

Volt. c.c.:

0,1 V, 1 V, 3 V, 10 V,
30 V, 100 V, 300 V, 1.000 V

Volt. c.a.:

1,5 V, 15 V, 50 V,
150 V, 500 V, 1.500 V

Ampere c.c.:

50 μA , 0,5 mA, 5 mA,
50 mA, 500 mA, 5 A

Ampere c.a.:

250 μA , 50 mA,
500 mA, 5 A

Ohm - 6 portate:

$\Omega \times 0,1 \div \Omega \times 10 \text{ k}\Omega$

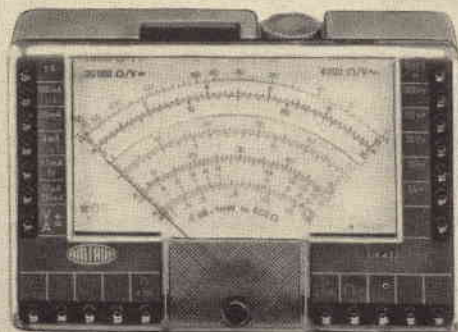
Decibel:

- 10 + 70 dB

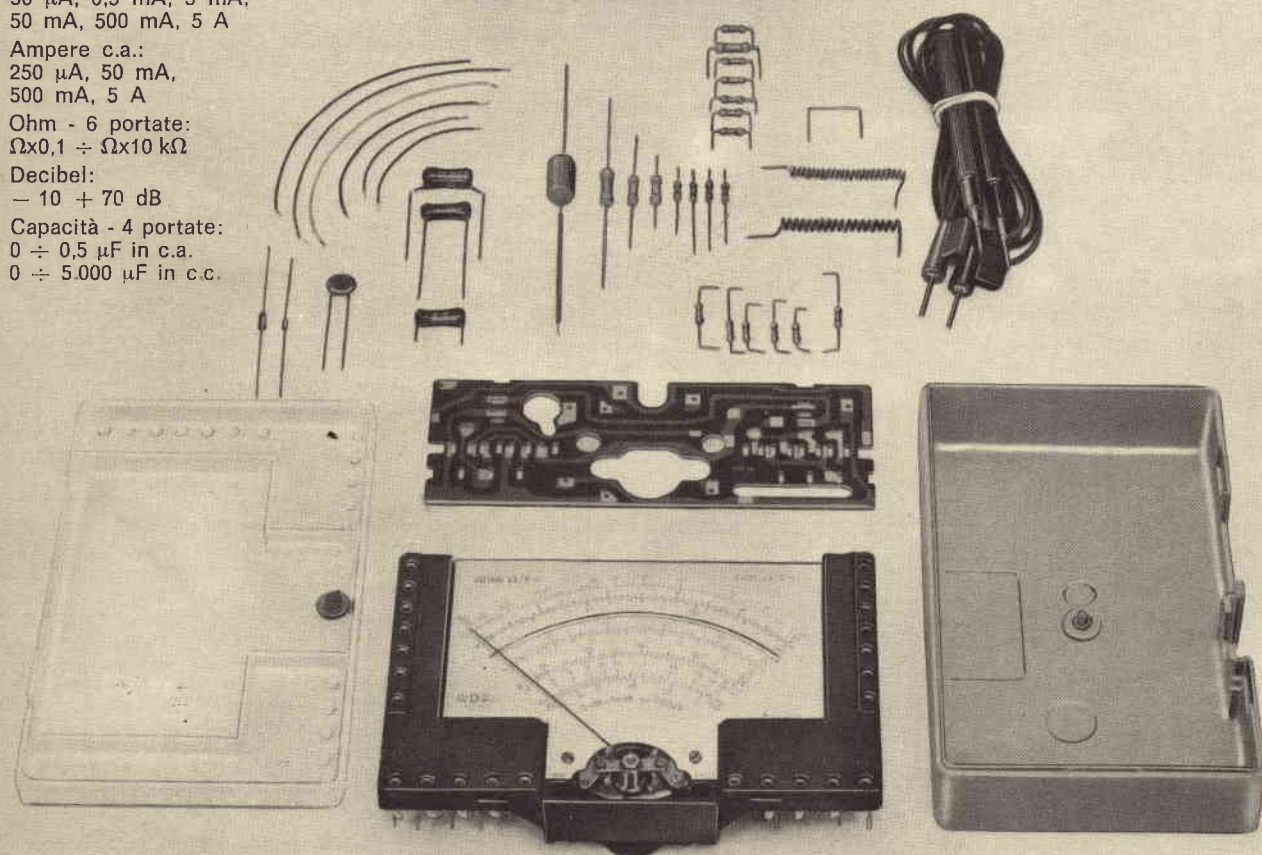
Capacità - 4 portate:

0 \div 0,5 μF in c.a.

0 \div 5.000 μF in c.c.



UK 432



Il tester universale AMTRON UK 432 è lo strumento ideale per tutti coloro che svolgono una qualsiasi attività, professionale o dilettantistica, nel campo delle applicazioni elettroniche ed elettriche.

