

SELEZIONE RADIO - TV

di
tecnica

10

OTTOBRE 76 RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTA' E RADIOCOMUNICAZIONI

L. 1000

in questo numero:

- Preamplificatore stereo HI-FI professionale
- Wattmetro per B.F. a circuito integrato
- Generatore di onde rettangolari
- Generatore di ritmi

Grande
concorso
a premi

subbito

S.E.C.

General Electric Company Ltd.

per evitare che il primo **TV COLOR**
a soddisfarvi sia il secondo o il terzo



S.E.C. il televisore a colori
costruito con la tradizionale serietà inglese

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI **GEA** E I MIGLIORI RIVENDITORI

Oggi devi rinunciare a molte cose...

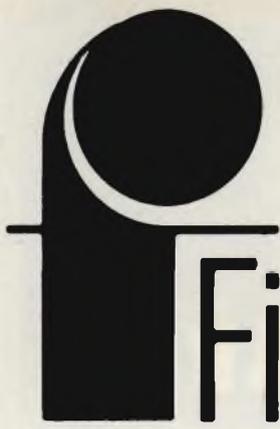


**Non
sacrificare
il tuo
interesse
professionale.**

ABBONATI!



**NATA CON
L'ELETTRONICA**



Fidelity Radio Limited



MC 3

Modello MC3

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi e registratore a cassetta

Sezione sintonizzatore

Gamma d'onda: OL-OM-FM
Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μ V
FM 15 μ V

Separazioni canali: 25 dB (a 1 kHz)
Controllo automatico della frequenza

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS
Distorsione: <1%

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR
Codice: ZH/2262-00

completo di testina ceramica
Dispositivo antiskating
Pressione di appoggio regolabile
Velocità di rotazione regolabile

Sezione registratore

Frequenza: 50 Hz \pm 10 kHz \pm 3 dB
Distorsione: <0,4%
Rapporto S/D: 45 dB

Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203x128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125



UA 8

Modello UA8

Cambiadischi automatico con amplificatore stereo

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS
Frequenza: 40 Hz \pm 15 kHz \pm 3 dB

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR
Completo di testina ceramica
Pressione di appoggio regolabile
Capacità: 8 dischi
Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203x128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125
Codice: ZH/2048-00



UA 9

Modello UA9

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi

Sezione sintonizzatore

Gamma d'onda: OL-OM-FM
Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μ V
FM 15 μ V

Separazione canali: 25 dB (a 1 kHz)
Controllo automatico della frequenza

Sezione amplificatore

Potenza massima: 8+8 W RMS
Frequenza: 40 Hz \pm 15 kHz \pm 3 dB

Sezione cambiadischi

Cambiadischi automatico BSR
completo di testina ceramica
Pressione di appoggio regolabile
Dispositivo antiskating
Dimensioni: 540x380x166

Casse acustiche

Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203x128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125
Codice: ZH/2257-00

sono distribuiti dalla GBC

SOMMARIO

in copertina:		preamplificatore hi-fi stereo
realizzazioni pratiche	1129	costruiamo un sintetizzatore elettronico X parte
	1134	preamplificatore stereo hi-fi professionale
strumenti di laboratorio	1143	wattmetro per bassa frequenza
	1149	generatore di onde rettangolari a bassa distorsione
	1153	un alimentatore alquanto bistrattabile
	1157	compressione e espansione dei segnali vocali
	1159	generatore elettronico di ritmi
	1167	dispositivo d'emergenza per orologio elettronico
alta fedeltà	1171	i sibili sul nastro: cause e rimedi
	1175	la stabilizzazione delle tensioni di filamento negli apparecchi professionali di misura
radioamatori	1183	stazioni terrestri per satelliti meteorologici - I parte
	1193	l'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili - II parte
	1197	montaggi di alimentatori
note per il tecnico	1203	strumenti per la messa a punto dei televisori: il volubatore-marcatore
	1209	il +12 dB: uno stadio che assicura nuova vita ai vecchi televisori
dalla stampa estera	1213	
i lettori ci scrivono	1225	
schemi TV	1231	

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 E TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:	BARLETTA	1148	FIDELITY RADIO	1118-1244	LEA	1120	SIEMENS ELETTRA	1243
	BOSCH	1147	GAVAZZI	1246	MISELCO	1238	SINCLAIR	1125 1128
AMTRONCRAFT	1235-1240- 1241	1177	GBC	1234-1236-1245	PHILIPS	1123	SOMMERKAMP	1224
ARTIG. ROMANO	1168	1182	GED	1116	PRESTEL	1122	STOLLE	1166
AUDAX	1127	1211	GED	1132	RCF	1239	TELAV	1141
		1124	LANZONI	1242	SCUOLA RADIO EL.	1237	UNAOHM	1126

QUANDO VIENE A MANCARE L'ENERGIA ELETTRICA, LA CANDELA PUÒ RISOLVERE UN CASO, MA GLI ALTRI...?



La L.E.A. ha pensato agli altri casi con i suoi GRUPPI di CONTINUITA' STATICI. Nella produzione L.E.A. ci sono modelli fino a 1.000 VA; con batterie incorporate od esterne e con la più ampia gamma di autonomia.



A FIANCO: modello da 100 VA
Autonomia 1h - 1h $\frac{1}{2}$
Accumulatore ermetico incorporato.
Adatto per registratori di cassa,
bilance elettroniche ecc.

Per maggiori informazioni scriveteci:

L. E. A. snc - Via Staro, 10 - 20134 MILANO
Tel. 21.57.169 - 21.58.636

**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**

Rivista mensile di tecnica elettronica,
alta fedeltà e radiocomunicazioni

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Vice capo redattore
ROBERTO SANTINI

Redazione
GIANNI DE TOMASI
MASSIMO PALTRINIERI
IVANA MENEGARDO
FRANCESCA DI FIORE

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI
DINO BORTOLOSSI

Laboratorio
ANGELO CATTANEO

Contabilità
FRANCO MANCINI
MARIELLA LUCIANO

Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI
PATRIZIA GHIONI

Pubblicità

Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.zza Borromeo, 10
20121 MILANO - Tel. (02) 803.101

Collaboratori

Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini

Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi

Italo Mason - Aldo Prizzi

Arturo Recla - Gloriano Rossi

Domenico Serafini - Franco Simonini

Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini

Direzione, Redazione:

Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:

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

Trib. di Monza n. 239 del 17-11-73

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. 1.000

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 10.800

Per l'Estero L. 15.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Jacopo Castelfranchi Editore

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

mediante l'emissione

di assegno circolare,

cartolina vaglia o utilizzando

il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,

allegare alla comunicazione l'importo

di L. 500, anche in francobolli,

e indicare insieme al nuovo

anche il vecchio indirizzo.

**Sei rimasto
alle valvole
ai transistori
o sei già
arrivato ai
microprocessori?**

**A qualunque
punto sei
il resto
te lo diciamo
noi.**

ABBONATI!



NATA CON L'ELETTRONICA



LA VISIONE DI UN NUOVO CANALE

con elementi modulari della
serie **"STEL"**



LA SERIE **"STEL"**
PERMETTE
LA RICEZIONE
DI QUALSIASI
NUOVO CANALE
CON LA SEMPLICE
AGGIUNTA DI
ELEMENTI
MODULARI



PRE STEL

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

ALIMENTATORI - AMPLIFICATORI
CONVERTITORI - FILTRI
MODULI AUTOMISCELANTI COMPONIBILI COASSIALI

IN VENDITA PRESSO LE SEDI

G.B.C.
Italiana

Toni bassi più naturali con l'altoparlante AD 8067/MFB MOTIONAL FEEDBACK

In passato molti sono stati i sistemi introdotti allo scopo di ottenere una fedele riproduzione dei toni bassi da parte di un normale altoparlante montato su una cassetta acustica di piccole dimensioni. Il vero problema comunque non è quello di ottenere potenza in corrispondenza dei toni bassi, bensì quello di ottenere una fedele riproduzione dei bassi e cioè poter ascoltare note basse non attenuate e distorte, cosa che generalmente può succedere con cassette acustiche di piccole dimensioni.

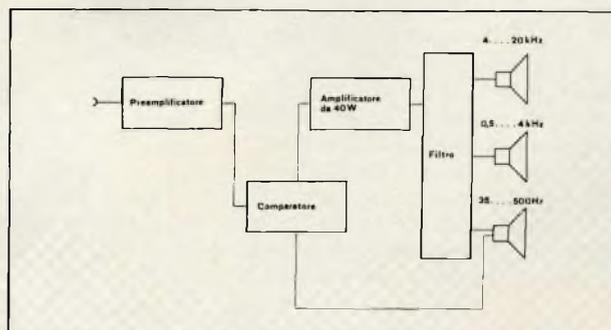
Questo problema è stato brillantemente risolto dalla Philips-Elcoma con l'introduzione dell'altoparlante AD 8067/MFB. Nel cono di questo altoparlante è stato sistemato un **trasduttore piezoelettrico (PXE)** che trasforma i movimenti del cono alle basse frequenze in corrispondenti segnali elettrici, i quali vengono successivamente confrontati in uno stadio comparatore con quelli non distorti forniti dalla sorgente. Da questo confronto si ricava un segnale-errore che, reinserito nel canale di amplificazione, permetterà al cono dell'altoparlante di muoversi linearmente (e cioè senza distorsione).

Impiegando l'altoparlante AD 8067/MFB è possibile pertanto ottenere, con una cassa acustica di ridotte dimensioni (soltanto 9 litri), una riproduzione dei toni bassi che diversamente potrebbe essere ottenuta solo impiegando una cassa acustica di grandi dimensioni.



Un esempio di realizzazione qui sotto riportato prevede:

- l'impiego di un normale amplificatore Hi-Fi di potenza (40 W) e relativo preamplificatore
- un filtro cross-over a tre vie
- un circuito comparatore.



PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 6994

PHILIPS



Electronic
Components
and Materials



FACON

Mod. 044 44
 μ F 4
Vl.c.a. 400
Hz. 42 - 60
Made in Italy
7516

FACON

Mod. 044 46
 μ F 6.3
Vl.c.a. 400
Hz. 42 - 60
Made in Italy
7621

FACON

Mod. 0445
 μ F 5
Vl.c.a. 250
Hz. 50+60
Made in Italy
7448

Condensatori FACON
in film polipropilene
metallizzato d'impiego
apparecchiature
elettrodomestiche.

Serie a 250 Vc.a.
da μ F 2 a μ F 40

Serie a 400-450 Vc.a.
da μ F 1 a μ F 25

Consultare il catalogo GBC

ED ORA...IL PIÙ ECCITANTE PRODOTTO DELLA SINCLAIR L'OROLOGIO NERO

* **pratico** - facilmente costruibile in una serata, grazie al suo semplice montaggio.

* **completo** - con cinturino e batterie.

* **garantito** - un orologio montato in modo corretto. Non appena si inseriscono le batterie, l'orologio entra in funzione. Per un orologio montato è assicurata la precisione entro il limite di un secondo al giorno; ma montandolo voi stessi, con la regolazione del trimmer, potete ottenere la precisione con l'errore di un secondo alla settimana.



L'OROLOGIO NERO della SINCLAIR è unico. Regolato da un cristallo di quarzo... Alimentato da due batterie... Ha i LED di colore rosso chiaro per indicare le ore e i minuti, i minuti e i secondi, la data.

Nessuna manopola, nessun pulsante, nessun flash.

Anche in scatola di montaggio l'orologio nero è unico.

È razionale avendo la Sinclair ridotto i componenti separati a 4 (quattro) soltanto.

È semplice: chiunque sia in grado di usare un saldatore può montare un orologio nero senza difficoltà.

Tra l'apertura della scatola di montaggio e lo sfoggio dell'orologio intercorrono appena un paio d'ore.

L'OROLOGIO NERO CHE UTILIZZA UNO SPECIALE CIRCUITO INTEGRATO STUDIATO DALLA SINCLAIR

Il chip

Il cuore dell'orologio nero è un unico circuito integrato progettato dalla SINCLAIR e costruito appositamente per il cliente usando una tecnologia d'avanguardia.

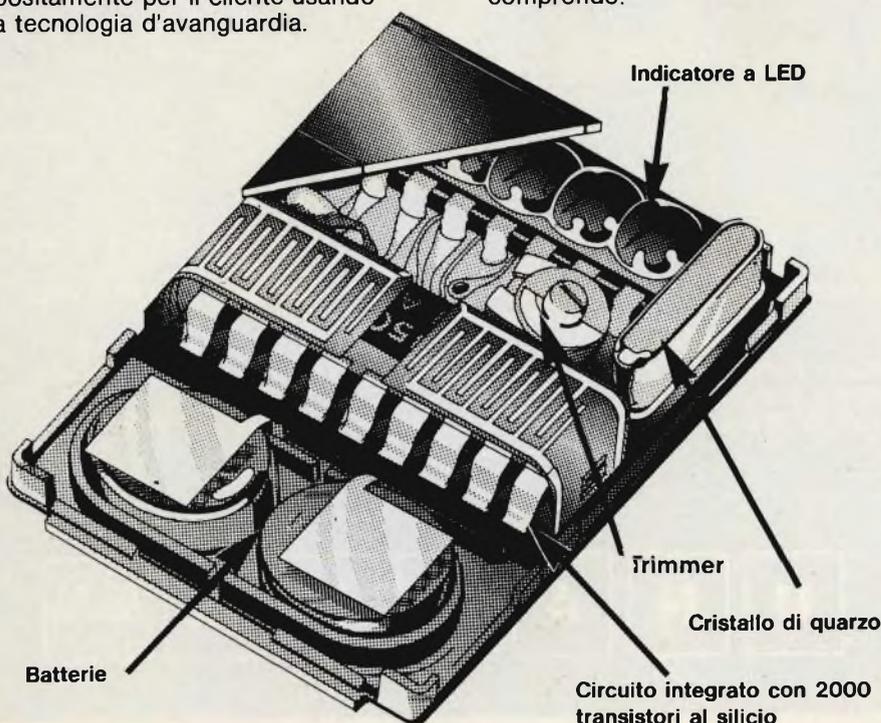
Questo chip al silicio misura solo 3 mm x 3 mm e contiene oltre 2.000 transistori. Il circuito comprende:

- a - oscillatori di riferimento
- b - divisore degli impulsi
- c - circuiti decodificatori
- d - circuiti di bloccaggio del display
- e - circuiti pilota del display

Il chip è progettato e fabbricato integralmente in Inghilterra ed è concepito per incorporare tutti i collegamenti.

Come funziona

Un quarzo pilota una catena di 15 divisori binari che riducono la frequenza da 32.768 Hz a 1 Hz. Questo segnale perfetto viene quindi diviso in unità di secondi, minuti ed ore e, volendo, queste informazioni possono essere messe in evidenza per mezzo dei decoder e dei piloti sul display.



sinclair

in vendita presso le sedi G. B. C.

ZA/3400-00 Montato - 3 Funzioni L. 29.500
 ZA/3410-00 Montato - 4 Funzioni L. 39.500
 SM/7001-00 KIT - 4 Funzioni L. 35.900

GENERATORE DI BARRE A COLORI

EP 686 B



Fornisce segnali TV in bianco e nero ed a colori con prestabilite figure geometriche particolarmente studiate per la messa a punto di un televisore senza dover ricorrere ad altri strumenti.

FIGURE GEOMETRICHE: Scacchiera - Bianco - Rosso - Scala dei grigi - Punti - Reticolo con cerchio - 8 barre colorate normalizzate - 3 tasti di prova per la messa a punto del decodificatore PAL.

CAMPO DI FREQUENZA: 48÷82; 175÷250; 470÷660 MHz in tre bande a regolazione continua.

PORTANTE AUDIO: 5,5 MHz dalla portante video, modulato in frequenza.

STANDARD TV: PAL B e G (a richiesta standard I). USCITE AUSILIARIE: Video - sincronismi riga e quadro - 4, 43 MHz.

TENSIONE DI USCITA: > di 10 mV su 75 Ω regolabile con continuità.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

UFFICI COMM. E AMMINISTR.: 20122 MILANO
Via Beatrice d'Este, 30 - Tel. 54.63.686 - 59.27.84
STABILIMENTO: 20068 PESCHIERA BORROMEO
Via Di Vittorio, 45



Rinnova il tuo impianto d'alta fedeltà con una coppia di diffusori Audax



A4101

Diffusore modello A4101

Quattro vie e quattro altoparlanti

Altoparlanti impiegati:

1 Boomer \varnothing 350 "HD35S66"

1 Basso medio "HD17B25H"

1 Alto medio \varnothing 37 "HD13D37"

1 Tweeter \varnothing 25 "HD12-9D25"

Potenza: 100 W RMS

Crossover: 200, 1200, 5000 Hz

Frequenza: 40÷20.000 Hz

Impedenza: 8 Ω

Dimensioni: 750x400x370

Peso: 25 kg

Codice: AD/0854-00

Diffusore modello A360

Tre vie e tre altoparlanti

Altoparlanti impiegati:

1 Woofer 210x320 "HD21-32545"

1 Midrange \varnothing 37 "HD13D37"

1 Tweeter \varnothing 25 "HD12-9D25"

Potenza: 60 W RMS

Crossover: 600 e 5000 Hz

Frequenza: 40÷20.000 Hz \pm 3 dB

Impedenza: 8 Ω

Dimensioni: 750x400x370

Peso: 25 kg

Codice: AD/0852-00

A230

Diffusore modello A230

Due vie e due altoparlanti

Altoparlanti impiegati:

1 woofer \varnothing 200 "Bexiform"

1 tweeter \varnothing 34 "HD13D34"

Potenza: 30 W RMS

Crossover: 2,5 kHz

Frequenza: 50÷20.000 Hz \pm 3 dB

Impedenza: 8 Ω

Dimensioni: 500x310x240

Peso: 9 kg

Codice: AD/0850-00

distribuiti dalla GBC

Sinclair Sovereign l'evoluzione del regolo calcolatore

Sinclair Sovereign

è la naturale evoluzione del regolo calcolatore. È comoda da tenere nel taschino e praticissima da usare anche con una sola mano. Il display è a otto cifre che risultano ben visibili anche in condizioni di luce critica. L'astuccio rigido e la custodia da tasca sono in panno vellutato.



CARATTERISTICHE

- Display a otto cifre.
- Esegue le quattro operazioni fondamentali, il calcolo delle percentuali, le elevazioni al quadrato, le radici quare e i reciproci.
- Ha una memoria e la costante automatica.
- Tasto per cancellare l'ultima cifra impostata.
- Alimentazione con due pile al mercurio da 1,35 V

Dimensioni: 143x37x12
Codice: ZZ/9965-00

sinclair

Radionics limited
Tutti i prodotti Sinclair
sono distribuiti dalla GBC





Costruiamo un sintetizzatore elettronico

INVERTER BUFFER

decima parte di Federico CANCARINI

Certamente dopo avervi presentato moduli come il Mod. Bil., il Sine Converter, l'ADSR, voi penserete che il modulo in questione sia fin troppo semplice ed inutile. Ebbene: semplice lo è senz'altro, ed anzi non sarebbe stato logico completarlo, ma che l'IB sia inutile non si può certo dire. Difatti ci sono molte cose che vi andranno meno «storte» o a «rovescio» se userete tale modulo o, meglio, se imparerete ad usarlo. Capirete così la sua importanza come «Voltage Processor» e come pre-amplificatore ausiliario. Un «Voltage Processor», innanzitutto, sappiate che è un circuito atto a modificare tutte quelle tensioni pilota che vengono adoperate suonando un sintetizzatore. Non stupitevi se vi diciamo che anche un filtro o il nostro VCA sono tali: senza disaccoppiamenti capacitivi all'entrata e all'uscita potrete difatti usarli per ar-

rotondare i picchi (es.: un filtro passa-basso agente su uno scalino o su un tipico inviluppo di percussione di sustain), o per modificare la dinamica degli inviluppi stessi (il VCA che avete montato ha la banda passante da 3 a 35.000 Hz). Ad ogni modo eccovi di seguito le caratteristiche del circuito: l'alimentazione è di +9 V (2 mA) e -9 V (2,5 mA). L'impedenza d'entrata è di 22 k Ω per l'entrata di 20 dB, e di 220 k Ω per tutte le altre entrate. L'impedenza di uscita è di 100 Ω . L'offset d'uscita (Bias preregolato) è selezionabile: di 0 o di +5 V.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Senza perdere troppo tempo in chiacchiere, basterà osservare come il cuore dell'I.B. sia l'integrato 748, scelto per la sua maggiore versatilità, in questo caso, rispetto all'analogo, autocompensato, 741.

Lo schema è classico: l'entrata invertente è a massa e porta virtualmente allo stesso potenziale l'entrata non-invertente del piedino 2. I segnali in ingresso vengono accettati dai jacks J1 J4 e vengono sommati, e quindi amplificati (se applicati a J2) o si ritrovano con medesima ampiezza all'uscita del piede 6. La controreazione è assicurata da RG (220 K $^{\circ}$). Le uscite sono 2: J5 è l'uscita disaccoppiata capacitivamente da C4, mentre J6 è il jack d'uscita non disaccoppiato. Ovviamente, quando processerete segnali audio li accoppierete capacitivamente a J10 e J2, e li preleverete da J5. R1/C1 e R2/C2 sono le reti di filtraggio dell'alimentazione. R9 e R10 costituiscono un partitore da cui prelevare un Bias fisso da aggiungere (commutando S1) alla tensione di ingresso.

Passiamo dunque ad una più accurata descrizione del modulo, che, ve-

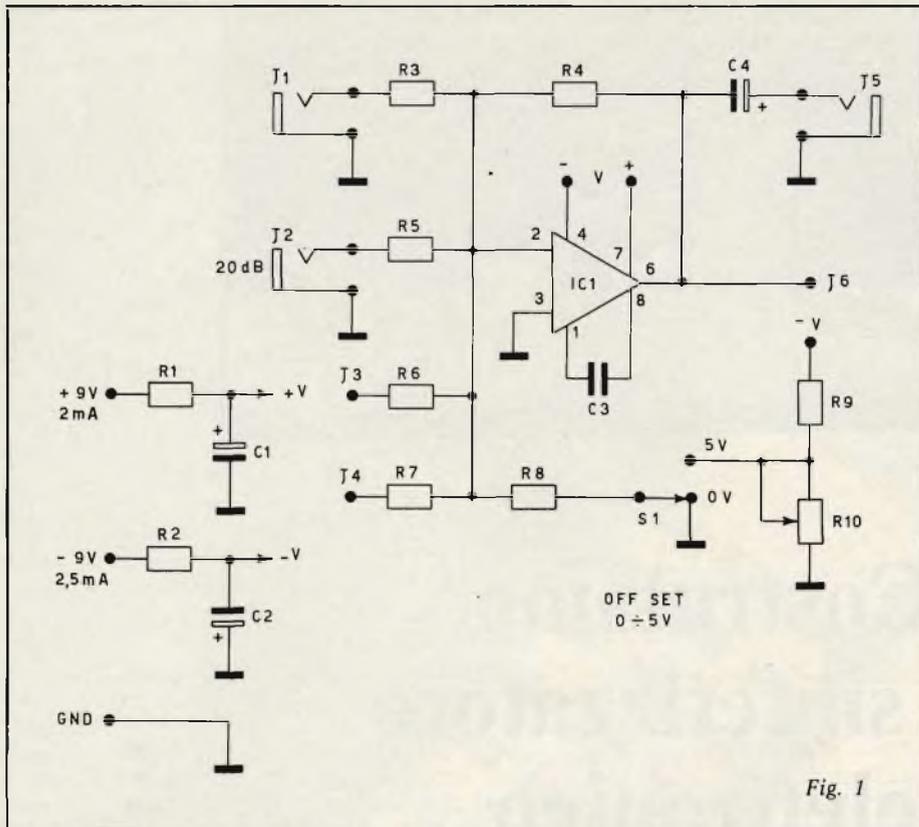


Fig. 1

dremo servirà anche per rovesciare le funzioni dei filtri (cambiandoli da low-pass in tugh-pass e da Band-pass in Notch Filter), aumentare enormemente il «Q» del passa banda e, in ogni caso, girare di 180° il segnale in ingresso. Il modulo, però, deve prima essere tarato? Vediamo come fare.

TARATURA - PROVA

Connesso il circuito all'alimentazione, attendete qualche minuto che tutto si stabilizzi, poi prendete un voltmetro con +10 o +5 V fondo scala e collegate il puntale negativo a massa e quello positivo al jack J6. Con l'interruttore di offset S1 NELLA POSIZIONE DI «0 V», dovrete misurare un potenziale di 0 volt al J6.

Adesso collegate R8 al partitore spostando S1 sulla posizione di «+5 V», e regolate il trimmer interno di offset (R10) fino a leggere ± 5 V a $\pm 2\%$.

Adesso prendete una tensione regolare (un Bias di 05 V) e attaccate tale tensione ad una delle entrate dell'I.B., osservando che aumentando tale tensione da 0 a +5 V, all'uscita del J6 leggete una tensione che va da +5 V a zero. Se ora spostate nuovamente l'offset sulla posizione di 0 V, ed applicate una tensione che va da zero a +5 V, avrete in uscita una tensione crescente da 0 V a -5 V.

Sempre tenendo S1 in posizione «0 V» applicate a J1 una sorgente audio di ampiezza picco-picco di circa 0,5 V, come l'onda triangolare del VCO, e collegate il jack J5 diretta-

mente all'entrata di un amplificatore, regolandone equamente il volume. Ebbene, dovrete verificare che il volume non muta di forza collegando direttamente il VCO all'amplificatore. (Difatti il 748 dà guadagno 1 collegando un segnale a J1). Se invece ripetete la prova collegando però il VCO al J2 dell'I.B., noterete, rispetto all'esperimento precedente, un incremento in volume. In tali condizioni, infatti, il 748 ha un guadagno di 20 dB e dovrete leggere sull'oscilloscopio in posizione AC circa $\div 1,5 \div 2,2$ V picco-picco, su un voltmetro con scala AC si leggerà $2 \div 2,1$ V.

Effettuati questi controlli, il vostro I.B. può essere considerato funzionante, e potrete cominciare ad usarlo.

USO DELL'INVERTER-BUFFER

Un elemento invertitore è probabilmente la più semplice struttura elettronica realizzabile, soprattutto come integrato: pensate però che solo 10 anni fa avreste dovuto pagare tale modulo più o meno quindici volte il suo costo attuale! (Volendo cioè ottenere le stesse prestazioni con componenti discreti). Più che altro quindi, il problema stava nel sfruttare il più possibile questo circuito. Ecco dunque come usarlo.

Entrate: quattro sono le entrate di tale modulo:

a - control: J3 e J4 accettano qualunque tensione compresa fra i +5 V e i -5 V (con 50% di average): le tensioni presenti a tali jack vengono sommate algebricamente e poi possono essere sottratte da 0 V o da +5 V, dipendendo ciò dalla posizione dell'interruttore S1 (di offset);

b - audio: J1 e J2 sono entrate per segnali audio. Non c'è disaccoppiamento all'entrata in quanto già le uscite degli altri moduli audio sono disaccoppiate. J1 è una entrata ad alta impedenza, con guadagno unitario. I segnali applicati a tale jack passano invariati in ampiezza all'uscita ma sfasati di 180°. J2, invece, provvede una entrata a media impedenza con un guadagno di circa 20 dB (X 10). Anche i segnali applicati a tale jack appaiono a J5, uscita, sfasati di 180°.

c - uscita audio: Il jack J5 è l'uscita per segnali audio, disaccoppiata capacitivamente.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1-R2	= 330 Ω	C1-C2	= 32 μ F - 10 V
R3-R4-R6-R7-R8	= 220 k Ω	C3	= 100 pF
R5	= 22 k Ω	C4	= 32 μ F - 6 V
R9	= 4,7 k Ω	IC1	= MA 748
R10	= trimmer 50 k Ω	J1-J2-J3-J4-J5-J6	= prese
S1	= deviatore		

d - uscita control: Il jack J6 è l'uscita da cui prelevare la tensione di controllo manipolate tramite l'I.B. Non è, ovviamente, disaccoppiata.

Offset — E' costituito dall'interruttore (meglio è un deviatore) S1 offre la scelta fra bias fissi a 0 o + 5 V.

Ci sono dunque molte cose su cui finora avrete magari sorvolato, tra cui il fatto che molte tensioni pilota siano, certamente, perfettamente continue ecc., ma vadano, purtroppo, al contrario di come noi le vorremmo! Così abbiamo tensioni che salgono quando vorremmo che scendessero, o al contrario. Per esempio, una classica voce del sintetizzatore è il «Dynamite» il suono nel quale l'uscita dell'ADSR è adoperata contemporaneamente per pilotare il VCA e band-pass filter. Con tale connessione standard, la frequenza di centrobanda del filtro sale contemporaneamente al guadagno del VCA, e se certamente questo è un effetto interessante, è ancor più bello sentire lo «sweep» del filtro passabanda scendere mentre il volume del suono aumenta.

La fig. 1 vi illustra, a blocchi gli allacciamenti necessari: la tensione pilota da applicare al filtro va invertita usando l'I.B., cosicché, con l'offset a + 5 V, quando l'uscita dell'ADSR sale da 0 a + 5 V, la tensione, manipolata, andrà da + 5 V a 0 V.

Similmente, l'inverter può essere usato per superare l'incomodo di farsi due oscillatori di BF che abbiano un reciproco sfasamento di 180°: basta infatti prelevare il segnale sinusoidale da un BFO, e dividerlo in due strade: una di esse passerà per l'I.B.: l'uscita sarà così una sinusoide sfasata di 180° rispetto alla prima. Tale trucco è validissimo se volete ottenere spettacolari effetti di «ping-pong», pilotando, cioè, due VCA contemporaneamente con le due onde sfasate: il risultato, collegando le uscite di ogni VCA ad un loro proprio e distinto amplificatore è quello di «vedere» il suono viaggiare fra le due fonti so-

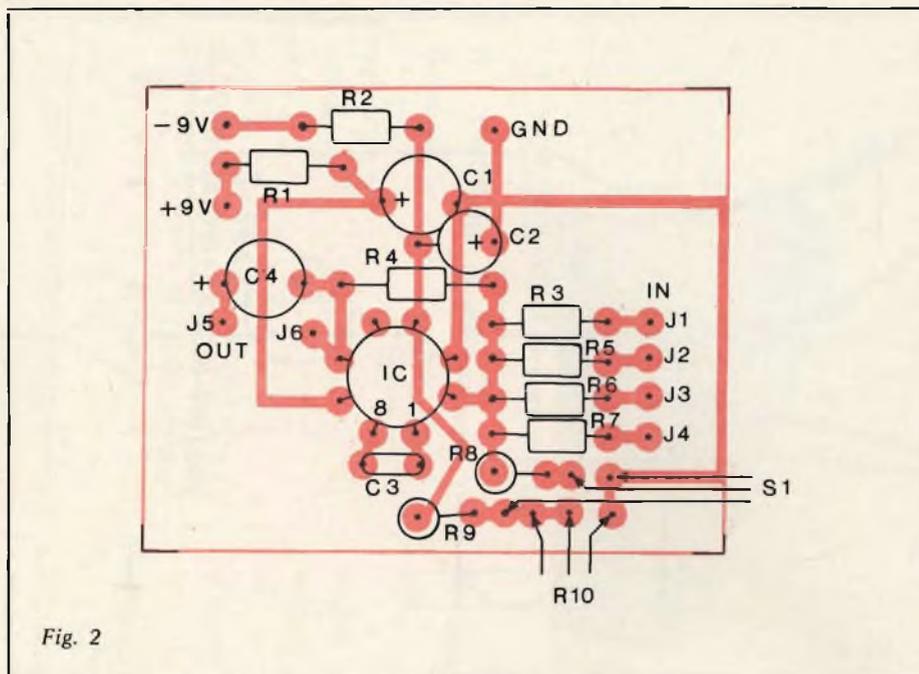


Fig. 2

nore. Difatti, proprio per lo sfasamento delle due tensioni pilota, si ha che quando un VCA si spegne l'altro invece si accende. Si veda comunque la fig. 4.

Un blocco invertente è molto valido se lo si usa per modificare le caratteristiche dei filtri disponibili. La fig. 5 mostra un ritorno in controreazione che si può ottimamente usare per incrementare notevolmente la ristrettezza di banda (il «Q») di un filtro passabanda. Il segnale in ingresso è prima di tutto applicato all'entrata a guadagno unitario (I1) dell'I.B.; l'uscita dell'inverter è attenuata (usando un'attenuatore come quello fornito nel power Supply) e applicata all'ingresso del filtro. L'uscita del filtro è retroazionata nell'entrata con guadagno di 20 dB. Si vedano le connessioni in fig. 5.

Il «come e perché» di tale connessione sono relativamente complessi, ma qualitativamente il cablaggio funziona così: il segnale originale in in-

gresso appare all'uscita dell'I.B. sfasate di 180°, è attenuato e poi applicato al filtro dove le frequenze interne della banda sono leggermente amplificate e soggette ad un ulteriore sfasamento di 180°. Come risultato dei due sfasamenti, la frequenza di centrobanda all'uscita del filtro ritorna all'I.B., nella sua entrata, con guadagno di 20 dB, in fase esattamente con il segnale in ingresso: c'è così un rinforzo delle componenti di detto segnale che rientrano nella banda del filtro. Frequenze fuori dalla banda passante del filtro sono attenuate, cosicché c'è per loro meno «rinforzo», ma soprattutto esse non vengono completamente ruotate di 180°. Per queste esse ritornano all'I.B. fuori fase rispetto alle corrispondenti componenti del segnale originale e quindi vengono cancellate. Il risultato di ciò è un segnale dove le frequenze di centro banda vengono esaltate, mentre quelle, che più se ne discostano, vengono sopresse.

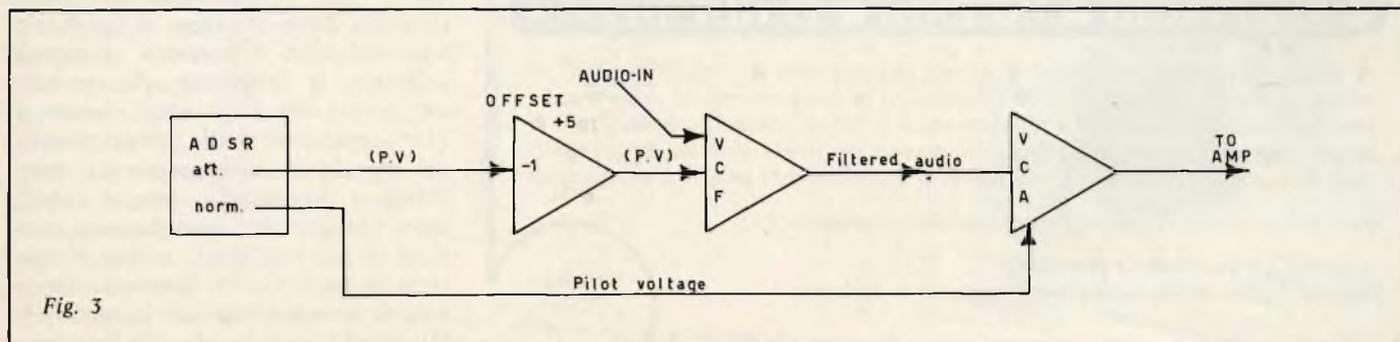


Fig. 3

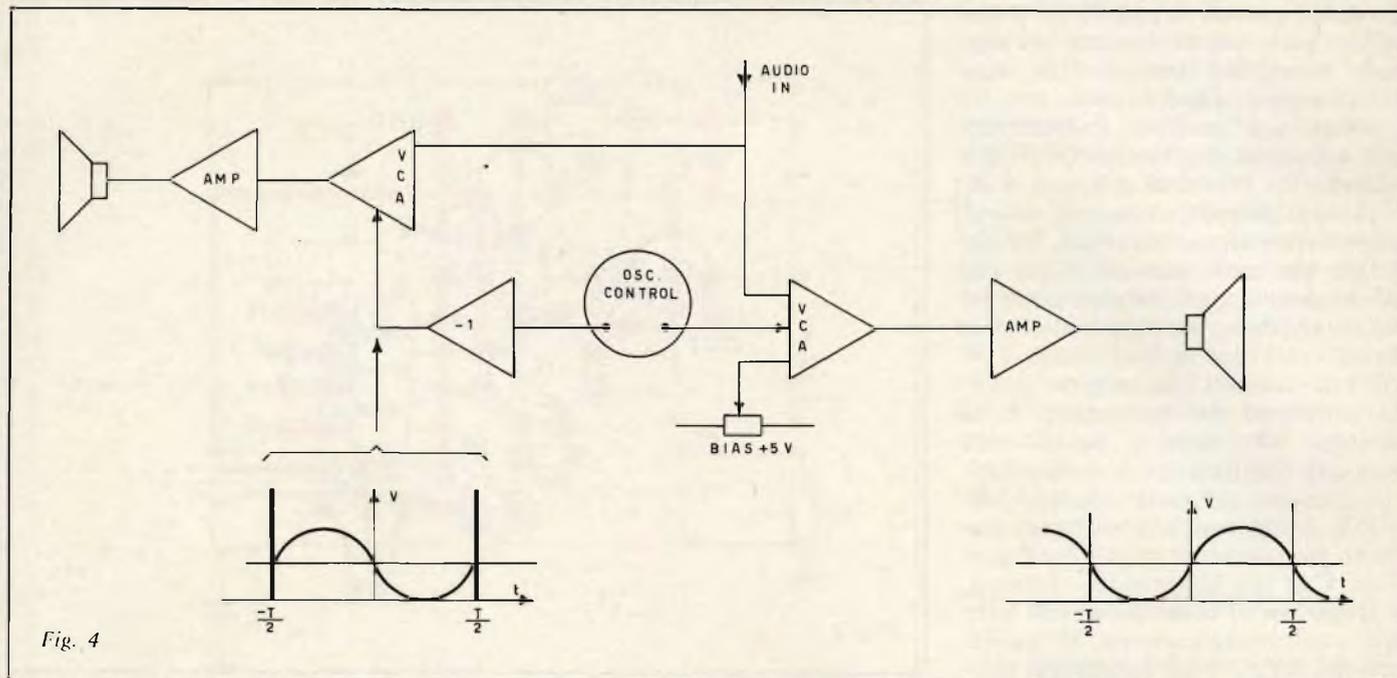


Fig. 4

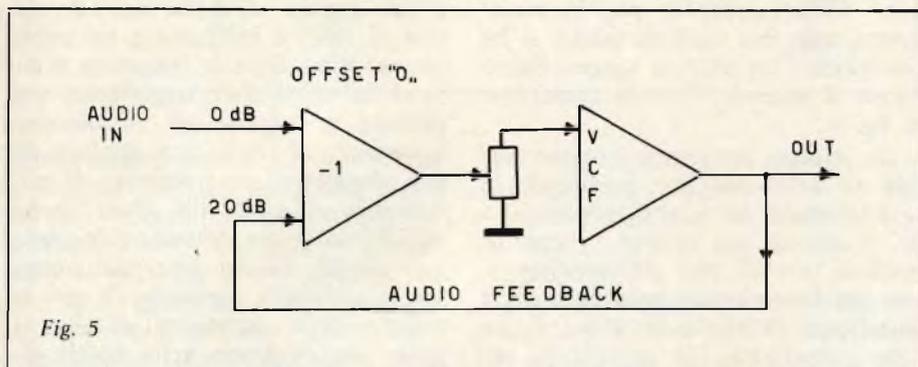


Fig. 5

Quando adoperate tali connessioni di retroazione, dovrete manipolare cautamente il potenziometro che regola il Q e, allo stesso tempo, l'attenuatore: ciò per impedire al filtro di oscillare. La migliore procedura da seguire in tal senso, per ottenere il massimo «Q», è quella di togliere il segnale di entrata, porre il controllo di Q al suo massimo valore, e regolare l'attenuatore affinché il tutto non auto-oscilli al variare delle tensioni pilota.

La fig. 6 mostra una combinazione fra I.B. e Filtro Passa banda, fatta per ottenere un filtro banda, o Notch filter. L'entrata del segnale è applicata ad entrambi i moduli: filtro e I.B. dal quale viene in tal senso sfruttata l'entrata con guadagno 1. L'uscita del filtro è invece attenuata e riportata all'entrata audio, ma con 20 dB di guadagno, dell'I.B.

I collegamenti che diamo «some», ad ogni modo, sono estremamente più facili da spiegare e da capire dei collegamenti reazionati. Quando, come nel caso di fig. 6, l'uscita del filtro è sommata al segnale originale, le frequenze che passano od escono dal filtro sono sfasate di 180° rispetto a quelle stesse presenti nel segnale di ingresso per cui, sommando i due segnali, esse si cancellano. Ma per una cancellazione completa di tali frequenze, al fine di ottenere un buon «notch filter», l'attenuatore deve essere regolato in modo che l'uscita del passa banda, alla frequenza



**general electronic
devices®**

VIALE AMMIRAGLIO DEL BUONO, 69 - 00056 ROMA LIDO (ITALY) - TEL. 06/66 11.404

SISTEMI DI SICUREZZA

impianti completi e componenti per prevenire

- FURTI ● RAPINE ● SABOTAGGI
- SPIONAGGI ● INCENDI ● FUGHE DI GAS

- rivelatori di armi e di esplosivi ● sistemi antitaccheggio ● controlli codificati di accesso ● tvee (anche con audio) ● videocitofoni ● cerca persone via radio ● radio ricetrasmittenti ● telecontrolli e teleallarmi radio/telefonici (singoli e centralizzati) ● derattizzanti ad ultrasuoni ● accumulatori ermetici ricaricabili (Pb-Nica) ● cavi schermati ● segnalatori luminosi per autoveicoli ● amplificatori tv (singoli e centralizzati)

Installazioni tramite G.E.A. - General Electronic Appliances S.r.l.

Forniture per installatori e rivenditori

Import - export distribuzioni e rappresentanze in esclusiva

Catalogo
a richiesta

che ci interessa, sia della medesima grandezza dell'armonica, che vogliamo sopprimere, del segnale in ingresso. Quando usate tali collegamenti molto spesso sarà per voi inutile ritoccare il controllo del «Q» del filtro, che lascerete al massimo; l'unica cosa da fare sarà invece regolare l'attenuatore per ottenere la massima reiezione alla frequenza che voi dovete sopprimere. (N.B.: come nel passa banda la frequenza di centro banda è detta «Center Frequency», nel Notch filter la frequenza più soppressa sarà la «Notch frequency»). Ma vedrete che la maggior parte delle volte voi regolerete l'attenuatore per ottenere il suono che vi piace di più, mentre in realtà non vi curerete affatto di seguire il procedimento esatto. Per i perfezionisti, però, ecco come ottenere il perfetto filtro soppressore di banda: regolate la tensione pi-

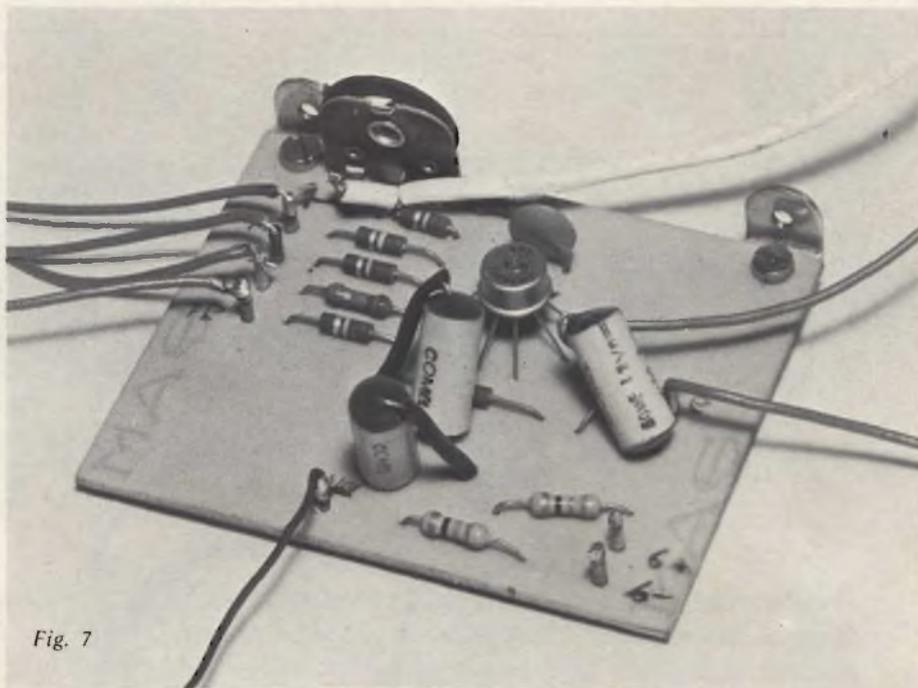


Fig. 7

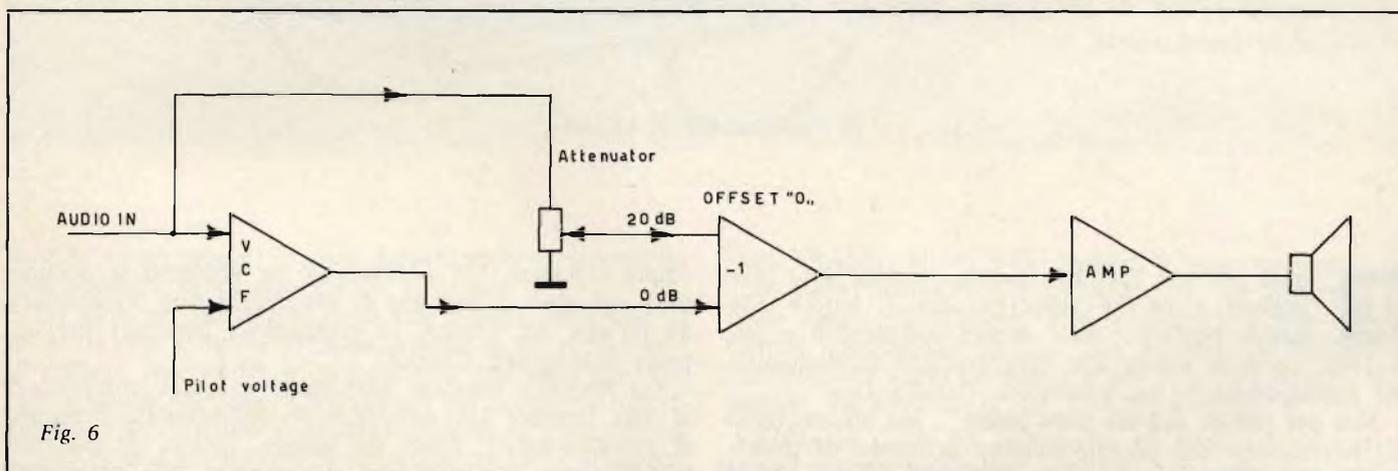


Fig. 6

lota del VCO per avere una frequenza intorno al LA del corista (440 Hz) ed usate, come onda, l'onda triangolare. (Una volta accordato il filtro ovviamente, qualsiasi segnale può andare). Poi montate l'attenuatore fino ad una posizione intermedia e fornite dunque una tensione pilota al filtro, regolandola fino a sentire che il volume del segnale, uscente da I.B., aumenta notevolmente, indicandovi che avete raggiunto la frequenza di risonanza. Ora, aumentando l'attenuazione, dovrete sentire il tono del segnale diventare sempre più flebile, fino a percepire il suono della terza armonica, essendo a questo punto stata soppressa la fondamentale. Il filtro è accordato.