TROMBA AD ALTA FEDELTA'



NEW



HD. 515 HF

impedenza 16 Ω

HD. 515 HF/T

tensione costante 100 V

Potenza RSM : 20 W

Potenza picco : 30 W

Frequenza di risposta: 80 ÷ 15.000 Hz

Sistema a 2 Vie con Woofer e Tweeter
a compressione

Regolatore di volume incorporato

ESECUZIONE A TENUTA STAGNA
(Weatherproof)

- MICROFONI ■
- DIFFUSORI A TROMBA ■
- COLONNE SONORE ■
- UNITA' MAGNETODINAMICHE ■
- 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

quadrifonia

Se vi siete trovati immersi nella musica ascendente e discendente per le volte di una cattedrale, avete ascoltato il suono in una delle espressioni più avvincenti e suggestive.

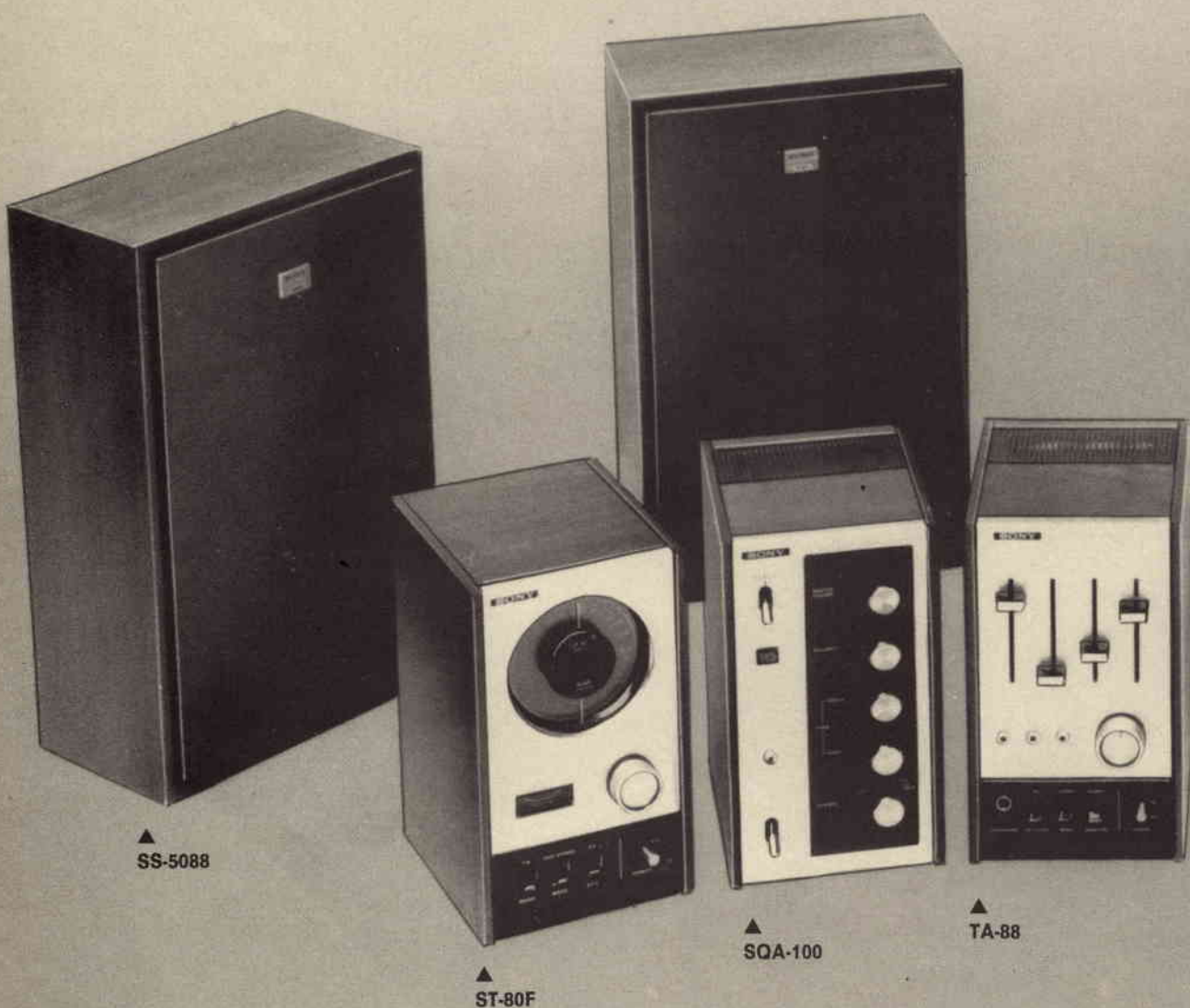
Per produrre effetti di così elevato valore artistico, fino a ieri occorrevano studi di architettura. Oggi gli studi si sono spostati agli apparecchi elettronici ed hanno ottenuto risultati eccezio-

nali. L'aspetto più sorprendente di questi mezzi moderni consiste nella fedelissima riproduzione della più morbida esecuzione musicale in casa nostra, come fossimo alla Scala o in altro Tempio dell'Arte.

Il nome della nuova tecnica è «Quadrifonia». Ricordatelo perché è uno dei termini che l'uomo di oggi «deve» sapere. La quadrifonia rappresenta un note-

vole passo avanti rispetto alla stereofonia.