E' ovvio che come abbiamo trasformato il filtro passa banda in un

filtro soppressore di banda, potrete voi stessi cambiare il vostro passa basso in passa alto, semplicemente sostituendo il blocco «Low Pass VCF» negli schemi a blocchi presentati in tale articolo: il discorso rimane invariato.

Il Kit completo di questo sintetizzatore (mobile escluso) può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 240.000 spese postali comprese.

IL RADIORICEVITORE più piccolo del mondo

con un circuito integrato.
Alta sensibilità di ricezione in AM.
Completo di auricolare.

ZD/0024-00

L. 8.950



HOMER

In vendita presso le sedi C.B.C.

1133

Preamplificatore stereofonico hi-fi professionale

Presentiamo in questo articolo la realizzazione di un preamplificatore stereofonico di ottime caratteristiche, adattabile a qualsiasi finale di potenza. L'impiego di integrati a basso rumore garantisce una bassa impedenza di uscita e una bassissima percentuale di distorsione. Montato in unione con due esemplari dello stadio finale da 60 W presentato sul numero 1/76 di Selezione, permette la realizzazione di un impianto stereofonico di invidiabili prestazioni.

di Federico CANCARINI

Tanto per non spendere parole in elogi poco producenti e perché sappiamo che il lettore alle parole preferisce dati tecnici comparabili e misurabili, veniamo subito alle caratteristiche fondamentali del preamplificatore qui presentato (tabella 1).

Non per partire dall'età della pietra ... ma affronteremo la realizzazione del preamplificatore cercando di dissolvere tutti i dubbi e le domande che possono nascere nel lettore riguardo sia alle configurazioni circuitali scelte, sia al montaggio, alla filatura, ecc. Cominciamo dalle domande più semplici.

Innanzitutto: perché usare degli integrati?

Per rispondere a questa domanda dobbiamo prendere in considerazione vantaggi e svantaggi di stadi preamplificatori realizzati con transistori e con integrati.

E' ovvio che le caratteristiche principali (distorsione, banda passante, ecc.,) di un qualsiasi stadio amplificatore dipendono dalla configurazione circuitale adottata e dai componenti impiegati. Quanto più spinte desideriamo che siano tali caratteristiche, tanta più complessa sarà la configurazione scelta e tanta più cura dovrà essere spesa nella scelta dei componenti.

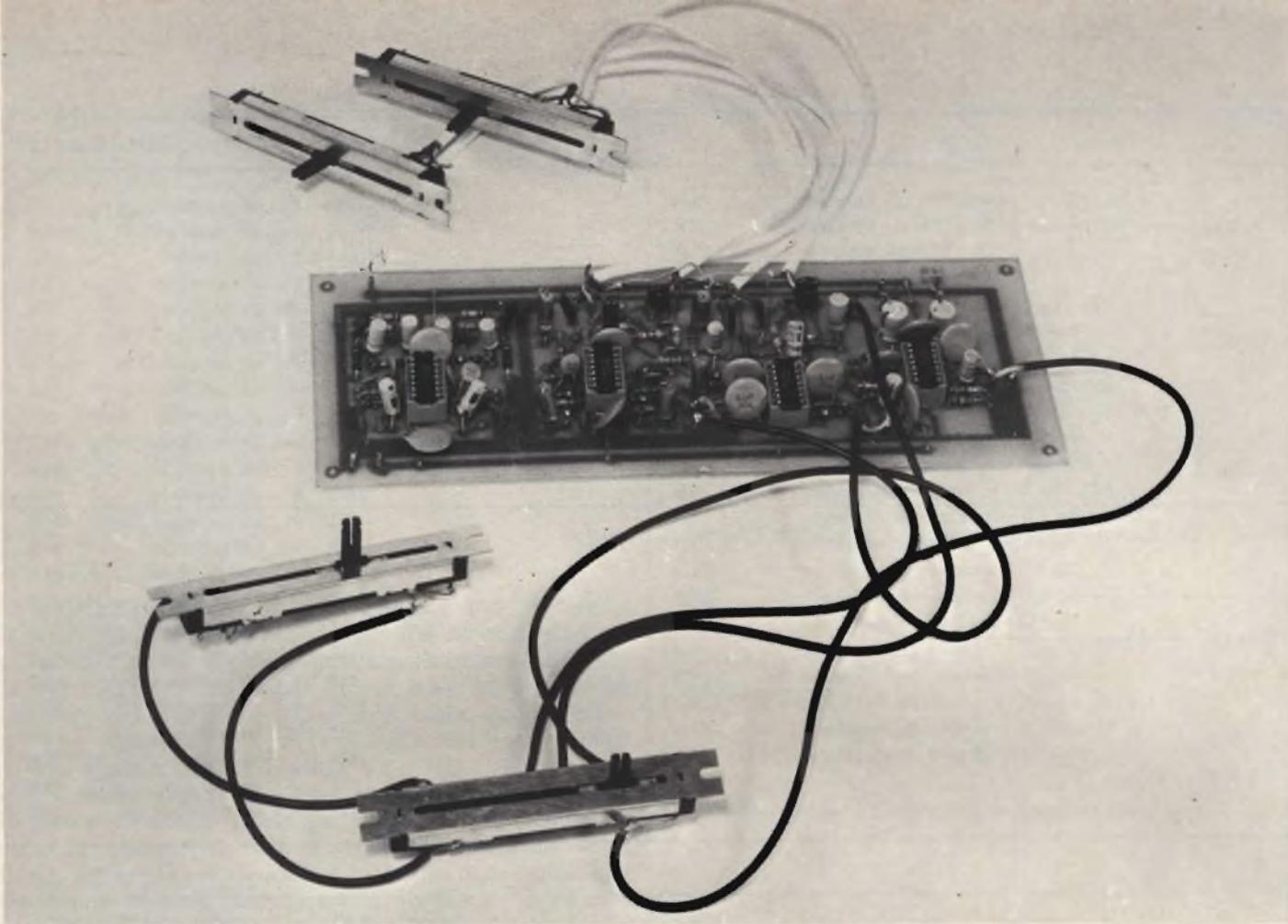
L'impiego dei transistori come elementi amplificatori richiede una complessa rete di compensazioni e controreazioni per eliminare le loro caratteristiche negative, i difetti insiti nella loro stessa struttura. Un transistoro deve essere giustamente polarizzato, se non vogliamo che vada facilmente in interdizione o in saturazione introducendo distorsione. Dobbiamo compensare le sue capacità interne e le capacità relative dei componenti ad esso connessi, in modo da poter ottenere una banda passante

ampia e lineare. Un'occhiata (se ne abbiamo la possibilità) agli stadi di ingresso di apparecchiature commerciali dà un'idea del numero di componenti necessari per coprire tutte queste funzioni.

Un integrato contiene gran parte di questi componenti al suo interno. Un amplificatore operazionale integrato si presenta infatti come un «coso», meglio un modulo, amplificatore, con guadagno elevatissimo, alta impedenza di ingresso, bassa impedenza di uscita, buona linearità nei confronti della frequenza e con possibilità applicative pressoché infinite, dato che si può facilmente variarne il guadagno o il responso nei confronti della frequenza semplicemente aggiungendo particolari componenti all'esterno di esso. E' logico che la possibilità di utilizzare

TABELLA 1

Banda passante:	da 20 Hz a 30 kHz
Distorsione:	inferiore allo 0,2%
Comandi:	selettore di ingresso; toni alti; toni bassi volume; bilanciamento
Sensibilità per 0,5 V all'uscita:	ingresso PHONO 1 mV ingresso TAPE 100 mV; ingresso TUNER 100 mV; ingresso AUX 100 mV
Impedenza di ingresso:	maggiore di 100 K Ω
Escursione toni:	BASSI ± 12 dB a 100 Hz; ALTI ± 12 dB a 100 KHz
Uscita per registrazione:	0,5 Volt
Semiconduttori impiegati:	n. 4 integrati TBA231



moduli di tal genere in stadi amplificatori ne semplifica notevolmente la configurazione circuitale.

Un altro problema che sorge nel passare dalla fase di progettazione a quella di realizzazione di un prototipo è la difficile reperibilità di componenti con caratteristiche pari a quelle calcolate. Quando poi sia necessario realizzare lo stesso circuito in un gran numero di esemplari (è il caso di una produzione di serie, oppure della diffusione di una scatola di montaggio), la stessa tolleranza dei componenti rende difficile la realizzazione di esemplari con caratteristiche costanti. Anche in questo caso, l'uso dei transistor crea molteplici problemi, poiché transistor con la stessa sigla presentano spesso caratteristiche reali molto differenti. Ciò costringe le case produttrici di apparecchiature HiFi a controllare e tarare ogni singola apparecchiatura prodotta, con un evidente aumento del costo medio di produzione.

L'impiego di circuiti integrati, le cui caratteristiche permangono pressoché identiche entro un ridottissimo intervallo di tolleranza anche per centinaia o migliaia di pezzi, rende più facile la realizzazione di esemplari dalle caratteristiche uguali fra loro e corrispondenti a quelle calcolate in fase di progettazione.

A quanto detto si aggiungono l'elevatissimo guadagno che gli integrati presentano alle frequenze medie, cosa che rende possibile la realizzazione di circuiti equalizzatori molto accurati il bassissimo tasso di distorsione; la bassa impedenza di uscita; l'elevata reiezione sui residui di alternata presenti sull'alimentazione, con la conseguente semplificazione dei circuiti alimentatori.

Il preamplificatore qui descritto utilizza quattro inte-

grati TBA231. Si tratta di integrati a basso rumore, prodotti dalla SGS-ATES specificatamente per impieghi in bassa frequenza. Ciascun integrato contiene due amplificatori operazionali identici, che svolgono la medesima funzione per il canale destro e per il canale sinistro del segnale. La zoccolatura del TBA231 è in fig. 1.

Abbiamo detto più sopra che gli amplificatori operazionali hanno vastissime possibilità di impiego, perché con essi è possibile realizzare un numero pressoché infinito di circuiti con caratteristiche differenti, semplice-

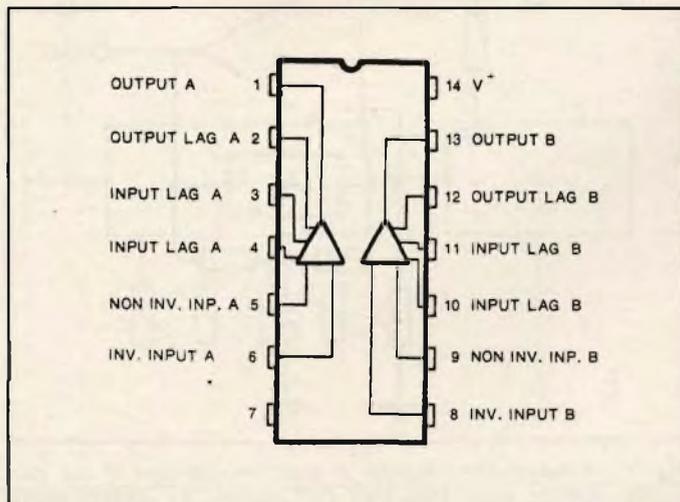


Fig. 1 - Zoccolatura dell'integrato TBA 231.

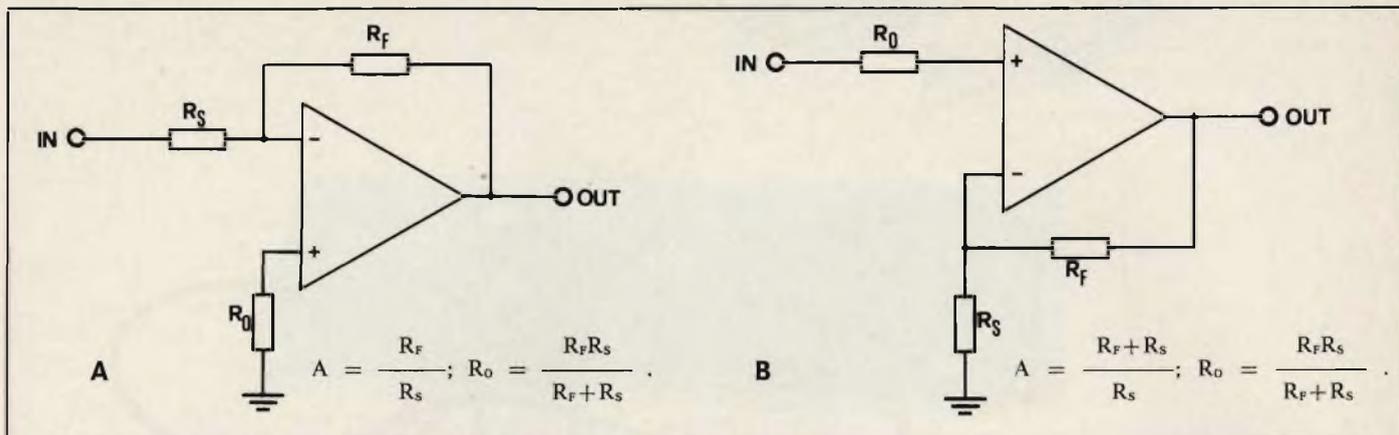


Fig. 2 - Configurazioni tipiche elementari e relative formule di progetto.

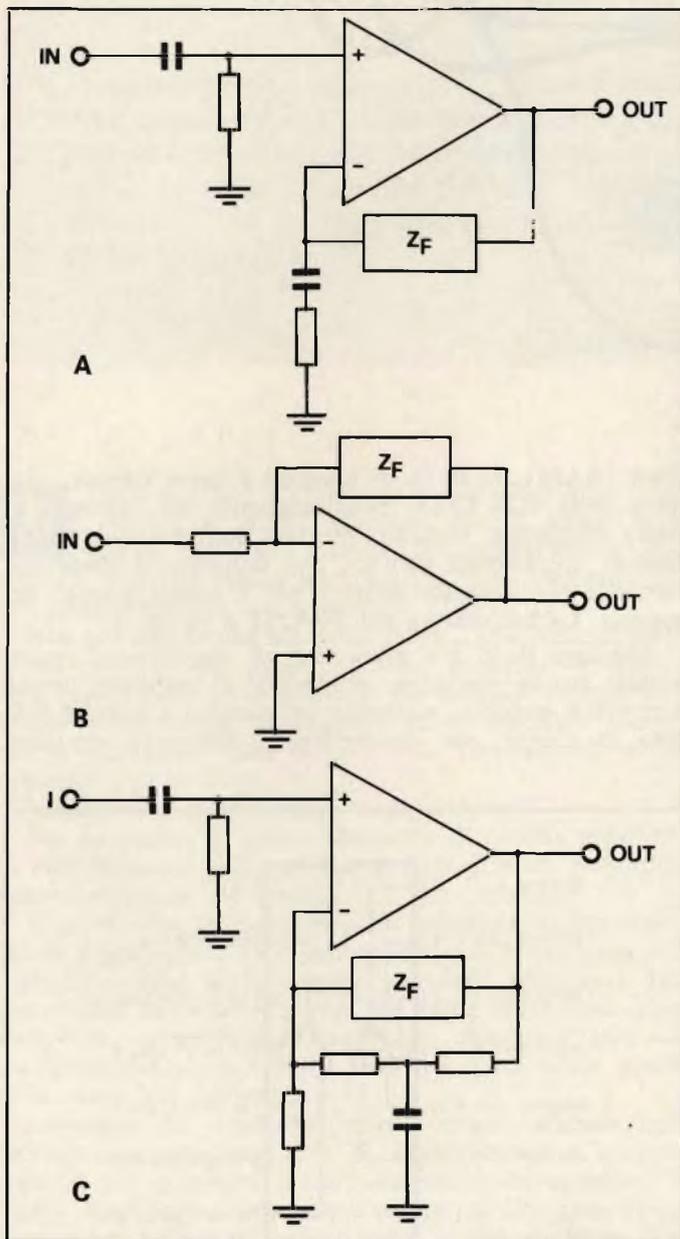


Fig. 3 - Configurazioni tipiche di stadi amplificatori il cui guadagno dipende dalla frequenza del segnale. Le configurazioni qui schematizzate sono quelle più frequentemente scelte per stadi amplificatori in bassa frequenza.

mente variando i collegamenti e i componenti all'esterno dell'operazionale. Nel campo dell'amplificazione, esistono un certo numero di configurazioni che vengono chiamate tipiche perché sono le più elementari e le più diffuse.

Le configurazioni tipiche più semplici sono l'amplificatore invertente (fig. 2/a) e l'amplificatore non invertente (fig. 2/b). La differenza fondamentale fra le due configurazioni è che mentre la prima produce uno sfasamento di 180° fra il segnale di ingresso e quello di uscita, la seconda conserva la fase del segnale. In calce alla figura sono riportate le formule fondamentali per il calcolo di circuiti di questo genere; notiamo soprattutto che il guadagno è determinato esclusivamente dal valore della resistenza di reazione (R_F) e della resistenza di sorgente (R_S).

In alcuni casi, è opportuno sostituire la resistenza di reazione con una rete più o meno complessa formata da elementi R, C ed L, che presenti una resistenza equivalente in funzione della frequenza del segnale amplificato. Si ha così uno stadio amplificatore a guadagno dipendente dalla frequenza. Le configurazioni possibili a questo punto si moltiplicano: ne mostriamo alcune in fig. 3, tanto per dare un'idea. Z_F rappresenta una qualsiasi rete RCL.

Esaurite (finalmente!) le poche nozioni teoriche veramente necessarie, possiamo ritornare al nostro preamplificatore Hi-Fi tuffandoci a pesce nello:

SCHEMA ELETTRICO.

In fig. 5 abbiamo lo schema elettrico completo del preamplificatore. Ne è rappresentato solo il canale destro essendo il sinistro in tutto e per tutto uguale al destro.

La fig. 4 (schema a blocchi) mette in risalto i blocchi funzionali che costituiscono il preamplificatore; un'occhio alla fig. 4 ci permette di addentrarci più facilmente nello schema elettrico e di comprenderne più da vicino il funzionamento.

Il blocco 1 (preamplificatore equalizzatore — IC1 e componenti annessi) ha il compito di amplificare il segnale generato dalla testina magnetica della piastra giradischi, per renderlo di ampiezza pari a quello delle altre sorgenti (AUX, TAPE, TUNER). Il segnale viene poi equalizzato secondo lo standard RIAA.

Che significa «equalizzare» e che cos'è lo standard RIAA?

Quando all'interno di uno spettro sonoro (ad esempio il suono di un'orchestra) alcune frequenze vengono

ELENCO COMPONENTI PREAMPLIFICATORE HI-FI

R1	=	resistore da	1	MΩ
R2	=	resistore da	10	Ω
R3	=	resistore da	1,2	kΩ
R4	=	resistore da	1	MΩ
R5	=	resistore da	100	kΩ
R6	=	resistore da	100	kΩ
R7	=	resistore da	100	kΩ
R8	=	resistore da	100	kΩ
R9	=	resistore da	100	kΩ
R10	=	resistore da	100	kΩ
R11	=	resistore da	1	MΩ
R12	=	resistore da	1	MΩ
R13	=	resistore da	10	Ω
R14	=	resistore da	100	Ω
R15	=	resistore da	15	kΩ
R16	=	resistore da	4,7	kΩ
R17	=	resistore da	39	kΩ
R18	=	resistore da	5,6	kΩ
R19	=	resistore da	4,7	kΩ
R20	=	resistore da	1	MΩ
R21	=	resistore da	10	Ω
R22	=	resistore da	1	MΩ
R23	=	resistore da	27	kΩ
R24	=	resistore da	220	kΩ

R25	=	resistore da	470	kΩ
R26	=	resistore da	470	kΩ
R27	=	resistore da	10	Ω
R28	=	resistore da	470	Ω
C1	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C2	=	condensatore ceramico	4,7	nF
C3	=	condensatore ceramico	4,7	nF
C4	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C5	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C6	=	condensatore ceramico	2,7	nF
C7	=	condensatore ceramico	750	pF
C8	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C9	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C10	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C11	=	condensatore ceramico	39	nF
C12	=	condensatore ceramico	2,2	nF
C13	=	condensatore ceramico	2,2	nF
C14	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C15	=	condensatore ceramico	10.000	pF
C16	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C17	=	condensatore elett.	5	μF - 25 V
C18	=	condensatore ceramico	0,1	μF

Per la versione stereo usare due componenti per tipo.