Il nome già lascia intendere la struttura degli impianti di quadrifonia. In breve, sono quattro fonti sonore (a differenza delle due per la stereofonia) che portano i suoni dalla sinistra e dalla destra anteriori e posteriori, riproducendoli con tutte le sfumature di eco, di ritardo eccetera, e ricreando nell'ascoltatore la



SONY®

profondità dell'ambiente.

Può sembrare una soluzione semplicistica, quasi ovvia, la collocazione di quattro origini del suono. Ma non bisogna dimenticare che dietro a questa fase conclusiva c'è un complesso di accuratissimi studi da parte di tecnici altamente specializzati. Non per nulla questi studi rappresentano l'esecuzione moderna dei compiti che nel

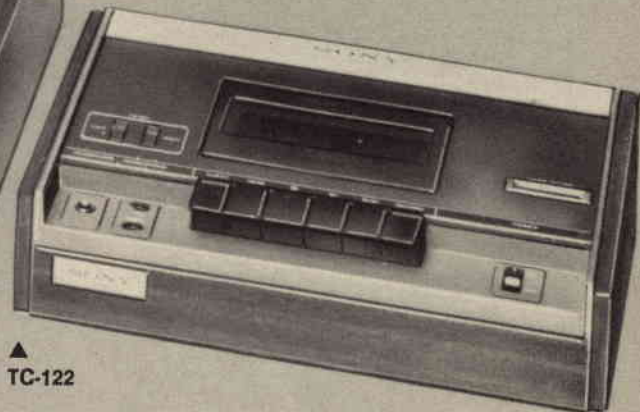
cammino della civiltà appartenere all'architettura. Il moderno non è meno nobile ed elevato del classico: è solo diverso. La sicurezza ci può venire solamente da un grande nome. Infatti, la quadrafonia esce dai laboratori e dagli stabilimenti SONY e l'impianto che vi presentiamo è un meraviglioso esempio di ciò che la SONY può realizzare in questo campo.

L'impianto è composto da:

- 1 - Giradischi stereo PS-230
- 1 - Piastra registratore stereo a cassetta TC-122
- 1 - Sintonizzatore stereo FM/AM-FM ST-80F
- 1 - Preamplificatore stereo TA-88
- 1 - Decodificatore quadrafonico - amplificatore SQA-100
- 4 - Diffusori acustici SS-5088



▲
PS-230



▲
TC-122



SCATOLE DI MONTAGGIO PER RADIOAMATORI

UK 590

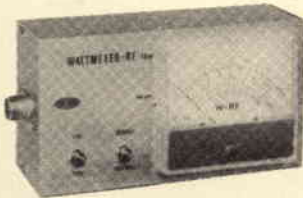


ROS - METRO

Questo strumento consente di misurare, in pochi secondi, il rapporto di onde stazionarie in modo da risolvere i problemi relativi all'adattamento dell'antenna e della relativa linea di discesa che fa capo al trasmettitore.

Impedenza: 52Ω - Gamma di frequenza: $3 \div 150$ MHz - Sensibilità dell'apparecchio regolabile in continuità.

UK 385



WATTMETRO R.F.

Realizzato con criteri di estrema semplicità e funzionalità. Consente un'accurata misura della potenza d'uscita dei trasmettitori. Strumento indicatore ad ampia scala per una più facile lettura.

Impedenza: 52Ω

Gamme di frequenza: $26 \div 30$ MHz; $144 \div 146$ MHz.

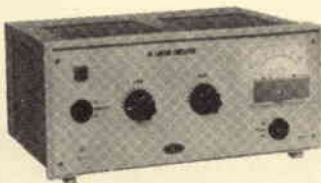
UK 850



TASTO ELETTRONICO

Può comandare qualsiasi tipo di trasmettitore radiotelegrafico. Doppio comando per la velocità di emissione: LO $5 \div 12$ parole/min.; HI $12 \div 40$ parole/min. Comandi per regolare la velocità dei punti rispetto a quella delle linee. Oscillatore audio incorporato con intensità regolabile - Alimentazione: 220 Vc.a.

UK 370



AMPLIFICATORE LINEARE R.F.

L'UK 370 è adatto ad essere accoppiato a trasmettitori per radioamatori funzionanti nella gamma dei $26,5 \div 30$ MHz allo scopo di soddisfare la particolare esigenza di una maggior potenza di emissione.

Potenza max a R.F. (con 2,5 W di eccitazione): 30 W

Potenza minima di eccitazione: $\sim 0,7$ W

Impedenza d'ingresso e d'uscita: 50Ω - Alimentazione: 220 Vc.a.

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

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.

Musica verità



intermarco italia



N 2400

"Incisione stereo bilanciata"
Finalmente tutta la verità
dalle vostre cassette

Se volete scoprire tutta una nuova verità sulle vostre cassette, provate ad ascoltarle con N 2400. Questo registratore stereofonico vi farà sentire sulle vostre stesse cassette una purezza ed una perfezione di suoni a cui non avreste mai creduto. E, in fase d'incisione, il suo controllo coassiale, perfettamente bilanciato nei due canali, è in grado di riproporvi in tutta la sua verità qualsiasi cosa stiate registrando, sia direttamente da giradischi o amplificatore, sia "dal vivo" attraverso il suo microfono stereo.

N 2400: un registratore stereofonico d'alta classe, con amplificatore incorporato di 5 Watt continui per canale, indicatore dell'ampiezza di modulazione, controlli separati dei toni alti e toni bassi.