COMPONENTI COMUNI AI DUE CANALI

C19	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C20	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C21	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C22	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C23	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C24	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C25	=	condensatore ceramico	0,1	μF
C26	=	condensatore ceramico	0,1	μF
P1	=	potenziometro lineare doppio	100+100	kΩ

P2	=	potenziometro lineare doppio	100+100	kΩ
P3	=	potenziometro lineare semplice	100	kΩ
P4	=	potenziometro logaritmico doppio	47+47	kΩ
S	=	pulsantiera	5 pulsanti,	4 vie
IC1	=	integrato	TBA231	
IC2	=	integrato	TBA231	
IC3	=	integrato	TBA231	
IC4	=	integrato	TBA231	

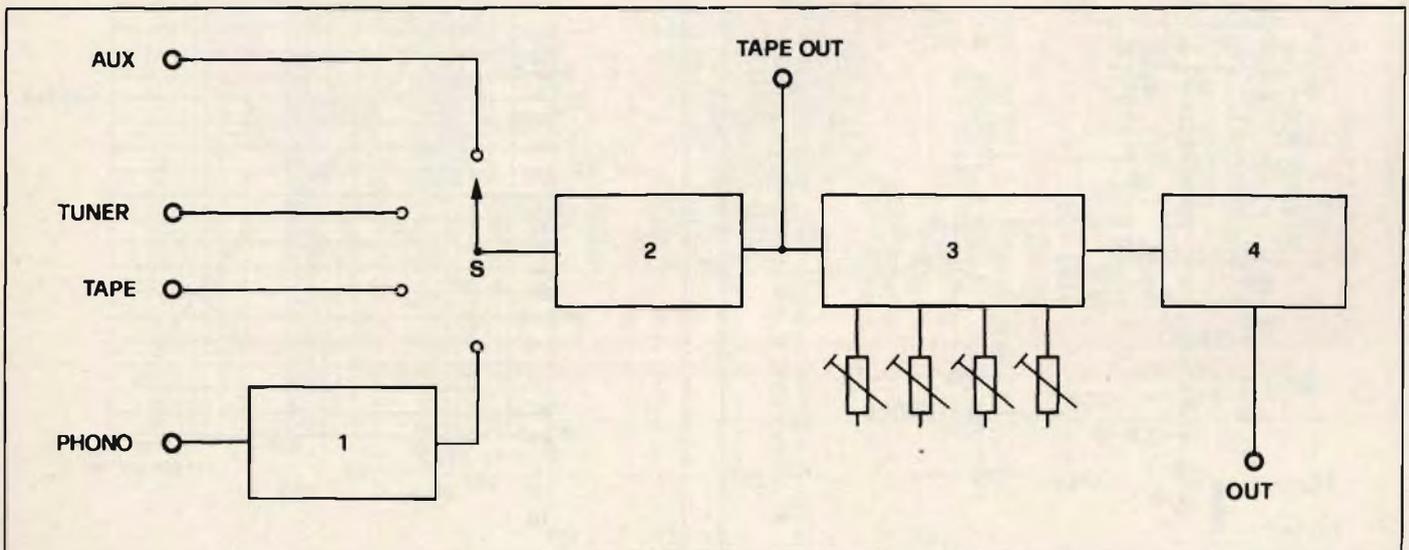


Fig. 4 - Schema a blocchi del preamplificatore: S - pulsantiera di ingresso; 1 - preamplificatore equalizzato per testina magnetica; 2 - amplificatore larga banda; 3 - controlli di tono, volume e bilanciamento; 4 - buffer d'uscita.

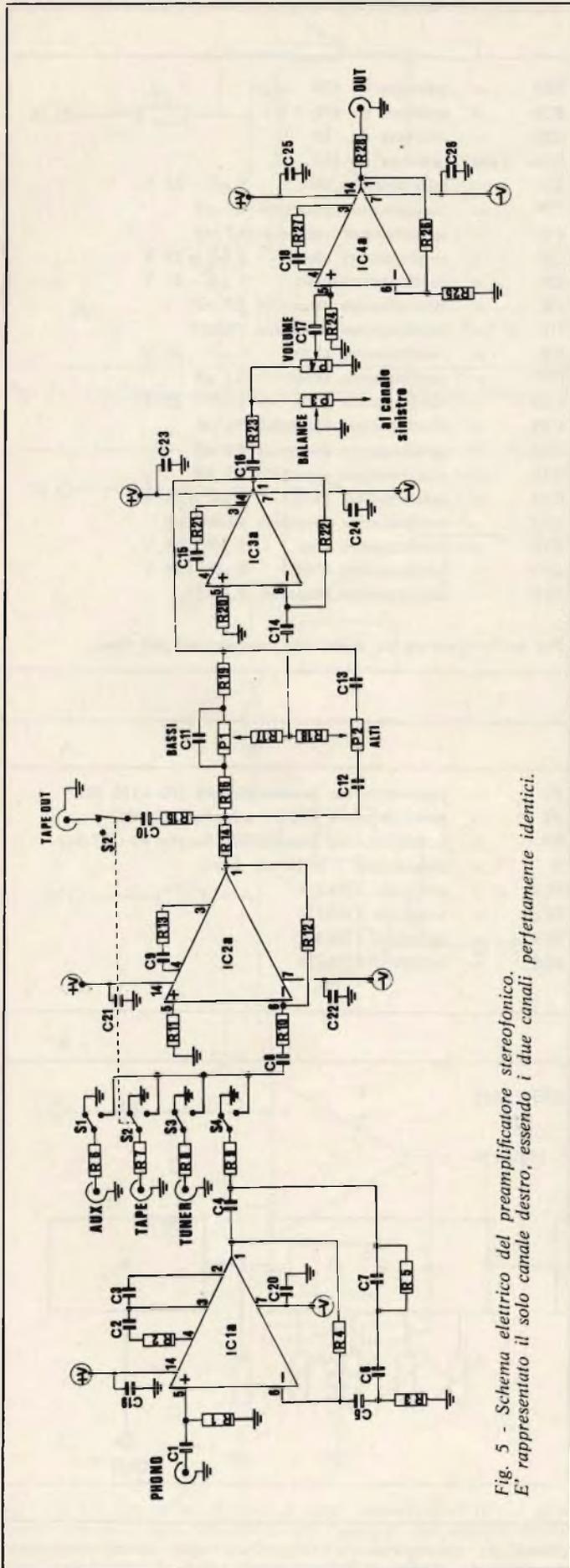


Fig. 5 - Schema elettrico del preamplificatore stereofonico. E' rappresentato il solo canale destro, essendo i due canali perfettamente identici.

enfattizzate, altre attenuate, per precisa volontà di chi sta registrando, su nastro o su disco, tale spettro, o a causa di fenomeni di assorbimento e risonanza dell'ambiente, compito di un circuito equalizzatore è restituire al segnale lo stesso rapporto intensità/frequenza proprio dello spettro originario.

In fase di registrazione di brani musicali su disco, le alte frequenze vengono enfattizzate, per ridurre gli effetti del rumore e della inerzia dello stilo di incisione; le basse frequenze invece sono attenuate, per prevenire escursioni troppo larghe dello stilo stesso.

L'apparecchio riproduttore deve ricostruire il segnale originario; deve quindi «manipolarlo» in maniera esattamente opposta, attenuando le alte frequenze ed enfattizzando le frequenze basse. E' ovvio infatti che la somma delle caratteristiche di incisione e di riproduzione debba dare un responso lineare.

In fig. 6 è rappresentata la curva di equalizzazione per l'ascolto di dischi incisi secondo lo standard RIAA. Tale curva è l'esatto inverso della curva di incisione, cosicché la loro somma dà luogo ad un responso piatto ampiezza/frequenza.

E' quindi necessario, affinché venga restituita alla musica incisa su disco la sua vera dimensione, che lo stadio destinato all'amplificazione del segnale proveniente dalla testina fonorivelatrice abbia una funzione guadagno/frequenza il più possibile simile a quello di fig. 6.

Si raggiunge questo scopo sistemando una opportuna rete RC al posto della resistenza di reazione di IC1. Nello schema di fig. 5 tale rete è formata da R4, C6, C7 ed R5. I due condensatori C4 e C5 isolano la rete di reazione dalle tensioni continue presenti sull'ingresso e sull'uscita di IC1. Le correnti di polarizzazione dei due ingressi scorrono soltanto attraverso R1 e R4 (fig. 7/a). Riguardo al segnale a bassa frequenza, C4 e C5 presentano una reattanza trascurabile, per cui il circuito equi-

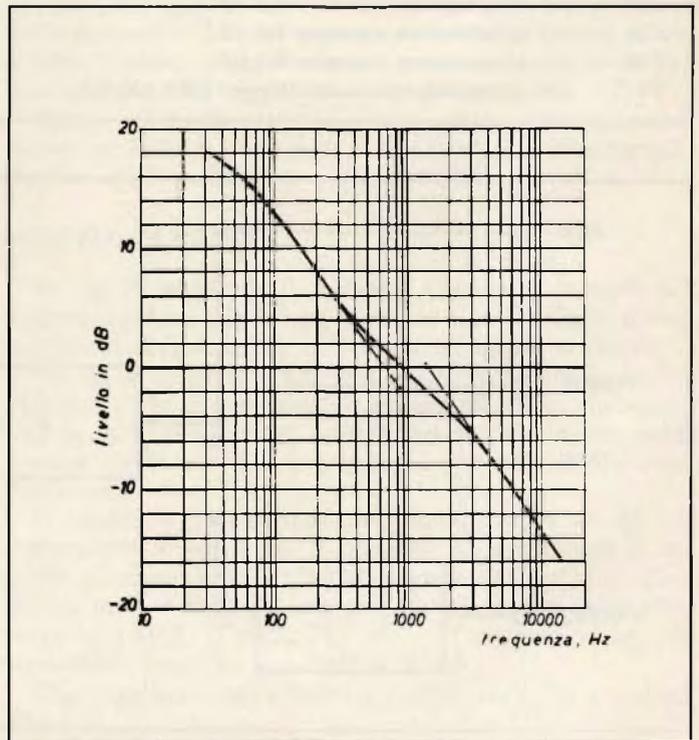


Fig. 6 - Curva di equalizzazione RIAA.

valente è quello di fig. 7/b, dove Z_{C6} e Z_{C7} rappresentano rispettivamente la reattanza di C6 e C7.

Alle basse frequenze, C6 presenta una reattanza molto elevata, per cui il guadagno è fissato all'incirca dal rapporto fra R4 ed R3. Man mano che la frequenza sale, la reattanza di C6 diminuisce (ed il guadagno aumenta), finché a centro banda (1.000 Hz) Z_{C6} è bassa, ed il guadagno è praticamente determinato da R5. Il guadagno a centro banda è di 40 dB, cioè 100 volte. Per frequenze ancora superiori, entra in azione C7: è la sua reattanza ora ad avere importanza nel determinare il guadagno di IC1.

La precisione della funzione guadagno/frequenza dello stadio dipende fondamentalmente dalla precisione dei componenti montati nella rete di reazione. Per questo consigliamo la scelta di componenti a bassa tolleranza: 5% o 2% per le resistenze (R1, R3, R4, R5), 10% o meno per i condensatori (C6 e C7). Avendone la possibilità, è bene controllare il valore reale di tali componenti con un ponte RC prima di montarli nel circuito, scartando gli elementi che presentassero un valore troppo distante da quello indicato nell'elenco componenti.

Scelta la sorgente che interessa amplificare tramite la pulsantiera S, il suo segnale giunge al blocco 2 (IC2 e componenti annessi). Si tratta di un segnale amplificatore a larga banda, il cui compito è quello di disaccoppiare l'ingresso dai circuiti di controllo, di aumentare l'ampiezza del segnale e di fornire un'uscita a bassa impedenza adatta al pilotaggio dello stadio successivo.

IC2 è montato ad amplificatore invertente. All'uscita di IC2 è sistemata la presa per registrazione, che fornisce il segnale delle sorgenti prima che venga «manipolato» dai controlli di tono e volume; essa viene esclusa tramite S2* quando il registratore è usato in riproduzione.

Da IC2 il segnale passa ai circuiti di controllo (blocco 3 di fig. 4). Il controllo dei toni è di tipo attivo, poi-

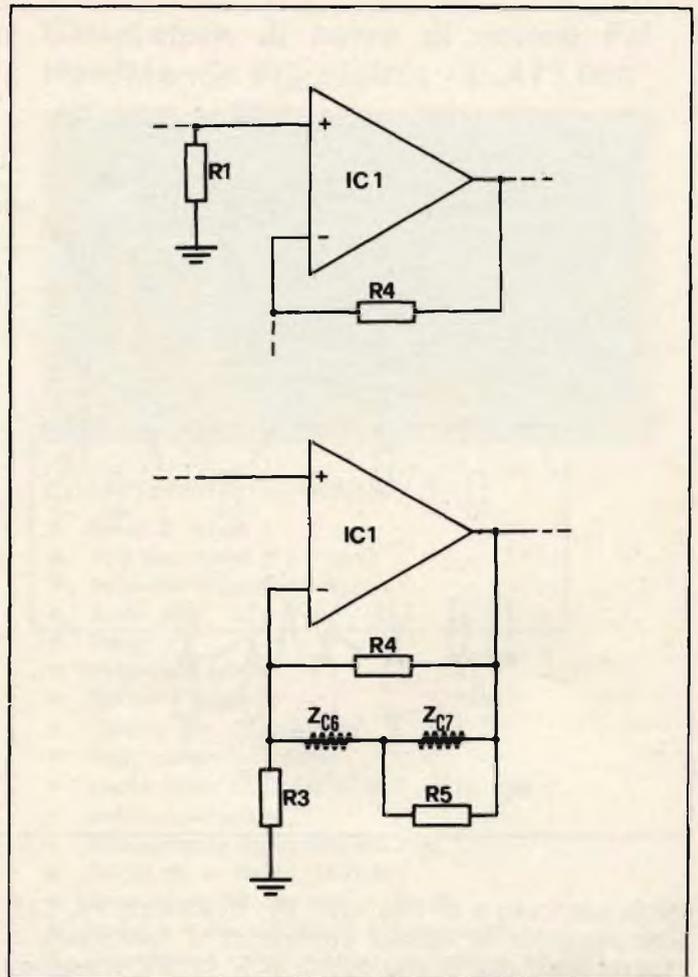


Fig. 7 - Circuito equivalente in DC (a) e in AC (b) dello stadio formato da IC1.

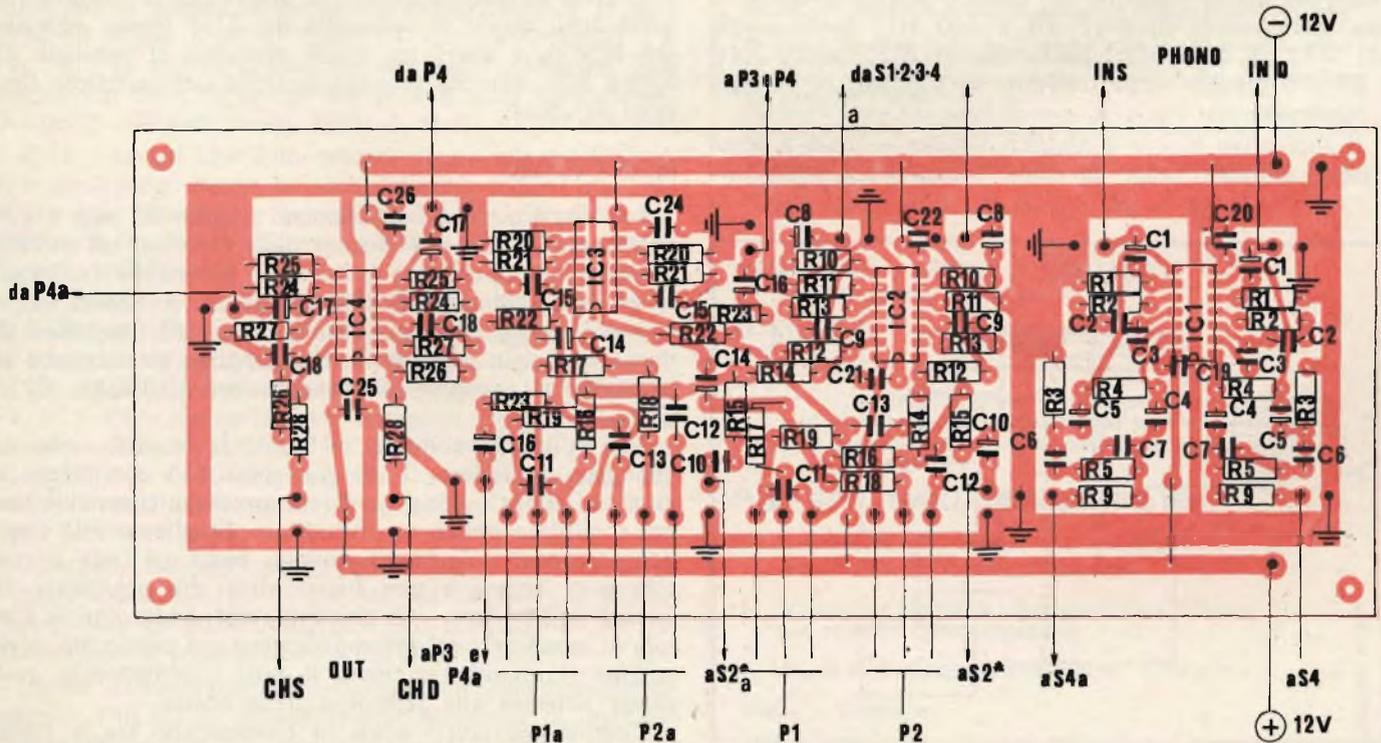


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla basetta stampata. I componenti marcati con «a» si riferiscono al canale sinistro.

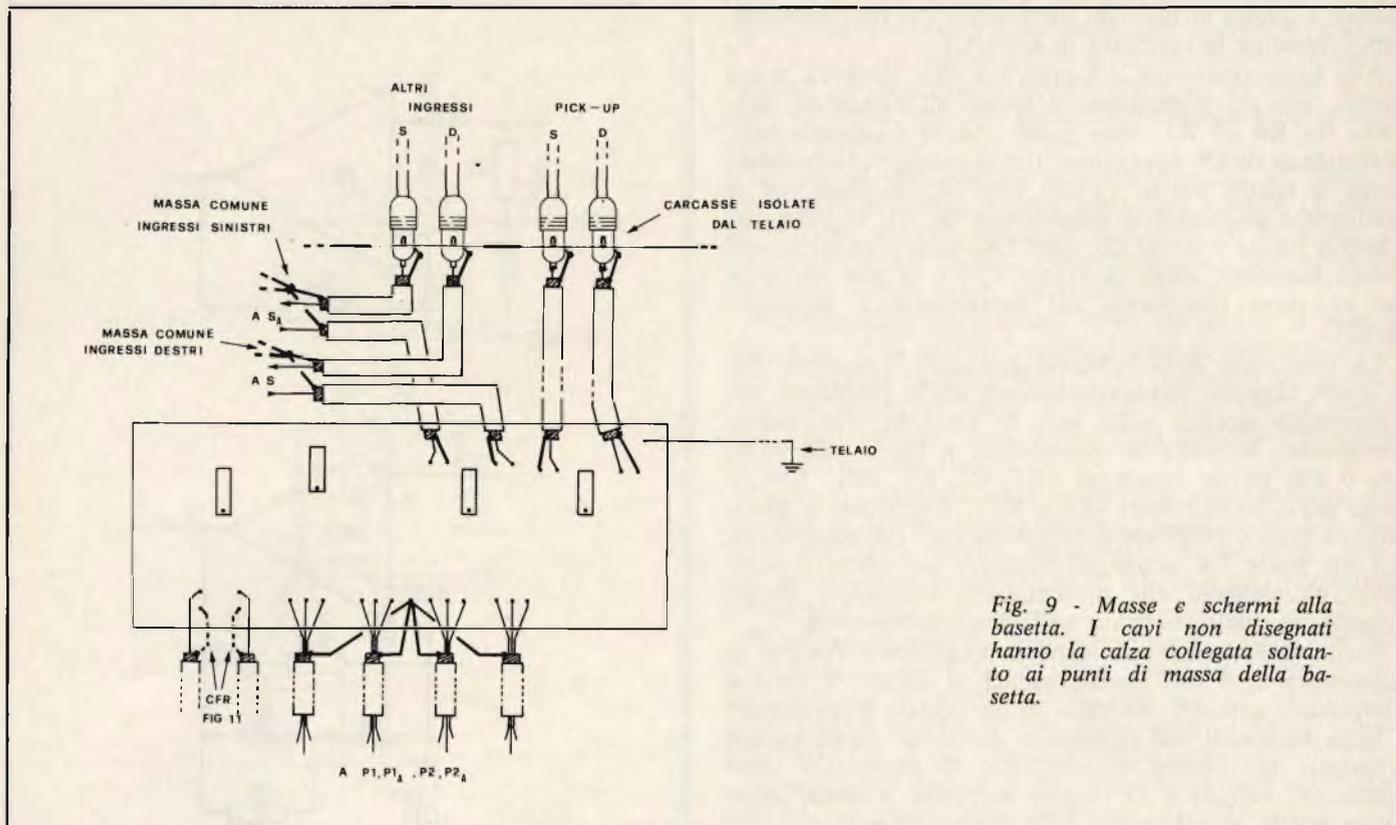


Fig. 9 - Masse e schermi alla basetta. I cavi non disegnati hanno la calza collegata soltanto ai punti di massa della basetta.

ché la rete formata da R16, C11, P1, R19 e C12, P2, C13 (che rispecchia la classica configurazione Baxendall) è montata come rete di reazione di IC3. Le due resistenze R20 e R22 garantiscono un ritorno per le correnti di polarizzazione dei due ingressi dell'operazionale. Con i valori segnati, il controllo dei bassi permette un'enfasi o una attenuazione di ± 12 dB a 100 Hz; quello degli alti ± 12 dB a 10 kHz. Dall'uscita di IC3, tramite C16 e R23, il segnale viene trasferito ai controlli di volume e bilanciamento.

Il successivo blocco 4 (buffer d'uscita — IC4 e componenti annessi) funge da stadio separatore a bassa im-

pedenza di uscita e fornisce un segnale di ampiezza adeguata al pilotaggio dello stadio finale prescelto. L'ampiezza del segnale in uscita può essere variata modificando il guadagno di IC4; a questo scopo è sufficiente ritoccare il valore della resistenza di reazione R26. Poiché IC4 è montato ad amplificatore non invertente, le formule relative sono quelle in calce alla fig. 2/b; tenere presente che R24 deve avere un valore prossimo al parallelo di R25 e R26, affinché vengano neutralizzate fastidiose tensioni di offset.

MONTAGGIO

La disposizione dei componenti (figura 8) non è per nulla casuale; bensì è dettata dalla necessità di evitare qualsiasi accoppiamento spurio che porterebbe facilmente ad autooscillazioni in alta frequenza. A questo scopo è prevista una adeguata distribuzione delle superfici di massa e ciascun integrato è disaccoppiato su entrambe le alimentazioni (coppie di condensatori C19/C20, C21/C22, ecc.).

Una volta che abbiamo realizzato la basetta e che ne abbiamo controllato il disegno, possiamo cominciare a montarci sopra i componenti che precedentemente abbiamo acquistato presso un rivenditore. Scegliamo solo componenti nuovi e di buona qualità: pezzi già usati o con tolleranza eccessiva non fanno altro che peggiorare la qualità dell'insieme. «En passant», ricordiamo che la scatola di montaggio del preamplificatore qui presentato, contenente il circuito stampato e tutti i componenti, può essere richiesta alla redazione della rivista.