La verità dalle vostre cassette.

PHILIPS

Philips S.p.A. - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

Desidero informazioni più dettagliate
sul registratore N 2400.

Sp.1

Nome _____ Cognome _____

Via _____ n. _____

CAP _____ Città _____





soprattutte
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court

Ray Charles, Sinatra, Beethoven, soddisfatti della BSR McDonald.

CDM-723



Infatti con i prodotti della BSR McDonald. Voi suonate Beethoven e sentite solamente Beethoven. Voi suonate Sinatra e sentite solamente Sinatra. Voi suonate Ray Charles e sentite solamente Ray Charles.

La BSR McDonald produce quasi la metà dei cambiadischi e giradischi venduti nel mondo ed ora entra nel mercato italiano. Anche per Voi è ora possibile sentire "solamente" musica, musica "pulita". Fate una prova con l'810, l'HT70, l'MP60 o il cambiadischi automatico 610. Ne sarete soddisfatti. Per ottenere dettagliate informazioni è sufficiente inviarci questo tagliando:

BSR
McDONALD

BSR (ITALIA) S.p.A. -
Piazza Luigi di Savoia
22-20124 MILANO.

G.B.C. Italiana - Distributore

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sulla nuova serie BSR McDonald

Nome _____

Cognome _____

Indirizzo _____

C.A.P. _____ Citta' _____

BSR (ITALIA) S.p.A. - Piazza Luigi di Savoia 22 -
20124 MILANO.

RICETRASMETTORI CB 27 MHz



Mod. 972 IAJ

Mod. GA-22



Mod. H 21-4



Mod. OF 670 M



Mod. KRIS - 23

TENKO

Ricetrasmittitore «TENKO» Mod. 972 IAJ

6 canali 1 equipaggiato di quarzi
Indicatore S/RF
Controllo volume e squelch
14 transistori, 16 diodi
Completo di microfono e altoparlante
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 400 mW
Alimentazione: 12 Vc.c.
Dimensioni: 35 x 120 x 160

Supporto portatile Mod. GA-22

Per ricetrasmittitore Tenko 972-IAJ
Completo di cinghia per trasporto, antenna telescopica incorporata.
Alimentazione:
13,5 Vc.c. tramite 9 batterie da 1,5 V
Dimensioni: 125 x 215 x 75

Ricetrasmittitore «TENKO» Mod. H 21-4

23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Indicatore S/RF
Commutatore Loc-Dist
Preso per altoparlante esterno e P.A.
Completo di microfono
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Alimentazione: 13,5 Vc.c.
Uscita audio: 1,5 W
Dimensioni: 140 x 175 x 58

Ricetrasmittitore «TENKO» Mod. OF 670 M

23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Controllo di volume e squelch
Indicatore intensità segnale

Preso per altoparlante esterno
Completo di microfono
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 2,5 W
19 transistori, 11 diodi, 1 I.C.
Alimentazione: 12 ÷ 16 Vc.c.
Dimensioni: 125 x 70 x 195

Ricetrasmittitore «TENKO» Mod. KRIS - 23

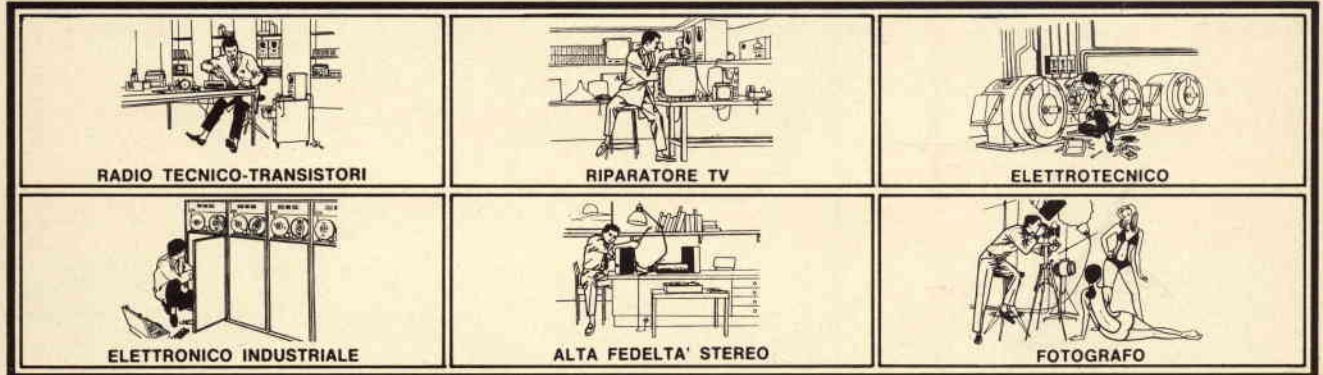
23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Indicatore S/RF
Sintonizzatore Delta
Controllo di volume e squelch
Preso per microfono, antenna e cuffia
Alimentazione: 13,5 Vc.c. - 220 Vc.a - 50 Hz
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 4 W
Dimensioni: 300 x 130 x 230

condensatori elettrolitici



NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra ve le insegna per corrispondenza con i suoi

CORSI TEORICO - PRATICI

RADIO STEREO TV - ELETTRONICA INDUSTRIALE
HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. 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 i

CORSI PROFESSIONALI

DISEGNATORE MECCANICO
PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA
MOTORISTA AUTORIPARATORE
LINGUE - TECNICO D'OFFICINA
ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

Imparerete in poco tempo ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO - NOVITA'

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI

NON DOVETE FAR ALTRO CHE SCEGLIERE...