Cominciamo con i ponti di cortocircuito fra le piste, che realizzeremo con del filo nudo; passiamo poi ai componenti più piccoli, le resistenze, e via via a quelli più grossi, i condensatori (attenzione alla polarità degli elet-

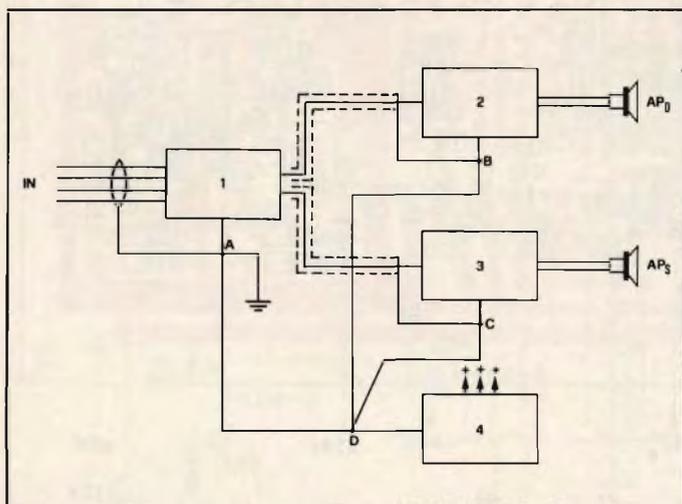


Fig. 10 - Masse e schermi fra pre (1), finali (2 e 3) e alimentazione (4). A, B, C, = masse parziali di ciascun stadio; D = massa a stella centrale.

trolitici), e per ultimo gli integrati: occhio alla tacca per non montarli alla rovescia.

Seguendo attentamente la disposizione dei componenti di fig. 8, non dovremo incontrare grosse difficoltà. Non è cattiva cosa controllare più volte.

La parte più complessa del montaggio riguarda comunque la filatura che collega la piastra del preamplificatore con gli ingressi, la tastiera ed i potenziometri. Degli spezzoni di cavetto schermato a più poli facilitano i collegamenti.

A questo punto il problema più grosso che ci troviamo di fronte riguarda il collegamento delle masse. Chi fra i lettori ha già un pò di pratica negli impianti ad alta fedeltà, forse ha già sperimentato come sia facile che un componente Hi-Fi si trasformi in una radio, in un generatore di segnali indesiderati, in un ronzatore solo a causa di errati collegamenti di massa.

E' regola comune che gli schermi non debbano essere attraversati da correnti continue; quindi le calze dei cavi schermati non devono essere usate come ritorno per le correnti di alimentazione. Altra regola importante da osservare è che, per funzionare correttamente, schermi e schermature devono essere equipotenziali: cioè, non ci devono essere differenze di potenziale fra due punti qualsiasi di uno schermo. Affinché questa regola venga rispettata, è bene che gli schermi siano collegati alla massa del circuito in un solo punto.

Torniamo ora ai collegamenti del nostro preamplificatore. Possiamo notare che sullo stampato sono previsti diversi punti indicati come collegamenti di massa. Gli schermi dei cavetti schermati vanno collegati alla massa dello stadio da cui prelevano o a cui portano il segnale; una disposizione di questo genere viene detta «ground bus», poiché la linea di massa segue parallelamente lo sviluppo del segnale.

Vediamo in pratica. I cavetti che portano il segnale della testina magnetica hanno la calza collegata ai due punti di massa posti di fianco ai due condensatori C1 (fig. 8). Il segnale preamplificato viene prelevato con due cavetti dalle resistenze R9; le loro calze sono rispettivamente collegate ai due punti di massa vicino alle R9.

Tutti i cavetti che dalla piastra vanno alla tastiera ed ai potenziometri hanno la calza collegata solo ai punti di massa della piastra; le carcasse metalliche dei potenziometri vengono infatti collegate a massa tramite il pannello frontale metallico.

In particolare, i cavetti multipli che vanno a P1 e P1/a, P2 e P2/a hanno tutte le calze collegate al punto di massa posto sotto C10 e R17 (a metà del disegno — fig. 8). Analogamente: i cavetti che portano il segnale a P3, P4 e P4/a hanno la calza collegata ai punti di massa vicino ai C16; i ritorni da P4 e P4/a ai punti di massa vicino ai due C17. In questo caso useremo la calza dei cavi schermati come massa per gli estremi di P4 e P4/a e per il cursore di P3.

Collegati, secondo quanto detto sopra, potenziometri e tastiera, sistemeremo la basetta nel contenitore scelto. Consigliamo un contenitore metallico in modo da offrire una sufficiente schermatura al circuito.

Ultime osservazioni per i collegamenti alle boccole di ingresso e di uscita. La carcassa delle boccole di ingresso deve essere isolata dal telaio; infatti la calza dei cavi di collegamento ed il ritorno del segnale B.F. avviene attraverso i punti di massa della basetta. Le resistenze R6,

OFFERTA SPECIALE VALIDA FINO AL 31-10-'76

Generatore di barre di colore Pal NordMende FG 3360/1 - L. 475.000*



CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- Barre di colore
- U/V test (Assi B-Y / R-Y)
- Superfici Rossa-Verde-Blu
- Scala grigi
- Dama
- Reticolo quadrato
- Raster a punti
- Cerchio con Ø regolabile
- Burst calibrato/variabile
- Uscita video 75 Ω pos./neg. 0 ÷ 1,2 Vpp
- Uscita sincronismi
- Sottoportante agganciata alla riga
- Uscita HF in Banda I III-IV-V
- Attenuatore HF continuo > 60 dB
- Audio e video modulabili esternamente
- Preselezione canale uscita con opzione FP 3393

Alcune particolarità fanno di questo generatore uno strumento di laboratorio molto versatile per tutte le misure e completano le possibilità di taratura del già noto strumento per servizio esterno FSG 395. Il decodificatore PAL e la linea di ritardo possono essere verificati agendo sul commutatore PAL che esclude il circuito relativo nel generatore.

La media frequenza audio ed i relativi stadi di BF possono essere verificati inserendo la portante 5,5 MHz modulata ad 1 kHz. Il segnale trasmesso sul canale desiderato è disponibile all'uscita HF con ampiezza regolabile.

Dall'uscita video può essere prelevato un segnale video con polarità positiva o negativa e con ampiezza regolabile per pilotare monitor o per misure di comparazione oscillografiche.

In tutto e per tutto l'FG 3360 offre una tecnica professionale per il servizio pratico di oggi.

* Con cambio Marco Fedesco 1 DM = 325 Lire ± 3%

Per maggiori informazioni, offerte, dimostrazioni
TELEFONATE o SPEDITE IL TAGLIANDO
al Distributore esclusivo per l'Italia:

TELAV

Tecniche Elettroniche Avanzate S.a.s.

Via S. Anata'one, 15 - 20147 MILANO - tel. 419403 - 4159740

Via di P.ta Pinciana, 4 - 00187 ROMA - tel. 480029 - 465630

TAGLIANDO VALIDO PER

- Ordinare N... FG 3360/1 a L. 475.000 *
+ IVA 12% pagando contrassegno
- ricevere un'offerta dei vari generatori di barre
con relativa documentazione
- ricevere il catalogo NordMende Electronics

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

Tel. CAP.

SELEZIONE 10/76

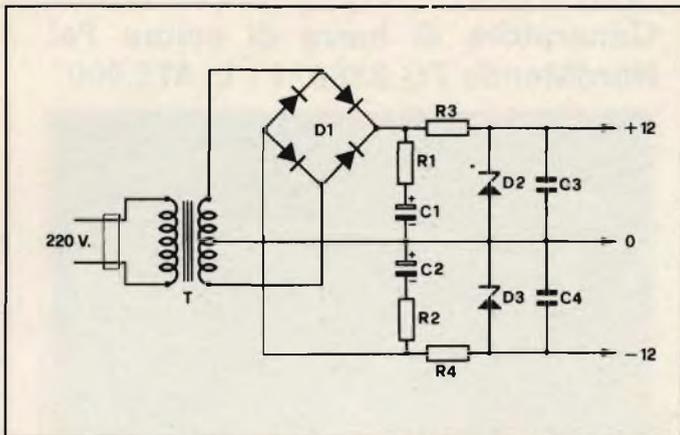


Fig. 11 - Semplice alimentatore da rete adatto al preamplificatore qui presentato.

COMPONENTI DEI CIRCUITI DI FIGG. 12 E 13

- R = vedi fig. 13
- R1-R2 = resistori da 1 Ω
- R3-R4 = resistori da 180 Ω
- C1-C2 = condensatori elettrolitici da 2000 μF, 25 V
- C3-C4 = condensatori ceramici 0,1 μF
- C5-C6 = condensatori ceramici 0,1 μF
- C7-C8 = condensatori elettrolitici da 200 μF, 25 V
- D1 = ponte di diodi da 50 V, 100 mA
- D2-D3 = diodi zener da 12 V, 1 W
- D4-D5 = diodi zener da 12 V, 1 W
- T = trasformatore da 4 VA, secondario 15+15 V

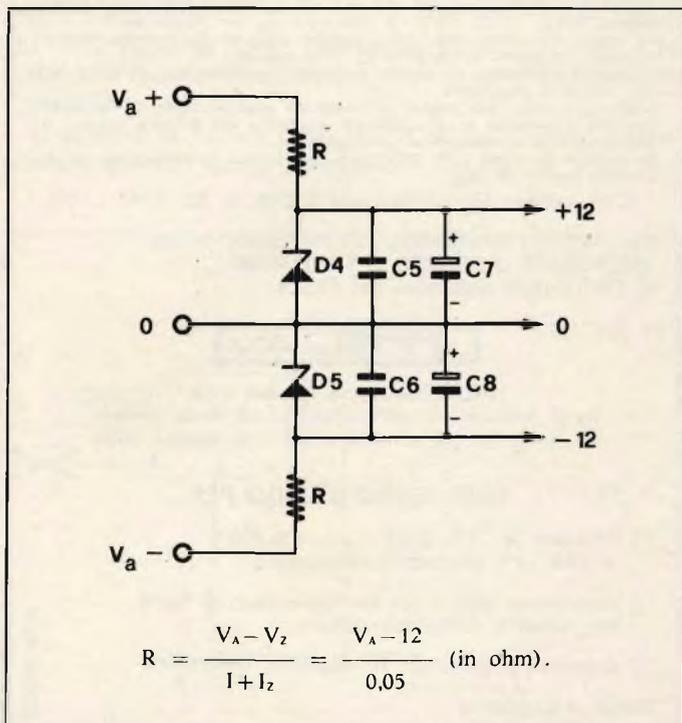


Fig. 12 - Doppio riduttore di tensione, per ricavare dall'alimentatore degli stadi finali le due tensioni necessarie al funzionamento del preamplificatore.

R7 e R8 vengono sistemate in prossimità delle bocche di ingresso. Un riassunto di quanto detto fin qui e un esatto collegamento delle calze e degli schermi è in fig. 9.

Nel caso che il pre venga montato nello stesso contenitore dei finali di potenza, collegheremo le masse secondo lo schema di fig. 10. Notare che le calze dei cavi di collegamento fra pre e finali sono connesse solo alla massa dei circuiti finali, mentre il ritorno del segnale è garantito dalla massa «a stella» (negativo degli elettrolitici d'alimentazione).

ALIMENTAZIONE

Due parole sull'alimentazione del preamplificatore e poi abbiamo finito. Il circuito richiede una doppia alimentazione di ±12 V, con un assorbimento di circa 40 mA. Data una intrinseca insensibilità degli amplificatori operazionali rispetto a variazioni delle tensioni di alimentazione, non sono necessarie tensioni stabilizzate; eventuali residui di tensione alternata (ripple) non sminuiscono le qualità dell'insieme e non si manifestano sotto forma di ronzio; quindi non è necessario un eccessivo filtraggio.

In fig. 11 è suggerito un alimentatore da rete capace di erogare la corrente richiesta dal preamplificatore. Le due resistenze R1 e R2 limitano la corrente durante il transitorio di carica di C1 e C2. La regolazione-shunt della tensione ottenuta attraverso le resistenze di caduta R3 e R4 e i due diodi zener è più che sufficiente allo scopo; sufficiente anche la reiezione del ripple, che è ridotto di un fattore di circa 15 (~ 35 dB).

Nel caso che il preamplificatore descritto venga usato in unione con stadi finali a doppia alimentazione, si può con il circuito di fig. 12, ricavare le tensioni necessarie dall'alimentatore dei finali. Il disaccoppiamento ottenuto con il circuito di fig. 12, è nella maggior parte dei casi sufficiente ad evitare inneschi, soprattutto se V_a è molto maggiore di 12. Le resistenze di caduta vanno calcolate in funzione della tensione V_a che alimenta i finali, usando la formula in calce alla fig. 12 e tenendo presente che nei diodi zener deve scorrere una corrente (I_z) di circa 10 mA.

Ultima raccomandazione: nel collegare le alimentazioni, attenzione a non fare doppi collegamenti di massa («ground-loops») che si faranno subito sentire sotto forma di spiacevoli ronzii. Rispettare perciò la fig. 10.

Montato con la pazienza e l'attenzione indispensabili per realizzazioni di questa complessità, il preamplificatore descritto non mancherà di funzionare più che bene fin dal primo momento. Le sue prestazioni non cesseranno di meravigliarci e di soddisfare le esigenze anche dei musicofili più pignoli.

Buon lavoro !

Il Kit completo di questo preamplificatore può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 24.000 più L. 1000 per spese di spedizione contro-assegno.



Wattmetro per bassa frequenza

di G. BIANCHI

Pubblichiamo qui un wattmetro davvero interessante, perché estremamente preciso; modernamente concepito e facile da regolare; pluriscala. Questo misuratore, che ha tutti i requisiti degli strumenti analoghi che costano molte decine di migliaia di lire, ha l'ulteriore vantaggio di comportare, per le parti, una spesa che si può definire modesta, almeno sul piano comparativo.

Il fatto che il nostro udito possa captare il ronzio di un insetto, e possa sopportare l'urlo di un reattore a pochi metri di distanza, con un salto di energia dell'ordine dei milioni di volte, ha del miracoloso, e mostra che il «controllo di sensibilità» progettato da madre natura comprende una curva esponenziale inversa. Guai se così non fosse: **impazziremmo** non appena passa il primo ciclomotore guidato da uno sciaguratello che per impressionare ha «sfondato» la marmitta, o, in alternativa dovremmo privarci del mormorio delle onde del mare o dell'ascolto di una musica in sordina.

Comunque, il fatto che il nostro orecchio funzioni in tal modo, in elettronica determina una valutazione delle potenze piuttosto erronea; per esempio noi distinguiamo assai bene la differenza di 3 W che vi è tra due sistemi di diffusione acustica, uno dei quali operante a 2 W e l'altro a 5 W.

Non altrettanto avviene nel campo delle potenze notevoli; sempre a livello esemplificativo, quasi nessuno è in grado di distinguere una diversi-

tà di ben 20 W, ove si tratti di scegliere tra due casse acustiche che lavorino a 100 W e 120 W, almeno a distanza media o piccola, e dire qual'è la più potente.

E' quindi totalmente illusorio il concetto che la potenza si possa «valutare ad orecchio» come sostengono taluni malinformati; **nessun tecnico** oserà mai esprimere in numeri la potenza espressa da un sistema che si sta valutando, al contrario da ciò che i principianti credono.

Ciò, specialmente nel campo dell'HI-FI, ove altri fattori vengono a complicare l'impressione, come la nota curva Fletcher-Muhnsen, lo smorzamento dell'ambiente, gli echi selettivi.

Quindi, se l'elettronica è soprattutto una scienza esatta, la misurazione della potenza effettiva espressa da un amplificatore HI-FI lo è più che mai; l'orecchio, in questo caso è ingannatore ad oltranza. **Occorrono buoni strumenti** per ottenere valori che non siano straiopotetici. Buoni wattmetri. Tutto ciò deve essere a conoscenza di molti nostri amici che amano l'audio, visto che siamo soggetti a ri-

chieste di misuratori di potenza affidabili come per ben pochi altri tipi di strumenti.

Non di rado, per scegliere il tema degli articoli da proporre noi ci basiamo sulla media dei desideri espressi per via epistolare, ed eccoci allora a compiacere la massa, o almeno «una certa massa» esponendo il progetto di un wattmetro che ha poco da invidiare agli strumenti da laboratorio, serissimi, venduti a cifre che si orientano sulle 80.000 - 120.000 lire.

Il nostro, per le parti, ovviamente è quotato ad una frazione del costo degli apparati detti, come dire che l'autocostruzione «premia», e non è solo un tipo di diletto.

Procediamo subito con l'analisi delle funzioni: figura 1.

Considerando che per calcolare la potenza si può impiegare la formula:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

è facile ottenere la valutazione della potenza, con un valore «R» noto; basta misurare la tensione alternata «V» che si sviluppa sul carico.

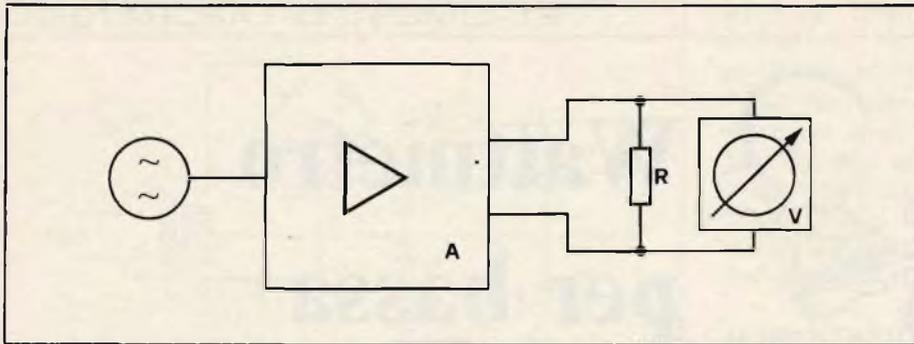


Fig. 1 - Schema a blocchi. A = amplificatore di misura; R = carico di valore noto; V = voltmetro BF.

In pratica quindi, lo strumento avrà due sezioni:

- 1) Un carico fittizio (detto anche «dummy load») che sarà applicato direttamente in parallelo all'uscita dell'amplificatore soggetto alle misure; nel circuito di principio «R».
- 2) Un voltmetro elettronico molto accurato per tensioni alternate che dia la certezza di non sregolarsi nel tempo.

Vediamo come è concepita la prima sezione: figura 2.

Il dummy è costituito da quattro resistori a filo da 15 Ω e 20 W, piú altri otto da 33 Ω e 20 W. In tal modo, ponendo il commutatore «S» nella posizione 2, si disporrà di un carico del valore di 8 Ω che può reggere qualsiasi potenza sino a 150 W

massimi, un valore certo sufficiente ed anche eccessivo per le necessità della maggioranza degli audiofili.

Com'è noto 8 Ω è uno «standard» per l'impedenza di uscita dei sistemi HI-FI, ma poiché non di rado si usa anche il valore di 4 Ω , spostando il commutatore nella posizione 3 si otterrà quest'altro; sempre con una potenza massima di 150 W sopportabile senza limiti di tempo, ovvero per tutto il tempo che serve per le prove.

Nella posizione 1 il dummy è staccato dal voltmetro, e nella 4 l'uscita è in corto.

Vediamo ora il voltmetro elettronico. Questo impiega come elemento attivo il comune IC μ A709, amplificatore operazionale. L'ingresso, tramite R1, R2, R3 ed R4 può adattarsi ai valori di fondo-scala di 30 V, 10 V,

3 V ed 1 V allo scopo di avere una scala di potenza misurabili.

Logicamente, non si potrebbe ottenere una lettura assolutamente esatta se la banda passante dell'amplificatore non fosse assolutamente compensata, infatti, se vi fosse, poniamo un responso di + 6 dB a 20.000 Hz, l'apparecchio, erroneamente indicherebbe che man mano che aumenta la frequenza, aumenta anche la potenza d'uscita dell'amplificatore in esame (!).

Per ottenere la linearità, l'IC è doppiamente compensato mediante R5-C1 e C2, mentre il sistema di misura costituisce un «loop» reattivo che dall'uscita torna all'ingresso «-» del micrologico. Tale sistema impiega R6, il ponte di diodi D1-D2-D3-D4, il sistema compensatore R7-P1 ed il bipass C4-C5 (si noti che i due sono collegati «negativo-negativo» per ottenere in pratica un condensatore non polarizzato) nonché C3. Se si muta il valore del P1, varia il guadagno del sistema, quindi si può ottenere il fondo scala preciso, che, collimato per una scala, se i resistori di ingresso hanno una elevata precisione, vale per tutte e quattro le posizioni disponibili di «S1».

Poiché il guadagno dell'op-amp 709 è notevole, quale «M», indicatore, è possibile impiegare uno strumento poco sensibile, quindi economico e robusto, da 1 mA. D'altronde, non

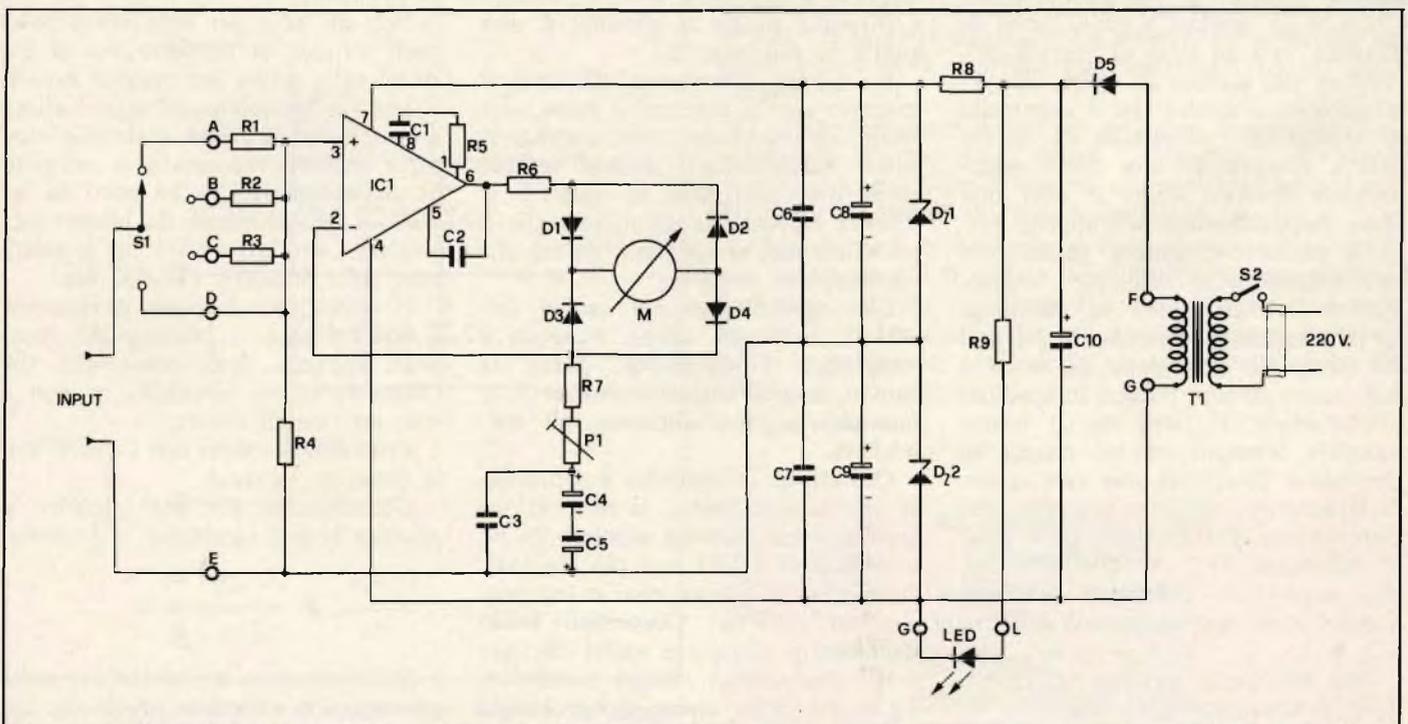


Fig. 2 - Schema elettrico del wattmetro per bassa frequenza.

vi è poi troppo da temere per eventuali sovraccarichi, infatti gli operazionali, tra le altre loro caratteristiche precipue, hanno quella di «saturare» con valori troppo grandi e quindi di non produrre guasti nelle sezioni circuitali seguenti, se all'ingresso appaiono sovraccarichi.