...e dirci cosa avete scelto.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucate senza francobollo),

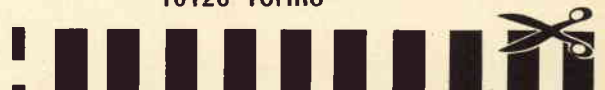
oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/729
10126 Torino

doct



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



729

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(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



REVOX

...LA REALTA' DEL SUONO

Con il registratore stereofonico Revox A77 MK III la stereofonia Hi-Fi entra in ogni ambiente e ovunque la musica preferita vi accompagnerà senza alcun compromesso qualitativo. L'eccezionale qualità delle prestazioni di questa apparecchiatura e l'estrema versatilità d'impiego la rendono inoltre vantaggiosamente utilizzabile per gli usi professionali più diversificati



Presentato
e garantito in Italia da:

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

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - Tel. 43 88



COMBINAZIONE

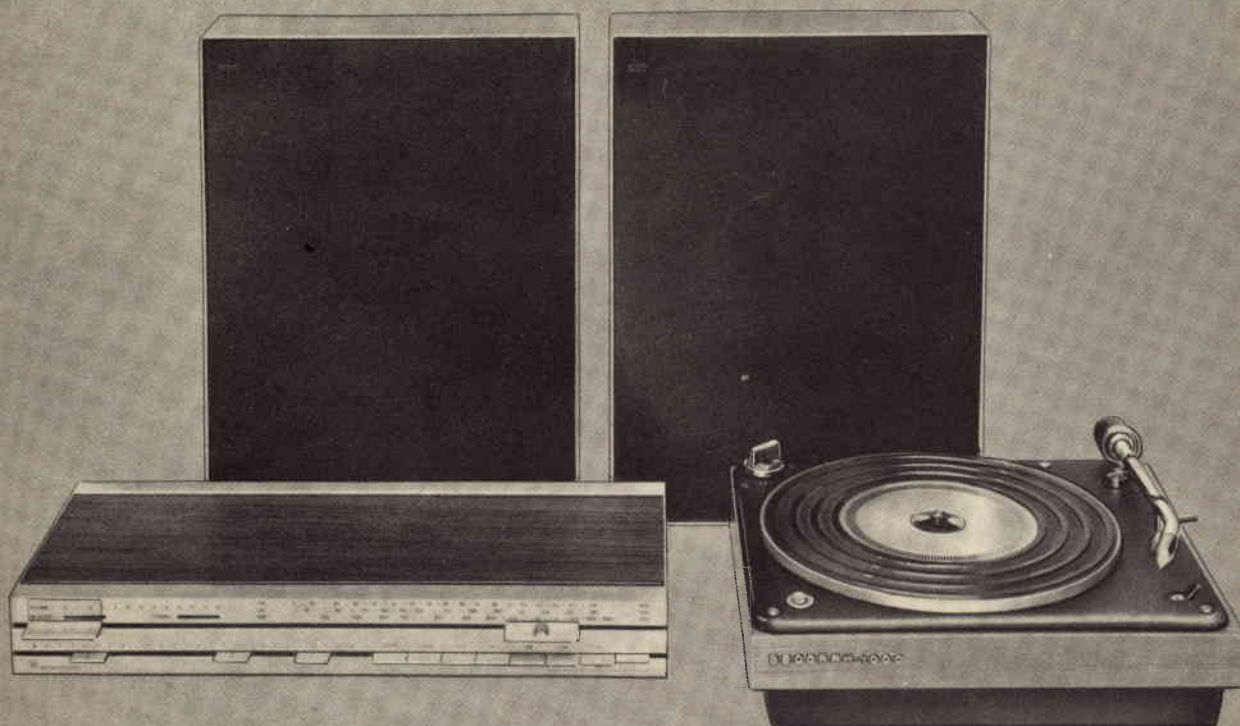
901

un'alta fedeltà inimitabile

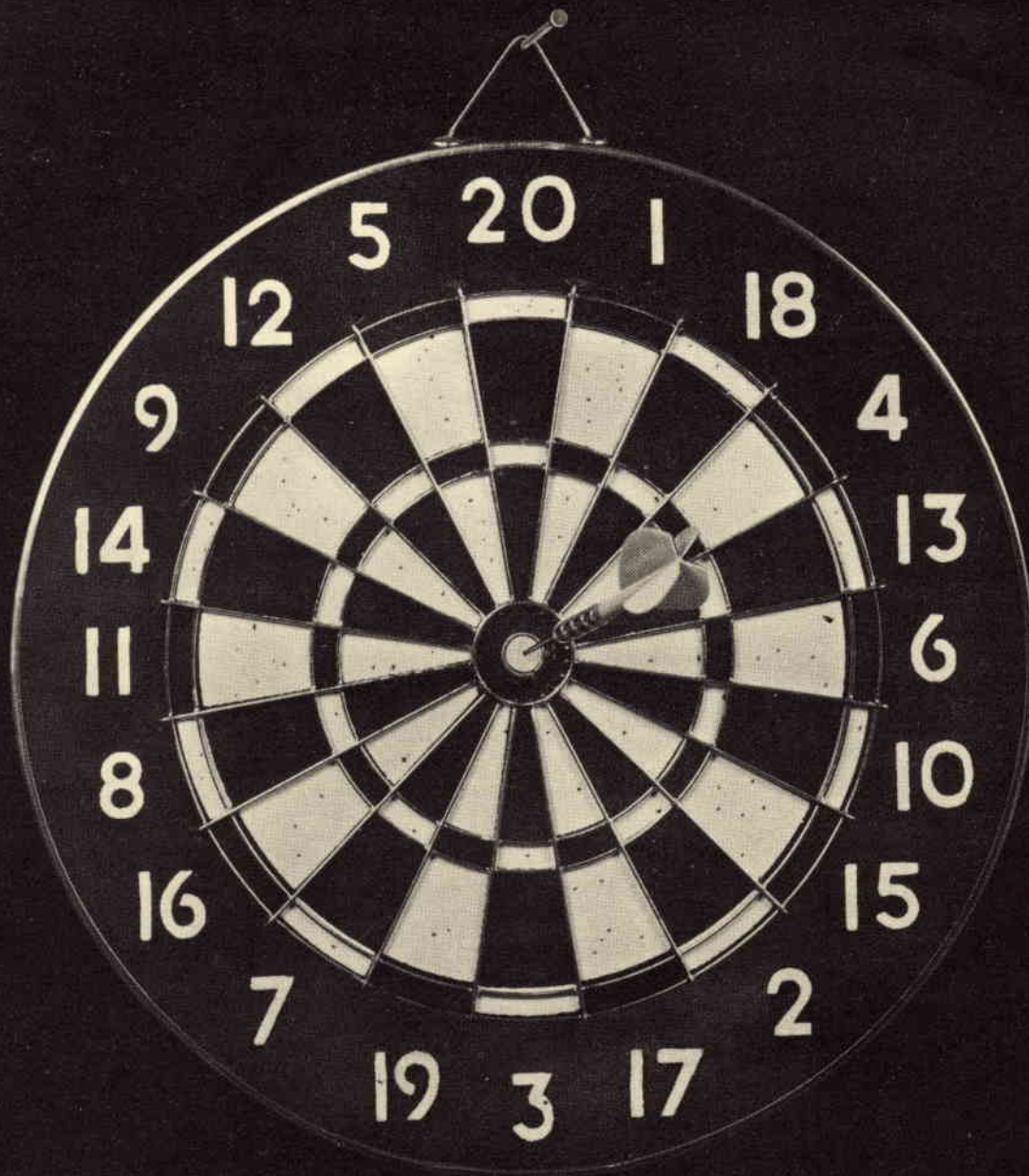
B. & O. è il nome da ricordare sempre quando si cerca un impianto HI-FI perché la B. & O. offre una completa gamma di apparecchi di linea inconfondibile e di qualità inimitabile. Ogni diffusore, amplificatore, giradischi, sintonizzatore B. & O. rappresenta il meglio che il mercato può offrire perché dà ciò che nessun altro può dare. Una scelta di qualità superiore è una scelta B. & O.!

COMBINAZIONE 901 Impianto stereo HI-FI composto da:

- 1 Amplificatore Sintonizzatore stereo FM «Beomaster 901»
- 1 Giradischi stereo «Beogram 1001»
- 2 Diffusori acustici «Beovox 1001»



IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI



UN BERSAGLIO SICURO

CORTINA - 59 portate 20 K Ω /V cc e ca

Analizzatore universale con capacimetro e dispositivo di protezione.

Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela piú esigente in Italia e nel mondo, il CORTINA è uno strumento moderno robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.

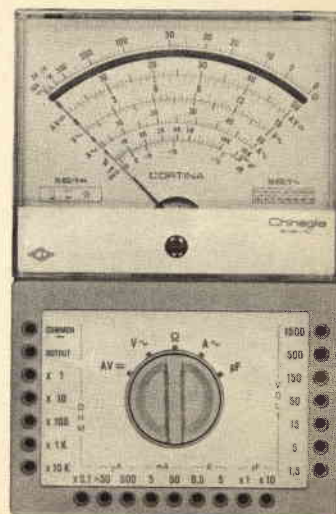
PRESTAZIONI - A cc: 50 μ A \div 5A - **A ca:** 500 μ A \div 5A - **V cc:** 100mV \div 1500V (30 KV)*
V ca: 1,5 \div 1500 V - **VBF:** 1,5 \div 1500 V - **dB:** -20 \div +66dB - **Ohm cc:** 1K Ω \div 100M Ω
Ohm ca: 10 \div 100M Ω - **Cap. a reattanza:** 50.000 \div 500.000 pF - **Cap. balistico:**
 10 μ F \div 1 F - **Hz:** 50 \div 5000 Hz.

* Mediante puntale AT 30 KV a richiesta.