Meno gradevole, sempre per l'IC, è la particolarità di richiedere una doppia alimentazione con lo zero centrale.

Per non usare trasformatori eccessivamente «strani» in questo apparecchio, che ovviamente prevede l'alimentazione a rete, si usa il «divisore a zero volante» (flying zero splitter) che consiste in una serie di due diodi Zener che segue al rettificatore D5 ed al filtro primario C10. In parallelo a DZ1 e DZ2 si trovano due filtri secondari: C6 e C8 nonché C7 e C9. Tra questi è prelevato lo zero.

Termineremo l'esame del circuito con il ramo R9-LED: i due servono unicamente da «spia di accensione». Volendo possono essere eliminati, ma dato che il costo odierno di un elettroluminescente è trascurabile, noi saremmo del parere di impiegarlo, con il resistore che limita la corrente.

Con ciò, l'esame della teoria è ultimato; osserviamo allora il montaggio del prototipo.

Il dummy impiega due basette sovrapposte mediante distanziali alti 45 mm, che misurano 150 per 80 mm. Ogni basetta porta sei resistori: quella inferiore è occupata dagli elementi da 33 Ω , quella superiore da due elementi da 33 Ω che occorrono per completare il numero, più i quattro da 15 Ω .

Poiché si prevede che questo blocco possa produrre un forte riscaldamento, ad impedire la carbonizzazione della plastica i resistori sono montati facendo uso di «campane» in ceramica che le mantengono ad una distanza di 10 mm dalle superfici.

Le connessioni al commutatore «S» seguono lo schema elettrico e la loro lunghezza non ha eccessiva importanza.

In sostanza, il montaggio del dummy è eccezionalmente facile.

Vediamo ora il voltmetro CA.

Anche questo impiega il circuito stampato, e le piste relative sono riportate nella figura 4. Meccanicamente, la basetta è fissata all'indicatore tramite i dadi di connessione.

Se tale soluzione per il fissaggio non piace, nulla impedisce di siste-

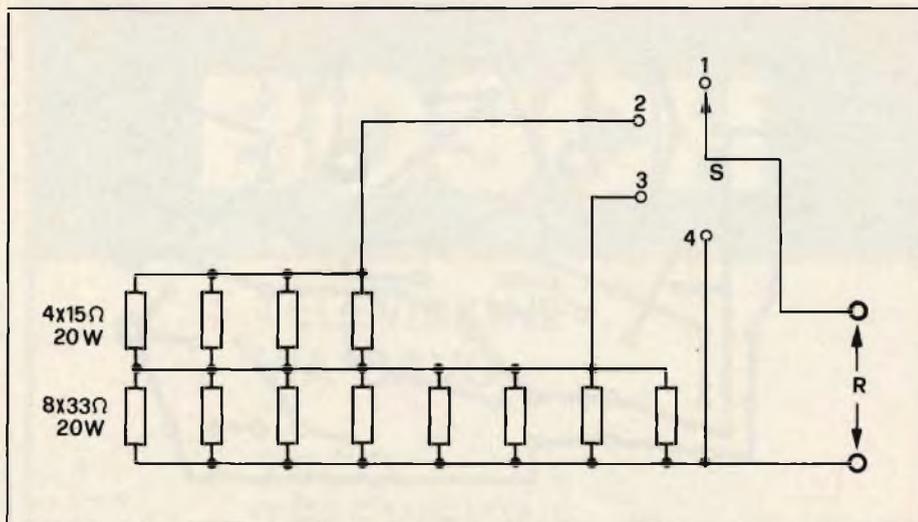


Fig. 3 - Schema elettrico del carico fittizio.

mare tradizionalmente il pannello nel contenitore (del quale parleremo in seguito) per mezzo di colonnette distanziatrici e di effettuare le connessioni all'indicatore tramite connessioni flessibili intrecciate, la lunghezza delle quali non risulterà critica.

Relativamente al montaggio delle parti sullo stampato, v'è da dire che anche se non sono troppo numerose e risultano ben spaziate, al lavoro deve essere dedicata la massima atten-

zione, visto che vi sono diversi elettrolitici, i diodi del ponte, gli Zener che hanno una polarità che deve essere tassativamente rispettata. Anche l'IC se non è controllato e ricontrollato, prima dell'inserzione in circuito, può essere «orientato» male; ed un cattivo «orientamento» della tacca che identifica il terminale 8 porterebbe ad un catastrofico disordine nelle connessioni dei reofori, con la probabilissima rottura dell'elemento.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	resistore da 29 k Ω - 2% (27 k Ω + 1,8 k Ω)
R2	=	resistore da 9 k Ω - 2% (2x18 k Ω in parallelo)
R3	=	resistore da 2 k Ω - 2% (2x1 k Ω in serie)
R4	=	resistore da 1 k Ω - 2%
R5	=	resistore da 1,5 k Ω - 5% - 1/4 W
R6	=	resistore da 820 k Ω - 5% - 1/4 W
R7	=	resistore da 56 k Ω - 5% - 1/4 W
R8	=	resistore da 1 k Ω - 5% - 1/4 W
R9	=	resistore da 1,5 k Ω - 10% - 1/4 W
C1	=	condensatore da 100 pF
C2	=	condensatore da 4,7 pF
C3	=	condensatore da 50 nF ceramico
C4-C5	=	condensatori da 1000 μ F - 6 V
C6-C7	=	condensatori da 0,1 μ F ceramici
C8-C9	=	condensatori da 100 μ F - 15 V
C10	=	condensatore da 100 μ F - 25 V
D1-D2-D3-D4	=	diodi 1N4148 o equiv.
D5	=	diodo 1N4001 o equiv.
DZ1-DZ2	=	diodi zener da 10 V - 1/4 W
IC1	=	integrato 709
M	=	trumento da 1 mA fondo scala
T1	=	trasformatore 5 VA, secondario 24 V (G.B.C. HT 3731-02)
S1	=	commutatore 1 via, 4 posizioni
S2	=	interruttore semplice
LED	=	diodo elettroluminescente qualsiasi tipo

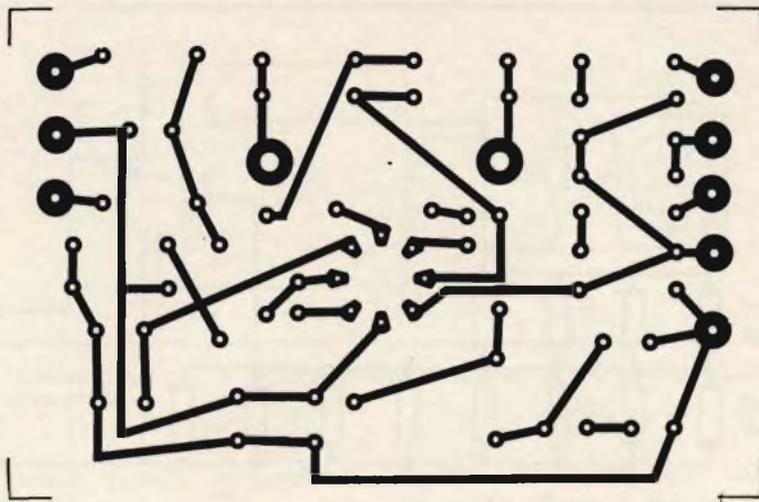


Fig. 4 - Circuito stampato visto dal lato rame in scala 1 : 1.

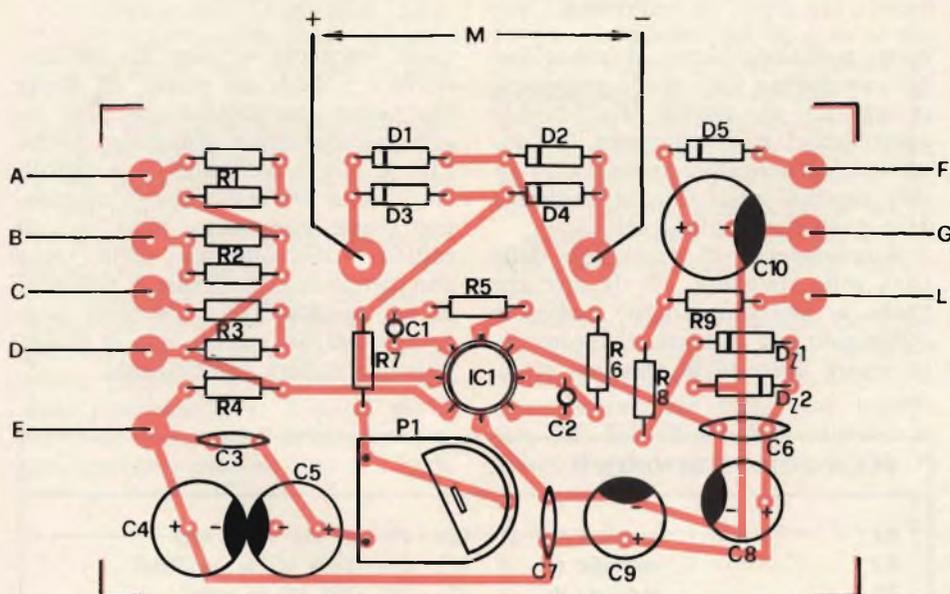


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

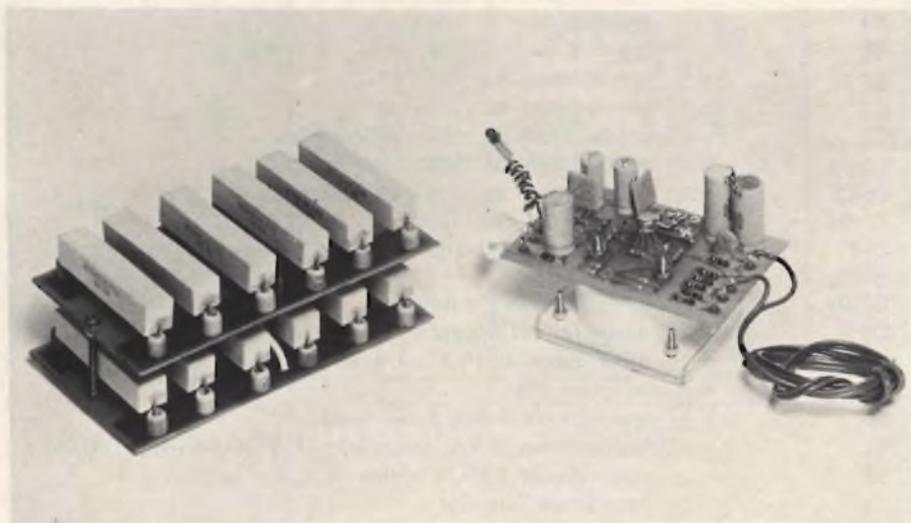


Fig. 6 - Prototipo del wattmetro per bassa frequenza a realizzazione ultimata.

Si veda quindi **molto bene** la figura 5 e la si tenga continuamente sott'occhio mentre il cablaggio procede, paragonando polo per polo e lato per lato.

Com'è noto, i semiconduttori devono sottostare a precise norme di prudenza relativamente al calore, durante la saldatura; quindi, mentre per il μA 709 si lasceranno lunghi i terminali all'incirca 10 mm, e 5 mm per i diodi, si dovrà anche aver cura di impiegare un saldatore ben pulito, non troppo potente, ed uno stagno di qualità ottima.

Comunque, con le dovute cautele, anche questo alla fin fine non è che un «montaggio» che chiunque può condurre a buon fine senza troppi problemi.

Parliamo ora dell'assemblaggio generale. Nella scelta del contenitore, si deve tener presente prima di tutto che il dummy per dissipare i massimi livelli di potenza previsti sviluppa un calore notevole: 150 W non sono pochi; equivalgono ad una grossa lampada per ambienti, a due dei saldatori che si impiegano normalmente con transistori & Co., o a un minuscolo fornello elettrico.

La scatola quindi deve essere **molto** areata ed in **nessun caso** ermetica. Più che i contenitori muniti di fessure laterali, allora, in questo caso servirà un involucro **completamente traforato**. Di questi ve ne sono diversi in commercio, ma il più bello esteticamente, che non ha nemmeno un prezzo troppo elevato, è l'Amtron distribuito dalla GBC Italiana con la sigla 00/3009-00.

Sul pannello di questo si praticeranno i fori atti ad accogliere l'indicatore, i commutatori di impedenza di carico e fondo-scala, il LED-spia, l'interruttore generale e due serrafili per l'ingresso.

Il dummy o blocco di resistori, sarà sistemato sul fondo, il più possibile lontano dal settore voltmetro. Il trasformatore di alimentazione «T1» troverà posto sul pianale, ed il cavetto di rete uscirà dal retro.

Prima di collegare il carico fittizio al settore che misura la tensione, sarà bene collaudare e regolare quest'ultima. Contrariamente al solito, il lavoro sarà molto facile; basta avere a disposizione un trasformatore di rete (la potenza non ha importanza alcuna) che possa erogare alcune tensioni basse al secondario; mettiamo 3 V, 5 V e 10 V; o due sole di queste tensioni, al limite una. Come abbia-

mo visto in precedenza, le scale del voltmetro sono 1 - 3 - 10 - 30 V; quindi in dipendenza delle tensioni disponibili, se ne sceglierà una che coincida, e si regolerà P1 sin che l'indice di M non si porti esattamente sulla tacca di fondo scala.

In tal modo abbiamo eseguito la calibrazione a 50 Hz, ma dato che il responso è lineare, se vale per questa frequenza è esatta anche per le altre.

Se sono disponibili più tensioni, si potranno effettuare delle prove di riscontro commutando le portate; il risultato deve essere privo di qualunque irregolarità, ovvero sulla scala a 30 V, 15 V devono far salire l'indice esattamente a metà dell'archetto anche se la calibrazione è stata effettuata sulla portata di 10 V, ed analogamente. Nel caso che si riscontrino degli scarti significativi, la causa sarà senza dubbio da ricercarsi nella scarsa precisione dei resistori R1-R2-R3-R4, posto che il montaggio sia esatto ed il valore delle altre parti giusto, sebbene con le tolleranze usuali.

Se invece il tutto manifesta la precisione che dovrebbe essere raggiunta senza troppe difficoltà, si può connettere anche il dummy e così il tutto sarà pronto a lavorare.

L'ultima «preoccupazione» che il costruttore affronterà, se vuole, sarà la stesura di una tabellina di equivalenze tra valori letti sull'indicatore e potenza reale secondo la formula detta all'inizio: $P = V^2 / R$.

La tabellina eviterà di effettuare calcoli mentali che, specie se si è stanchi, possono dare risultati erronei, e sarà tracciata con il normografo o con i decal per tutte e quattro le scale disponibili. Potrà essere affissa sul coperchio del contenitore, sì da essere sempre sott'occhio.

MILLECANALI
La prima rivista
italiana di
televisione,
radiolocali e hi-fi.
È in tutte
le edicole
delle stazioni
ferroviarie.

BOSCH

- TELEVISIONE
VIA CAVO
- TVCC
TELEVISIONE
A CIRCUITO CHIUSO
- ANTENNE
E IMPIANTI
DI ANTENNE
CENTRALIZZATE

Ristow

- IMPIANTI D'ALLARME
E ANTIFURTO

ROBOT

- IMPIANTI FOTOGRAFICI
DI SORVEGLIANZA

Società per la vendita in Italia:

EL.FAU S.r.l.

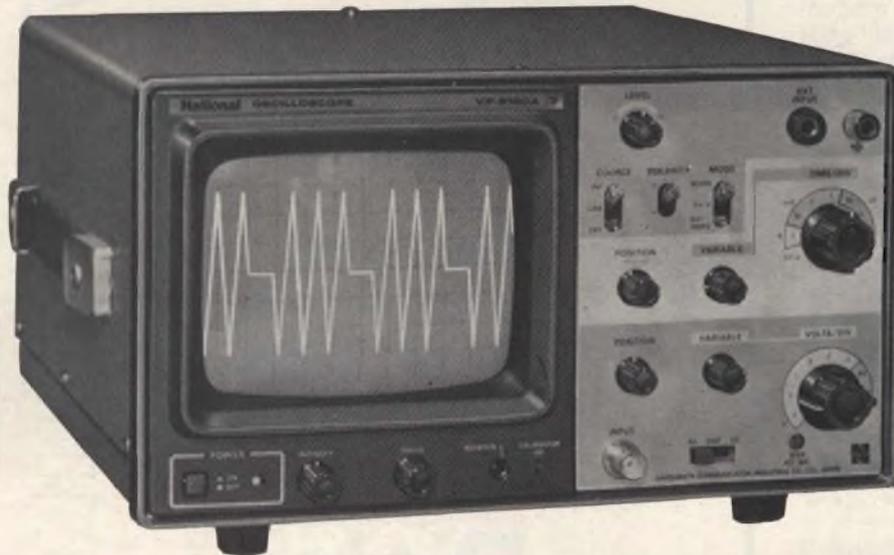
Via Ostiglia, 6 - 20133 Milano
Tel. 7490221 / 720301



National

MATSUSHITA ELECTRIC

OSCILLOSCOPIO 10 MHz MONOTRACCIA VP-5100/A DI BASSO COSTO, DIMENSIONI COMPATTE, GRANDE AFFIDABILITÀ ED ELEVATE PRESTAZIONI



Il costo e la facilità di impiego caratterizzano l'oscilloscopio VP-5100 A DC - 10 MHz con sensibilità di 10 mV che, pur essendo estremamente compatto ha uno schermo di 5 pollici con RETICOLO INCISO INTERNAMENTE mentre l'utilizzazione di spie a LED, il sicuro e già sperimentato TRIGGER e la completezza delle possibilità di impiego lo rendono unico nel rapporto prestazioni/prezzo; è particolarmente adatto per linee di produzione, ASSISTENZA TECNICA anche TV COLOR e per scopi didattici.

L'adozione di un nuovissimo tubo a raggi catodici consente di contenere la profondità massima in 260 mm.

Il risultato, unico al mondo, è di aver ottenuto un oscilloscopio compatto LARGO quanto PROFONDO (260x260 mm) e con peso di soli 5 Kg.



La produzione NATIONAL comprende una gamma completa di oscilloscopi da laboratorio con e senza memoria, di counter fino a 1500 MHz, di multimetri e milliohmmetri digitali, di generatori di funzioni, oscillatori e distorsionometri, di generatori di segnali AM-FM e molti altri strumenti. Per qualsiasi vostra esigenza di strumentazione INTERPELLATECI !!!

Barletta Apparecchi Scientifici

20121 milano via fiori oscuri 11 - tel. 865.961/3/5 telex 33277 BARLET

Generatore di onde rettangolari a bassa distorsione

a cura di Gianni BRAZIOLI



Descriviamo un generatore di onde rettangolari (comunemente dette «quadre») che impiega nove parti in tutto, compreso l'interruttore. Così semplice, deve essere una cosa da poco? Non diremmo proprio, visto che ha una altissima stabilità, eroga un segnale «bellissimo» con una distorsione inferiore all'un per cento, sopporta notevoli variazioni nel carico e, se non bastasse, dà anche un segnale ampio: 4V R.M.S.

Il generatore di segnali quadri a 1.000 Hz, è un classico del laboratorio; lo si è sempre impiegato per il «tracing» dei sistemi audio. Ovvero, si è sempre usato per questa funzione un multivibratore transistorizzato, semplice, economico, ma dall'onda notevolmente distorta.

Nessun tecnico avrebbe infatti mai pensato di impiegare il semplice aggeggio per il collaudo «serio» di apparecchiature HI-FI, accontentandosi di quel che poteva offrire, in relazione alla sua elementarietà.

Come abbiamo avuto modo di sottolineare più volte, l'elettronica è certamente la scienza che si evolve con maggiore rapidità, e per averne conferma, basta osservare la turbinosa «crescita» dei dispositivi a semiconduttore; sono bastati pochi anni per passare dai transistori bipolari al germanio agli IC Cos-Mos ...

Questo travolgente progresso, che investe ogni ramo dell'elettronica, peraltro, rende possibile ottenere prestazioni sempre più elevate da complessi che non aumentano nell'ingombro, nel peso, e nemmeno nel prezzo.

Per esempio, il semplice multivibratore richiamato poco sopra, che utilizza una decina di parti, oggi può essere rielaborato sempre utilizzando tre soli condensatori ed altrettanti elementi resistivi; ma se si impiega un

IC al posto della tradizionale coppia di transistori, invece che un «fischioso» si può ottenere una sorgente di segnali **davvero** squadrati, dalla qualità talmente buona da sfidare quella offerta dai generatori professionali.

Chiunque comprende che questo è un perfezionamento, ma forse a taluni sfugge l'**importanza della geometria**, quindi non sarà superfluo dire «a cosa serve». In breve, se si ha a disposizione un segnale **indistorto** e quadro, è possibile effettuare la verifica di qualunque amplificatore audio ad HI-FI con la massima semplicità. Infatti, si collega un resistore al posto dell'altoparlante (tale carico fittizio deve avere la medesima potenza del diffusore ed un valore nominale identico: 4 Ω , se l'uscita è per 4 Ω , 8 Ω se è per 8 Ω e via di seguito).

Si collega poi un oscilloscopio (ingresso verticale) ai capi del resistore, si inietta l'onda quadra all'entrata, si effettua la sincronizzazione e ... si guarda.

Se all'uscita il segnale ha la medesima geometria, ovvero lo si osserva sempre bello e squadrato, l'amplificatore è decisamente buono, anzi ottimo. Se invece la sommità «pende» (i «quadri» tendono a divenire trapezi) la curva di amplificazione non è lineare: vi è una esaltazione degli

acuti a danno dei bassi o viceversa. Se il segnale esce dall'amplificatore «arrotondato» vagamente simile ad una sinusoidale, si ha la perdita contemporanea di amplificazione sia sui segnali elevati che di frequenza bassa. Infine, se è comunque distorto, l'amplificatore distorce.