CHINAGLIA



Richiedere catalogo a: CHINAGLIA DINO ELETTROCOSTRUZIONI sas.
 Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Tel. 25.102



Spring

ELETTRONICA
COMPONENTI

sintonizzatore VHF/UHF

CON DIODI VARICAP E DI COMMUTAZIONE

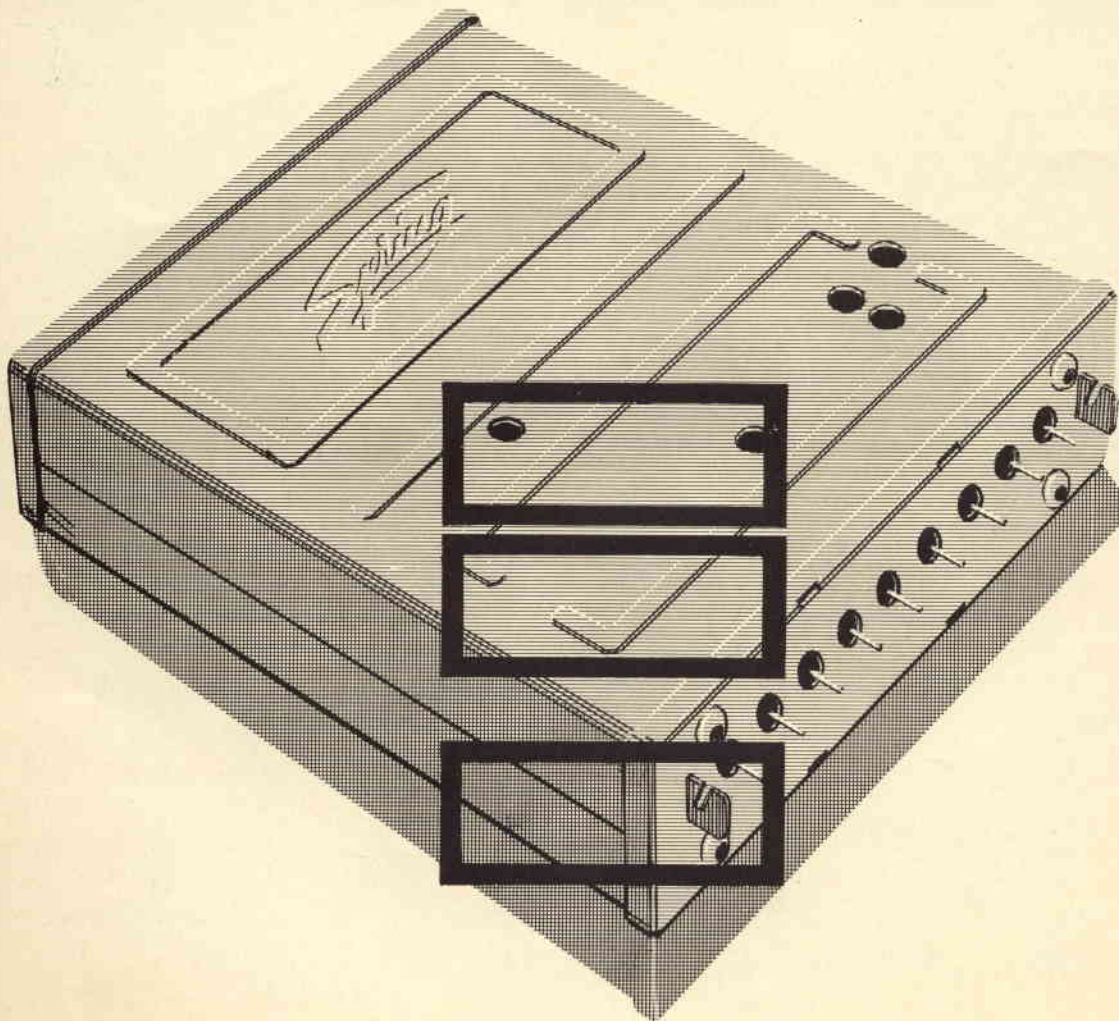
			RAI	CCIR
Questo nuovo selettore				
consente la ricezione	1°	MHz	50 ÷ 88	44 ÷ 70
delle trasmissioni tele-	3°	MHz	170 ÷ 234	170 ÷ 234
visive nelle seguenti bande:	4° + 5°	MHz	460 ÷ 790	460 ÷ 790

09002005 FENGMANN

Costruzione di alta specializzazione
Elevata stabilità nel ripristino di sintonia
Minimo ingombro (dimensioni mm 87,3 x 87,8 x 21,5)
Possibilità di sistemazione in zona fredda del televisore
Assenza di microfonicità e di falsi contatti
Possibilità di predisposizione di un numero qualsivoglia
di canali, in associazione ad una tastiera Preomat®

Spring Elettronica Componenti

20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)