Qualcuno dirà: «non si tratta di una prova molto convincente, però, dato che a 1.000 Hz, tutti gli apparecchi vanno più o meno bene, mentre una attenuazione può avvenire a frequenze superiori ... «Commento errato, perché un segnale quadro, proprio perché ha questa forma, è composto da innumerevoli armoniche, che salgono addirittura sino alle onde medio-corte. Se l'amplificatore non «passa» una banda più che larga, se non è veramente HI-FI, le armoniche saranno attenuate, o non appariranno del tutto all'uscita. Questo «taglio» darà luogo, appunto, alla deformazione del «pattern» visto all'oscilloscopio. Quindi, con una sola prova, ed una sola frequenza, si può avere una buona valutazione di massima.

L'iniettore a 1.000 Hz è quindi una cosa seria, se il segnale è «netto».

Dopo tanta, ma necessaria premessa, descriveremo ora il generatore supersemplificato che offre la «bella» onda a 1.000 Hz. L'elemento attivo scelto è l'IC «NE/555», molto eco-

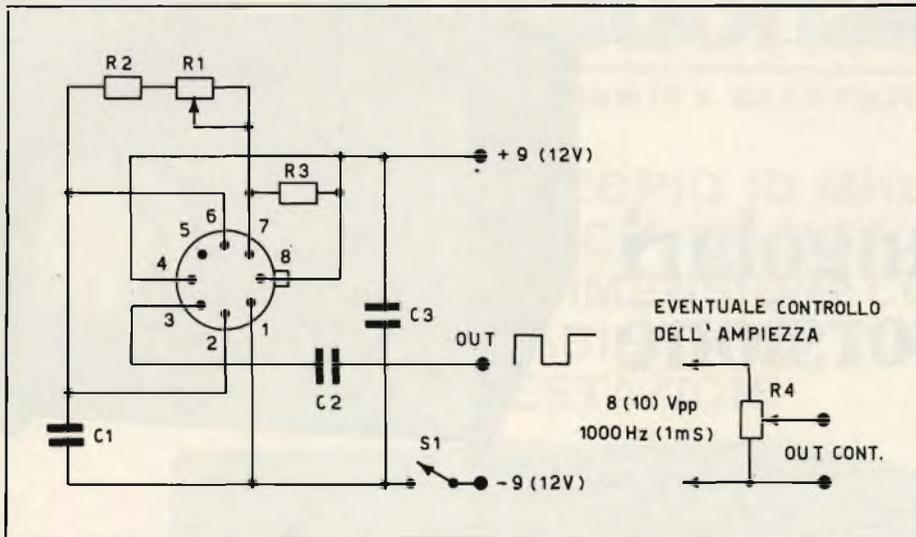


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di onde rettangolari.

nomico e noto per le sue applicazioni negli attivatori per tergicristalli, nei timers e similari: fig. 1.

Questo integrato, comprende in sé varie cellule operative, che comprendono due comparatori di tensione, un flip flop, uno stadio finale ed accessori.

Se i due comparatori sono impiegati facendoli oscillare a rilassamento mediante un adatto sistema esterno a resistenza-capacità, si ottiene l'equivalente di un multivibratore astabile; il segnale così ottenuto, può pilotare il flip-flop interno.

Dato che questo ha un tempo di commutazione brevissimo, risulterà un involuppo dal tempo di salita e discesa brevissimo, quindi con gli «angoli» perfettamente squadrati; inoltre si avrà anche a disposizione un amplificatorino che servirà per elevare la tensione ricavabile, e per separare generatore e carico.

Tutto questo, come abbiamo premesso, lo si può ottenere con pochi componenti passivi esterni. Teorica-

mente, il sistema R/C potrebbe essere costituito da un solo resistore e da una unica capacità. In pratica è meglio che la resistenza sia variabile, per compensare la tolleranza costruttiva del condensatore, altrimenti sarebbe molto difficile ottenere un segnale dalla precisa frequenza desiderata.

Vediamo ora, sempre seguendo lo schema elettrico di figura 1, come è connesso il «555», in via strettamente pratica.

Il positivo generale, fa capo ai terminali 8 (a questo pervengono i collettori di tutti i transistor compresi nel «chip» eventualmente tramite gli stadi accessori) e 4 (quest'altro abilita alla conduzione il finale ed flip flop).

Per produrre l'oscillazione-pilota, i terminali 2 e 6 sono collegati assieme, e giungono al negativo generale tramite C1, nonché al positivo via R2-R1-R3. La reazione si ha tramite i reofori 7 - 6.

Il ritorno generale alla massa, al

negativo, è il piedino 1 ove si ritrovano tutti gli emettitori dei transistor dell'IC.

E' da notare, che tra gli «accessori» che non abbiamo dettagliato in precedenza, nell'IC vi sono dei compensatori di temperatura, quindi il tutto funziona come se fosse protetto da sofisticati termostati, con una fluttuazione termica dell'ordine dello 0,002% tra 0 e + 70°C, come dire che nell'ambito delle temperature normalmente rilevabili in un laboratorio (+ 20°C / + 40°C, nel peggiore dei casi) la fluttuazione, rispetto ai 1.000 Hz previsti può incidere al massimo nell'ordine dei 4 e 5 Hz, un valore decisamente da apparecchiatura professionale.

Il circuito è assai più sensibile al variare della tensione Vb; questa può valere 9 V, oppure 12 V. Scelto però una dei due livelli, è bene che resti costante.

Infatti, se si regola R1 per ottenere esattamente 1.000 Hz all'uscita, con 12 V, lo scadere di questa tensione a 11 V produrrà 1.080 Hz, e ad 10 V si avranno circa 1150 Hz.

Analogamente, regolando R1 per una tensione di 9 V, che noi consigliamo poiché può essere ricavata da una piletta (considerando che l'assorbimento è di soli 8 mA) a 8,5 V l'uscita si porterà al valore anomalo di 1.050 - 1.055 Hz.

Quindi, si devono prendere delle cautele contro la fluttuazione; o si impiega un alimentatore stabilizzato, o si sostituisce la pila con una certa frequenza; in particolare se l'apparecchio, alimentato con una «006/p», resta per un certo tempo inattivo.

E' interessante notare, comunque, che se varia in questa misura la frequenza, ed analogamente l'ampiezza del segnale, la scarica della pila o la Vb innaturalmente bassa non incide sulla qualità della forma d'onda, che resta impeccabile sino a ... 5.5 V, ovvero sin che l'oscillazione innesca.

Anche questa è una caratteristica da apparecchio di tipo professionale.

Vediamo ora il montaggio di questo piccolo, ma ambizioso generatore.

Nella figura 2 sono riportate le piste del circuito stampato in scala 1:1, al naturale. Come si vede, è previsto l'impiego di un «555» con involucro metallico, in quanto esiste anche l'equivalente plastico. Se il lettore non può reperire questo tipo preciso di IC, e deve ripiegare sul «gemello», sarà avvantaggiato dal fatto che la disposizione dei piedini, tra i due, è estremamente rassomigliante;

ELENCO DEI COMPONENTI

C1	= condensatore plastico oppure ceramico di ottima qualità da 10.000 pF
C2	= condensatore da 47.000 pF - 250 VL.
C3	= condensatore da 100.000 pF
IC1	= circuito integrato NE555
R1	= trimmer potenziometrico lineare da 47.000 Ω
R2	= resistore da 47.000 Ω - 1/2 W - 5%
R3	= resistore da 2.000 Ω - 1/2 W - 5%
R4	= potenziometro lineare da 22.000 Ω
S1	= interruttore unipolare.

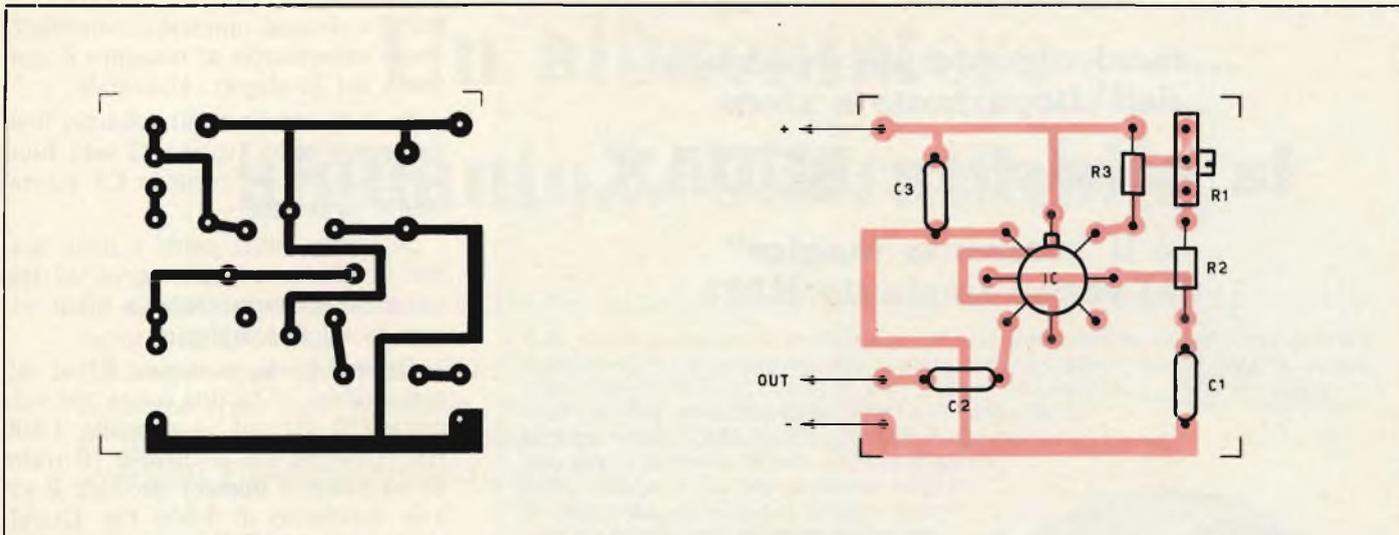


Fig. 2 - Circuito stampato visto dal lato rame e componenti in scala 1:1.

ciò significa, che il «555» plastico può essere inserito in circuito con **minime** modifiche alle linguette di rame.

Una volta tanto, il complesso non prevede parti polarizzate; nessun diodo, nessun elettrolitico, quindi la maggior cura sarà dedicata ad inserire propriamente l'IC. Badando, nel modello munito di «case» metallico alla sporgenza; ed in quello plastico eventuale allo scalfio praticato tra i piedini 1 - 8.

Come si vede nelle fotografie, i terminali del «555» sono lasciati abbastanza lunghi; questa è una precauzione buona ma non del tutto indispensabile. Per essere certi che il «chip» non soffra nella connessione, è sufficiente impiegare uno spaziatore plastico con otto fori alto 3 mm, comunemente reperibile.

Il pannellino completo sarà posto a dimora in una scatola metallica, sostenendolo con due distanziatori angolari alti 15 mm o poco più.

Sulla medesima scatola si monteranno anche l'interruttore generale; la pila, se si preferisce questa semplice soluzione per ricavare la V_b , ed un controllo della tensione di uscita, che si vede a lato dello schema elettrico.

La funzione di questo controllo, R4, non è proprio opinabile, in quanto al piedino 3 dell'IC si ricavano ben 4 Veff; una tensione-segnale talmente ampia da portare in saturazione numerosi preadati convenzionali. Quindi, occorrendo per il tracing un segnale di gran lunga più modesto, così come per il collaudo degli amplificatori, si può dire che il comando sia decisamente utile, se si vuole sfrut-

tare a fondo la gamma di possibilità offerte dallo strumento.

Sempre dalle fotografie si nota che la presa per il ricavo del segnale è BNC, ovvero coassiale; per 1.000 Hz, evidentemente, questa è una soluzione «di lusso» utilizzata unicamente per standardizzare i cavi del banco ed i relativi attacchi. In alternativa, vale benissimo un Jack per frequenze basse.

Il collaudo del generatore non è semplice come quello che sarebbe possibile effettuare per un «fischioso» generico, a multivibratore a stabile.

Vi sono infatti da verificare, prima di tutto la forma d'onda, e poi la esatta frequenza. Per la prima prova è indispensabile un oscilloscopio, che non deve essere di cattiva qualità oppure «solo per audio». Infatti, se lo strumento ha appena 100 kHz di banda passante, o valori del genere, può mostrare le onde quadre «inclinate», non perché siano così, ma perché l'amplificatore verticale non «passa» le armoniche più alte.

Quindi con un oscilloscopio a **larga banda** si verificherà il segnale che deve essere benissimo squadrato, netto; praticamente con un tempo di

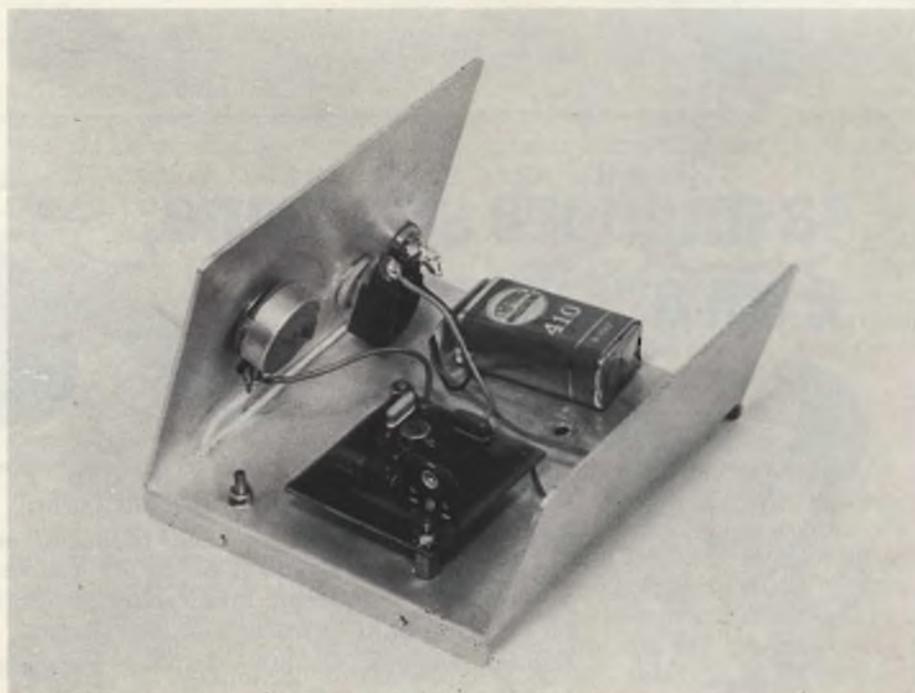


Fig. 3 - Prototipo del generatore di onde rettangolari a montaggio ultimato.

...tecnicamente più avanzata
dell'altoparlante a sfera

la sonosfera AUDAX

è il "momento magico"
del vostro impianto HI-FI

Cercate per il vostro amplificatore che ha un selettore di casse acustiche, due piccoli diffusori supplementari? La sonosfera è ciò che fa per voi. Compatta, in un corpo metallico, possiede una rigidità che nessuna plastica conferirebbe.

L'altoparlante a larga banda passante, con otto centimetri di diametro ha la sospensione esterna morbida in PVC, che susciterà la vostra meraviglia mentre scoprirete il registro grave in un volume pur limitato. La griglia di protezione assicura l'eccellente diffusione delle frequenze elevate.

Il volume interno di 0,9 litri è riempito di lana di vetro e ciò riduce la risonanza dell'insieme sfera-altoparlante a soli 160 Hz mentre il suono rimane fedele fra 100 e 16000 Hz. La bobina mobile è trattata in modo da facilitare il più possibile la dissipazione termica, permettendo la potenza massima applicabile di 10 Watt RMS. Piccola, elegante, leggera (700 gr.) la SONOSFERA è di gradevole estetica dovunque sia collocata o sospesa. Mettetela su un tavolo o in uno scaffale, per la sua base magnetica è orientabile dove volete. È disponibile anche un modello con base di plastica per il fissaggio su tutte le autovetture o le imbarcazioni.



AUDAX

Bianco AD/0112-04
Arancio AD/0112-06
Nero AD/0112-09

L. 14.500

salita e discesa immirabile, invisibile anche espandendo al massimo il controllo del guadagno orizzontale.

Se in questa fase del collaudo l'onda appare poco buona, R3 sarà fuori tolleranza, R1 in corto, o C1 severamente in perdita.

Se invece tutto, come è nella normalità, risulta a posto, serve un frequenzimetro per stabilire a quale valore oscilli il complesso.

Generalmente, portando R1 al minimo valore, si ha una uscita che vale circa 750 Hz, ed al massimo 1.200 Hz. A mezza via, il cursore (si tratta di un trimmer lineare) produce il valore desiderato di 1.000 Hz. Quindi le prove inizieranno da questa posizione; sovente, bastano piccoli spostamenti per ottenere 1 kHz preciso.

In ogni caso, solo con il potenziometro al valore minimo potrà intervenire una certa distorsione nella forma d'onda, perché normalmente, questo fattore al massimo si aggirerà tra lo 0,5% (!!!) e l'un per cento massimo.

Se l'oscilloscopio che si usa ha lo schermo calibrato, si noterà che la tensione-segnale R.M.S. ricavabile, a 1.000 Hz, supera di poco i 4 V, con una tensione di 9 V di alimentazione.

Concludiamo dicendo che questo apparecchio, al massimo, per le parti, comporta una spesa di circa 3.500 lire. Si può pretendere di più, con una cifra del genere?

la migliore soluzione, è un antifurto



UK 815

Allarme antifurto radar ad ultrasuoni

Questo antifurto emette un fascio tridimensionale di onde ultrasonore che saturando il locale nel quale è installato formano una barriera praticamente invalicabile. Un dispositivo di ritardo permette l'azionamento dell'antifurto senza far scattare l'allarme.

È disponibile in kit UK 815 - L. 37.700 - oppure già montato UK 815 W - L. 67.000 -

In vendita presso tutte le sedi G.B.C.

Un alimentatore alquanto... bistrattabile

Le apparecchiature che si usano nel laboratorio di elettronica, dovrebbero essere facilmente regolabili e robuste.

Parleremo qui di un alimentatore che non necessita di alcuna regolazione, e quanto a robustezza sfida ogni possibile incidente che possa succedere; resiste al cortocircuito «fisso» in uscita, a sovratensioni dell'ordine del 30% all'ingresso; sopporta avverse condizioni termiche: è praticamente indistruttibile.

di Giuseppe VIOLA

Pur se ogni laboratorio dispone di un alimentatore stabilizzato regolabile, riparazioni e collaudi sono divenuti sempre più complessi, quindi si avverte la necessità di un **secondo** alimentatore, anche a tensione fissa, che però sia in grado di erogare un valore «standard»: 9 oppure 12 V con una buona intensità, un eccellente filtraggio, una stabilizzazione precisa e costante.

Ciò è tanto vero che oggi molti tecnici, oltre alla sorgente primaria di tensione aggiustabile, conservano da parte una batteria al piombo o «NiCd» da utilizzare in tutti quei casi che richiedono una doppia alimentazione.

Poiché la batteria non è pratica (è pesante, al momento dell'impiego risulta sempre semiscarica, è bisognosa di manutenzione, mal sopporta i cortocircuiti perduranti) suggeriremo la costruzione di un alimentatore «secondario» che è semplice, moderatamente costoso, ma nel contempo pratico e robustissimo.

Il nostro apparecchio ha un circuito quasi elementare, che impiega due soli transistori: figura 1. Ciascuno ha la propria funzione ben distinta; il TR1 serve per stabilizzare la tensione all'uscita, mentre TR2 previene gli effetti dei sovraccarichi e cortocircuiti.

Vediamo le funzioni più dettagliatamente.

Poiché l'apparecchio può erogare 9 V oppure 12 V all'uscita, con la

sola sostituzione del diodo Zener (che eventualmente può essere commutato per ottenere ambedue i valori) il secondario del T1 erogherà 12 V, se si desiderano 9 V, oppure 15 V per 12 V all'uscita. Oppure 14 V per ambedue le tensioni.

Come sia, il ponte «P1» rettifica la tensione ottenuta, e C1, serve da primo elemento di filtraggio (si noti il suo importante valore).

Non considerando il circuito del TR2; ovvero supponendo che il ramo negativo della tensione corra direttamente all'uscita, noteremo che la base del TR1 è polarizzata da R1 ed R2, e la polarizzazione è resa stabile dalla presenza del C2. Peraltro, la base giunge al negativo generale tramite D3, diodo al silicio per impieghi generici, posto in serie allo Zener «DZ».

La funzione di quest'ultimo è chiara: serve per stabilire il piedistallo di tensione che sarà presente all'uscita; ma D3? D3 ha una doppia utilità. Prima di tutto rende possibile ottenere all'uscita una tensione effettiva pari a quella nominale del diodo Zener, compensando la caduta che avviene nel transistoro.

Con questo, se il DZ è da 9,1 V (tolleranze a parte, come ben s'intende) dall'apparecchio si otterrà veramente un valore di 9 V, e non di 8,2 V o simili come avverrebbe in mancanza di sistemi di correzione. Analogamente, con un DZ da 12 V si avrà questo valore preciso, e non

11,2 V o altri del genere, lontani dallo standard.

Oltre a fungere da compensatore nei riguardi della tensione, D3 funge anche da compensatore nei confronti della temperatura. Vediamo come. È noto che i diodi Zener «normali», non compensati, presentano un coefficiente termico positivo che per molti modelli può raggiungere lo 0,01% per °C.

In tal modo, se cresce la temperatura ambientale (negli alimentatori, notevoli fluttuazioni possono essere provocate dagli stessi stadi regolatori di potenza, che fungono da... «stufe» con la loro notevole dissipazione) cresce anche la tensione VZ, e l'uscita di un apparecchio che non preveda compensazioni automatiche può divenire imprecisa.

I diodi al Silicio rettificatori, o per impiego generico, come il D3, manifestano un comportamento diverso, nei confronti del calore, anzi, **inverso**. Se funzionano nella conduzione diretta, il valore della «Vd» **decrece** all'aumentare della temperatura.

Quindi, nel nostro caso, dato che i due diodi sono posti in serie, i coefficienti si annullano a vicenda, e si ha una sorta di Zener compensato, e... «abbastanza compensato», visto che il tutto continua ad avere un andamento leggermente positivo, ma solo dell'ordine dello 0,002% per °C. Come dire, che tra un ambiente a 0 °C ed uno a 40 °C, la differenza di tensione è trascurabile.

Poiché l'uscita dell'alimentatore non

è variabile, il secondo condensatore di filtro può essere molto «grande» a tutto vantaggio di un ripple residuo modestissimo: C3, infatti ha il valore di 100 μ F. Come si vede, in parallelo a questo è presente il C4, che serve più che altro per smorzare eventuali impulsi di tensione RF che «rimbalzano» dal carico, come avviene sovente alimentando trasmettitori di piccola potenza CB e VHF, «mattoncini» e simili. Il C4, per queste interferenze da solo non offre una garanzia di filtro, perché essendo ampio, ha, anche nei migliori prodotti, una certa induttanza parassitaria.

Volendo, per migliorare l'effetto, ove si preveda un frequente impiego dell'alimentatore con sorgenti di energia RF, un secondo condensatore da 100.000 pF può essere collegato in parallelo al C1 ed un terzo al C2.