NOVITÀ

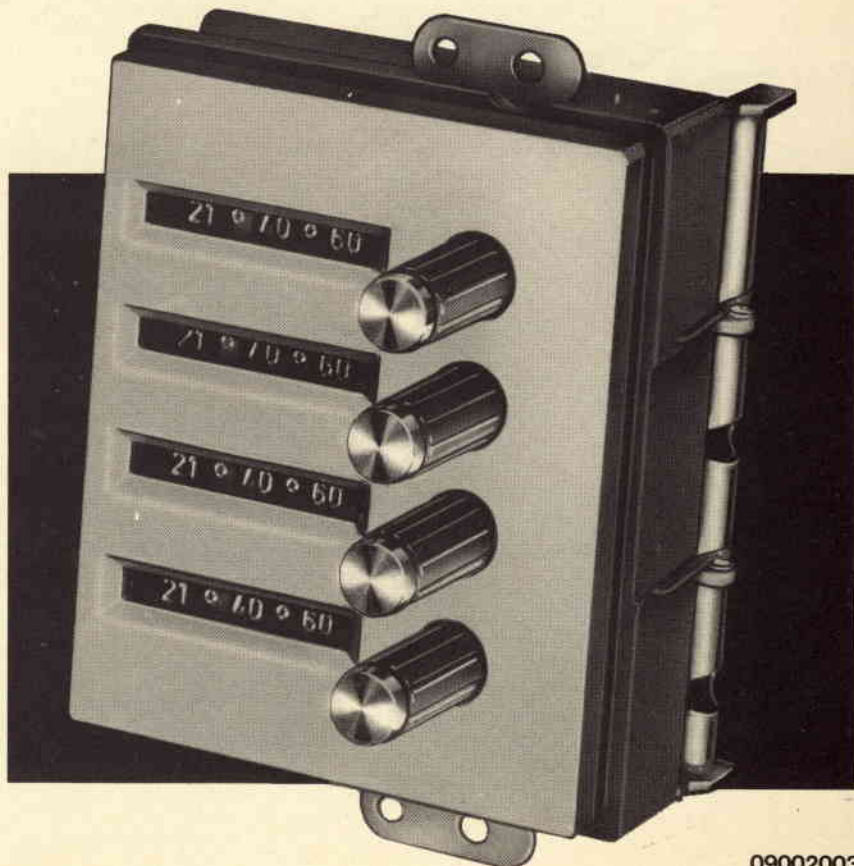
Antonio Banfi pulsantiera potenziometrica

per televisori dotati di sintonizzatori VHF-UHF a diodi Varicap e di commutazione

fabbricata in Italia su licenza
della PREH di Bad Neustadt/
Saale (Germania Occidentale)

costruzione molto compatta
e di piccolo ingombro

elevata stabilità delle
piste potenziometriche, di
fabbricazione originale PREH
* eccezionale precisione
di ripristino in sintonia
* bande preselezionabili
a piacere su qualunque tasto



Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi

20021 BARANZATE/MILANO

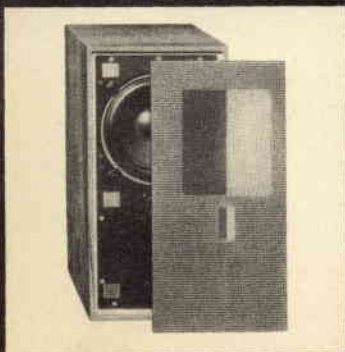
VIA MONTE SPLUGA 16

TEL. 990.1881 (4 LINEE)

09002003

Peerless

CASSE ACUSTICHE IN "KIT"




Tipo	Altoparl. Impiegati	Pot. Max	Impe- denza	Risposta di freq.	Dimens.	Codice G.B.C.
KIT 10-2	1 Woofer 1 Tweeter	10 W	4 Ω	45 ÷ 18.000 Hz	204x340x203	AA/5492-00
KIT 20-2	1 Woofer 1 Tweeter	30 W	4 Ω	40 ÷ 20.000 Hz	255x500x230	AA/5494-00
KIT 20-3	1 Woofer 1 Mid-Range 1 Tweeter	40 W	4 Ω	40 ÷ 20.000 Hz	255x500x230	AA/5496-00
KIT 50-4	1 Woofer 1 Tweeter 1 Mid-Range	40 W	4 Ω	30 ÷ 18.000 Hz	380x670x267	AA/5498-00

DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.

Tema: elettronica per radio TV


SIEMENS

coerenti nella qualità



■ condensatori Styroflex® ■ condensatori ceramici ■ condensatori in mylar metallizzato ■ condensatori in policarbonato ■ condensatori elettrolitici ■ condensatori al tantalio ■ forniti anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione industriale ■ SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

condensatori della Siemens



Una Cassetta che mostra i denti

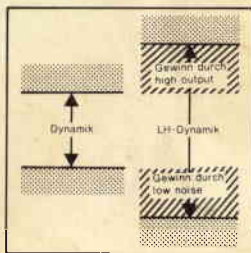
La nuova Compact Cassetta BASF

Registrare BASF sinonimo di perfezione anche per le C 120

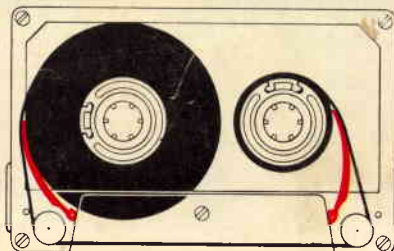
LH/SM



Il nastro LH - offre la migliore qualità d'ascolto: bassissimo rumore di fondo elevato livello di modulazione.



La speciale meccanica SM assicura l'ideale scorrimento del nastro nella cassetta. La prova più evidente: C 120 senza problemi. La meccanica speciale è indicata dal marchio «SM» sulle Compact Cassette BASF LH e Chromdioxid: C60, C90, C120.



Richiedete questo marchio ne vale la pena



SASEA
Via Rondoni, 1
20146 Milano

Registrare BASF sinonimo di perfezione