Ora, rivediamo il tutto; un alimentatore come è stato descritto sin'ora, non avrebbe nessuna possibilità di resistere ai sovraccarichi, ed ai cortocircuiti che avvenissero all'uscita. L'unico sistema di protezione, il fusibile «F», potrebbe essere troppo lento, per evitare i guasti.

TR1, quindi, nell'uso potrebbe essere costantemente in pericolo. Forse il lettore dirà che un buon tecnico non crea quasi mai dei «corti» per sbadataggine; in parte è vero, ma un apparecchio in esame, o in riparazione, non può forse causare dei violenti sovraccarichi mentre si effettuano i

lavori? E come si potrebbe pretendere che il tecnico lavori sereno, se la sua attenzione deve essere costantemente protesa a non danneggiare la sorgente di tensione?

Considerando tutto ciò, il circuito che abbiamo esaminato, si completa con la «seconda sezione» formata da TR2 ed annessi che ha appunto il compito di prevenire regolazioni effettuate cercando di ottenere il **minimo fumo**, come si usa dire.

Vediamo come funziona quest'altra.

Il negativo della tensione che proviene dal ponte, non giunge direttamente all'uscita, ma attraversa R3 ed il transistor TR2, sempreché questo sia saturato.

Normalmente lo è, per via di R4, ma se l'uscita è in corto, tra positivo e negativo ovviamente la resistenza è uguale a zero, quindi la polarizzazione sparisce. Mancando la polarizzazione, il TR2 da saturato che era passa allo stato di interdizione. Interdetto, tronca il passaggio di corrente verso l'uscita, per cui il TR1 non può rompersi, e nemmeno giungere al surriscaldamento.

Ciò, praticamente avviene se R3 è «piccolissimo», ovvero vale 0,05 Ω o simili. Se invece il resistore è più «grande», nell'ordine di 0,2 - 0,25 Ω , l'intervento del TR2 inizia prima che il carico richieda una corrente... infinita. In altre parole, regolando sperimentalmente il valore dell'elemento resistivo, si può stabilire la massima

corrente erogata dall'alimentatore. Il prototipo ha il limite di 1A, quindi R3 è costituito da due resistori da 0,39 Ω posti in parallelo. Relativamente ai sovraccarichi di linea, l'apparecchio non ha davvero problemi, potendo accettare tensioni che dai nominali 12 V salgano sino a 16 - 18 V, ed oltre. Questa amplissima possibilità di resistere alle sovratensioni, viene semplicemente dall'aver surdimensionato il ponte rettificatore, C1 ed il radiatore che regge TR1 (con il TR2 per comodità).

Se trattassimo di un progetto industriale, da produrre in migliaia di pezzi, la tensione di lavoro delle varie parti avrebbe un peso notevole sul budget-costo, e potrebbe anche rendere non competitivo il progetto, ma nel caso nostro, l'impiego di un rettificatore «B60» invece di un «B30», di un elettrolitico da 50 Vp invece che da 25 Vp, e di un radiatore un poco più grande, viene a gravare sul costo complessivo per poco più di mille lire, e siamo certi che il lettore preferisce spendere un migliaio di lire in più ed avere un apparecchio «robustissimo» anziché risparmiare questa modestissima somma e non essere certo delle prestazioni dell'alimentatore a lungo termine.

Proprio perché gli elementi sono tanto «ricchi», inoltre, si può passare da 9 V a 12 V semplicemente cambiando lo Zener.

Infatti, ad una maggiore tensione, corrisponde solo... un pò più di calore: un modesto aumento nella dissipazione complessiva.

Così, siamo venuti a parlare dei dettagli pratici. Commentiamoli per ordine.

Il prototipo, impiega una basetta stampata che regge tutti i resistori, i diodi ed i condensatori: figura 2.

Come si nota, essendo il disegno in scala 1:1 (al naturale) questo supporto ha un certo ingombro; a nostro parere, non conviene ridurlo. Un alimentatore non è portatile, quindi pochi centimetri in più non hanno importanza. Inoltre, per raggiungere una compattezza più elevata, si dovrebbe ridurre la larghezza delle piste, cosa poco prudente, ove circolano correnti intense, accostare le medesime al massimo, ed accostare tra loro le parti. Quest'ultima pratica è decisamente nociva, perché il ponte rettificatore, durante il lavoro scalda abbastanza (raggiunge i 70 °C operando a 1,2 A, dopo alcune decine di minuti) e scaldando, se d'attorno sono raccol-

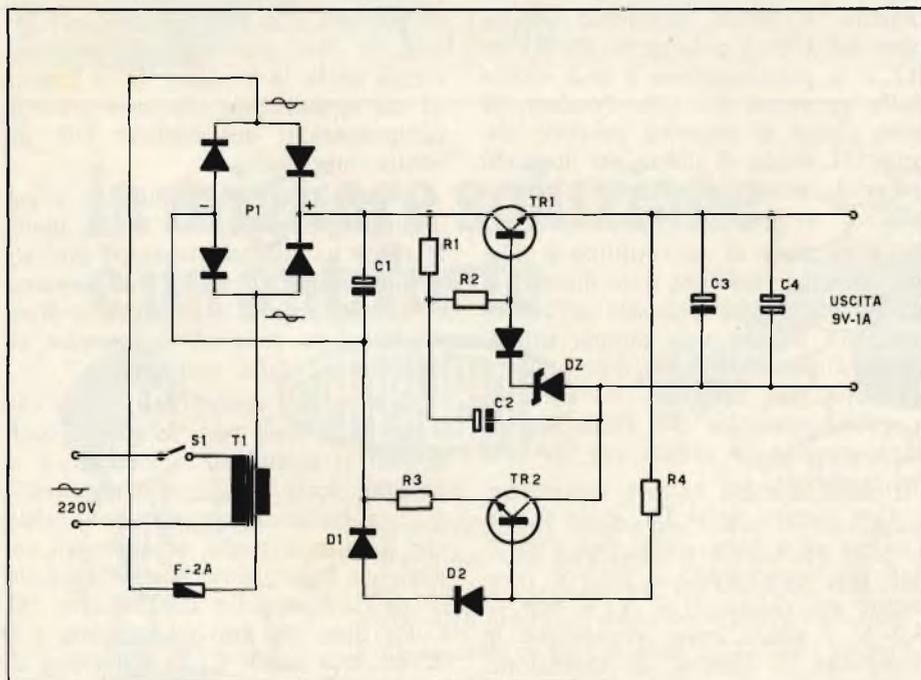


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore descritto nell'articolo.



TR1
C ←
B ←
E ←

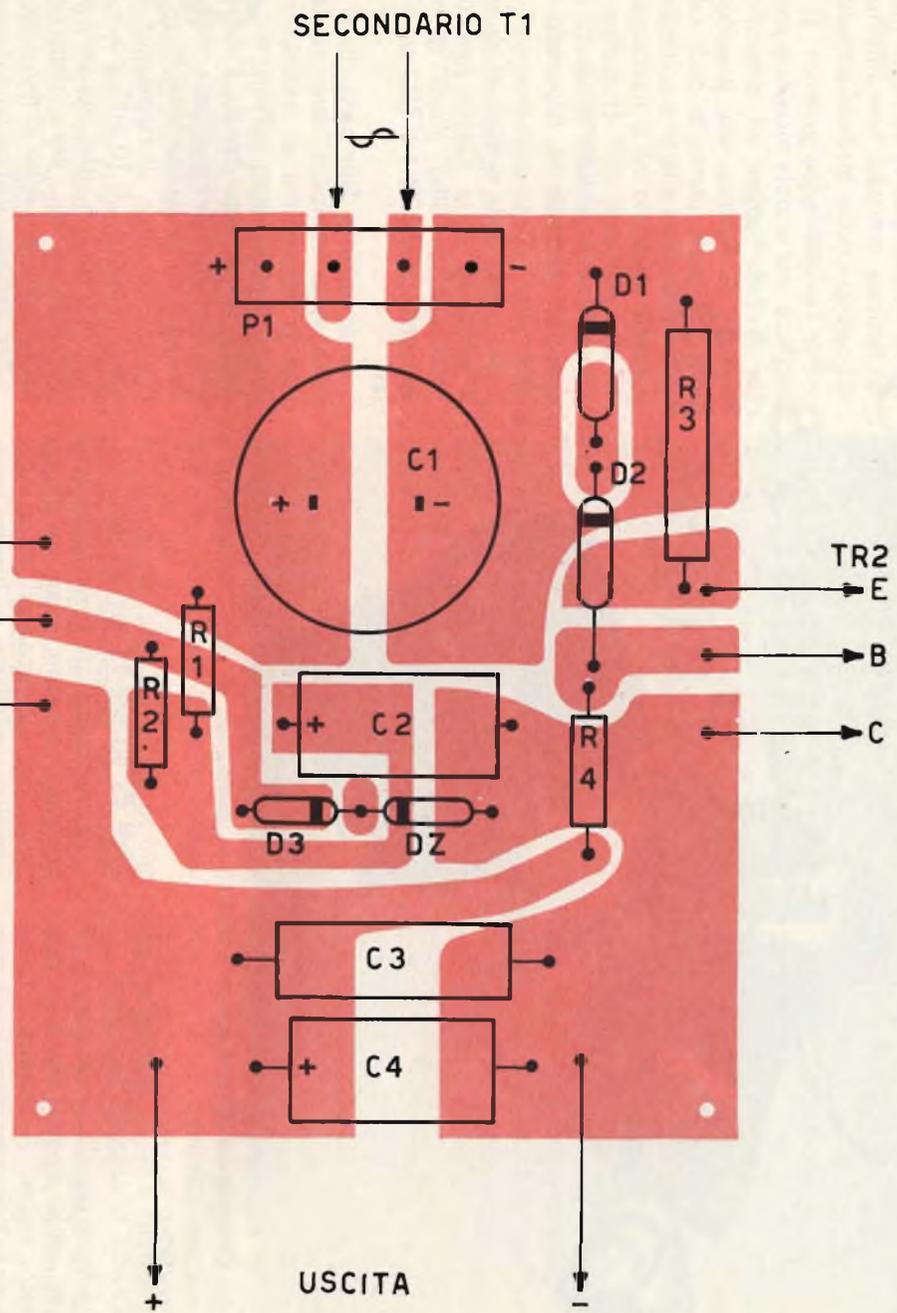


Fig. 2 - Circuito stampato visto dal lato rame e componenti.

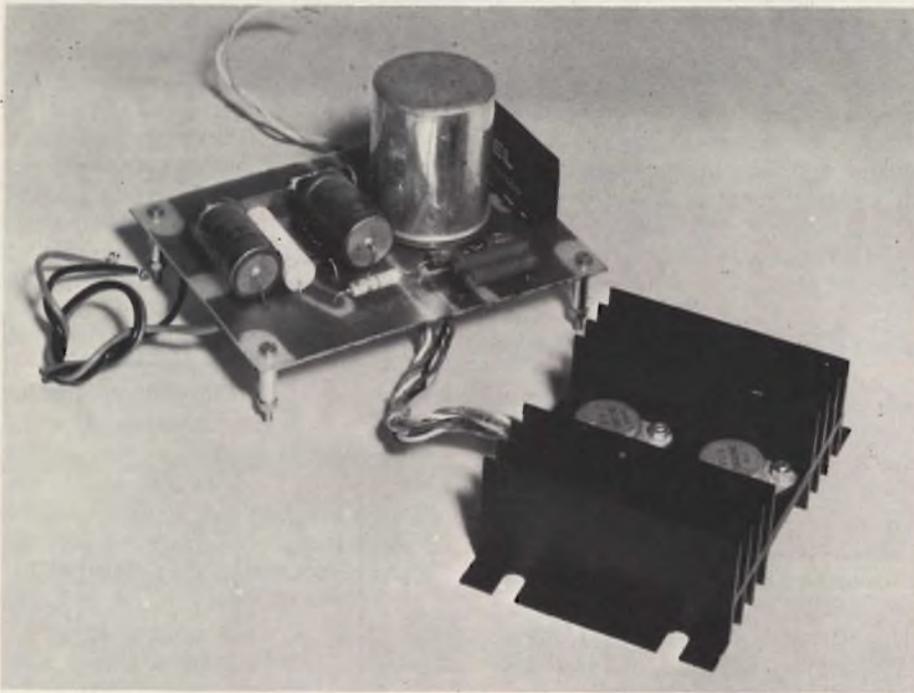


Fig. 3 - Prototipo dell'alimentatore a montaggio ultimato.

ti elettrolitici e diodi, danneggia i primi e turba le funzioni degli altri.

Il lettore, quindi, cambi pure le piste, se vuole, rispettando il circuito elettrico, sagomi diversamente la bassetta, se lo ritiene necessario; ma mantenga larghe le connessioni percorse dalla massima corrente e lasci sempre un pò discosto «P1». Come si vede nelle fotografie, T1, con il T2, è mon-

tato su di un radiatore «standard» ad alette da 90 per 75 per 35 mm.

Le connessioni tra i transistori (che ovviamente saranno isolati con gli appositi kits comprendenti mica, passantini e rondelle) e la bassetta stampata, saranno eseguite con fili flessibili variamente colorati ad evitare inversioni ed errori. La lunghezza di questi conduttori ha poca importanza

perché sia il BD142 che il 2N3055 hanno una frequenza di taglio piuttosto limitata, cosicché, ben difficilmente possono nascere inneschi parassitari.

Per l'assemblaggio generale, si impiegherà una scatola metallica provvista di fori (ottime ed eleganti, ad esempio le Amtron, che possono essere acquistate presso le Sedi GBC) dalle dimensioni adatte a contenere il pannello stampato ed il trasformatore di alimentazione. Sul frontalino saranno fissati i serrafili di uscita, l'interruttore generale S1, il portafusibile con «F».

Sul retro della scatola si monterà il radiatore senza alcuna particolare preoccupazione dal punto di vista elettrico, poiché TR1 e TR2 sono isolati

Se le polarità delle parti che si trovano sullo stampato sono esatte, e così le connessioni ai transistori, se non vi sono mancati isolamenti o altri difetti più o meno banali, l'alimentatore deve funzionare appena ultimato, erogando all'uscita una tensione perfettamente continua (il ripple non deve essere maggiore di 10 mV, a 1,5 A, e di 5 mV ad 1 A) che, sia pure nella tolleranza d'uso, deve rispecchiare quella nominale dello Zener usato.

Per provare l'efficacia del sistema di protezione, all'uscita (9 V) si potrà collegare un resistore a filo da 4,7 Ω, 10 W, sì da produrre un sovraccarico. Misurando la tensione ai capi di questo, se tutto funziona normalmente, la tensione non deve superare i due-tre V, oppure, se R3 ha un valore già abbastanza elevato, si deve poter misurare solo una frazione di V. Così, verificato il funzionamento del TR2, si può provare a mettere in cortocircuito «diretto» l'uscita. Ovviamente, non deve accadere nulla, con questa manovra: se per esempio salta il fusibile, il tutto deve essere riscontrato con gran cura, perché senza dubbio v'è una lacuna, un valore errato, «qualcosa» che non funziona come dovrebbe.

Comunque, il cablaggio è assai semplice e le parti non sono numerose, quindi è abbastanza facile giungere all'individuazione del difetto eventuale.

Se invece tutto funziona bene, come è probabile, se nel montaggio è stata applicata quella cura che non può mancare anche nella realizzazione di apparecchi semplici, si potrà lavorare attorno alla R3 per ottenere il «cut off» dell'apparecchio con la intensità prescelta.

ELENCO DEI COMPONENTI

C1	=	condensatore da 4000 μF - 35-40 VL
C2	=	condensatore da 1000 μF - 16 VL
C3	=	eguale al C2
C4	=	condensatore ceramico a film plastico da 100.000 pF
D1	=	diodo BY126 oppure 1N4002
D2	=	eguale al D1
D3	=	diodo 1N4002
DZ	=	diodo Zener da 9 V oppure da 12 V - 1 W (si veda il testo)
F	=	fusibile «super rapido» da 2 A
P1	=	rettificatore a ponte B60 C2200/3200 o similare
R1	=	resistore da 300 Ω - 1W - 10%
R2	=	resistore da 47 Ω - 1W - 10%
R3	=	si veda il testo
R4	=	resistore da 330 Ω - 1W - 10%
S1	=	interruttore unipolare
T1	=	trasformatore di alimentazione; primario 220 V; secondario 12 oppure 15 V, 1,5 A (si veda il testo)
TR1	=	transistore 2N3055
TR2	=	transistore BD142

Compressione e espansione dei segnali vocali

I dispositivi noti col termine di «Comandor», che provvedono alla compressione ed alla espansione di segnali di tipo analogico, hanno assunto ruoli di fondamentale importanza nelle telecomunicazioni. L'unità monolitica prodotta dalla Exar, descritta nella breve nota che segue, rappresenta una delle applicazioni più interessanti in questo campo, grazie alla sua semplicità, ed alle sue eccellenti prestazioni.

a cura di LUBI

Nelle pratiche applicazioni, i dispositivi di questo genere provvedono in primo luogo a comprimere il segnale di ingresso in corrispondenza del punto di trasmissione. Il segnale viene in seguito trasmesso attraverso l'impianto sotto forma compressa, e viene infine espanso nuovamente, in modo da riassumere le caratteristiche originali, in corrispondenza del punto di ricezione.

Le sezioni di compressione e di espansione dell'impianto denominato «Comandor» svolgono quindi funzioni che si integrano reciprocamente.

In un impianto di tipo bidirezionale, un «Comandor» può essere usato per ciascuna estremità della linea, in modo da determinare un effetto di compressione del segnale uscente, e — dal lato opposto — in modo da determinare invece un'espansione del segnale ricevuto, con rapporto analogo.

La **figura 1** rappresenta lo schema semplificato dell'unità XR-2216, realizzata in versione «DIL» a sedici piedini. La caratteristica tipica di trasferimento del circuito di compressione e di espansione normalmente usata negli impianti di comunicazione è invece rappresentata nel grafico di **figura 2**.

Nel funzionamento come compressore, l'ampiezza di uscita varia di 1 dB per ogni variazione di 2 dB dell'ampiezza del segnale di uscita; per la sezione di espansione accade invece esattamente il contrario.

La suddetta unità è stata studiata per consentirne il collegamento sia co-

me compressore, sia come espansore, e la scelta del tipo di funzionamento dipende esclusivamente dalle caratteristiche del circuito esterno.

L'unità monolitica comprende quattro sezioni fondamentali: una sorgente interna della tensione di riferimento, un convertitore che trasforma una tensione alternata in una tensione continua (mediante il quale l'ingresso costituito dal segnale a corrente alternata viene appunto trasformato in un determinato livello di corrente continua), un convertitore di impedenza, il cui livello reattivo è funzione di un segnale di controllo a corrente continua, ed un amplificatore operazionale a guadagno elevato.

Il dispositivo può funzionare sia con alimentazione positiva o negativa rispetto a massa, sia con sorgenti di alimentazione bilanciata, nella gamma compresa tra 6 e 20 V.

La **figura 3** rappresenta le caratteristiche circuitali esterne, e chiarisce quali sono i componenti necessari per far funzionare il dispositivo XR-2216 come espansore. Osservando questo schema si può notare che il segnale di ingresso viene applicato al terminale numero 7, che fa capo all'ingresso per ca/cc del convertitore. Questa sezione trasforma il segnale di ingresso a corrente alternata in un segnale a corrente continua di determinata intensità, che — a sua volta — controlla la trasconduttanza del convertitore di impedenza.

Una parte del segnale di ingresso viene applicata al convertitore di impedenza, unendo tra loro i terminali

contraddistinti dai numeri 8 e 10. Di conseguenza, la corrente di segnale disponibile al terminale numero 11 risulta proporzionale al prodotto tra l'entità del segnale di ingresso ed il suo valore medio.

La corrente del segnale di uscita viene quindi applicata all'amplifica-

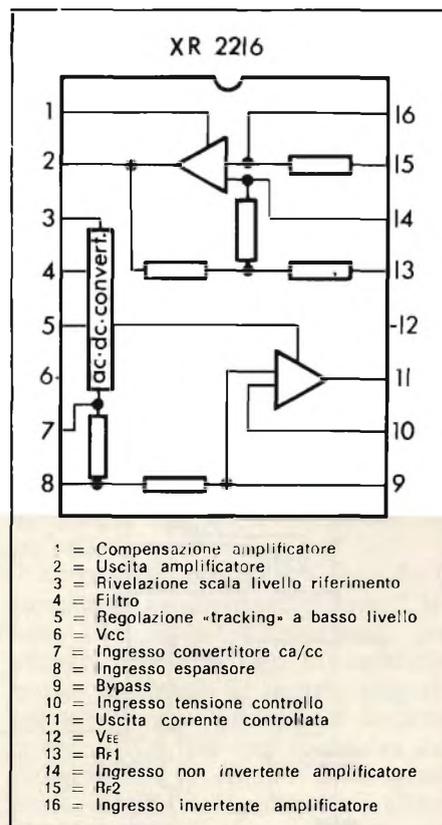


Fig. 1 - Schema a blocchi funzionale del «Comandor» monolitico XR-2216, prodotto dalla Exar.

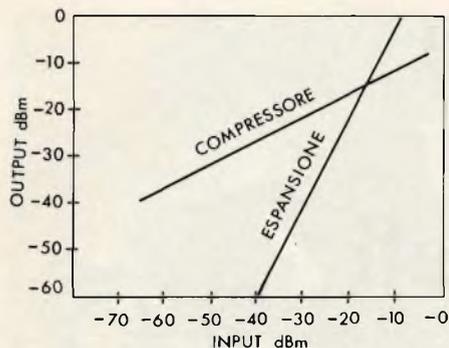


Fig. 2 - Grafico illustrante le caratteristiche di trasferimento dell'unità XR-2216, nell'impiego come compressore o come espansore. Le curve sono riferite alle relazioni che intercorrono tra il segnale di uscita e quello di ingresso.

tore operativo, collegando tra loro i terminali contraddistinti dai numeri 11 e 16: a causa di ciò, l'ampiezza della tensione del segnale di uscita risulta direttamente proporzionale all'intensità della corrente di segnale che scorre attraverso il circuito che fa capo al terminale numero 16.

Il segnale di uscita della sezione di espansione è disponibile sul terminale numero 2. Con queste condizioni di funzionamento, il livello di riferimento viene predisposto mediante l'apposito potenziometro di regolazione contrassegnato R1. L'altro potenziometro di regolazione, R2, costituisce un mezzo per regolare il livello basso di «tracking».

Utilizzando l'unità nel modo illustrato alla figura 3, i segnali di ingresso di entità compresa tra -37 e -7 dBm vengono espansi in una gamma di uscita di 60 dB fino ad una potenza di 0 dBm, quando l'accoppiamento avviene nei confronti di un carico di impedenza di 600 Ω.

La figura 4 rappresenta invece un caso tipico di collegamento per impiegare lo stesso dispositivo come unità di compressione. Sostanzialmente, si tratta in questo caso di un amplificatore del tipo non invertente, il cui livello di ingresso risulta proporzionale al prodotto tra il segnale in arrivo e l'impedenza del convertitore di impedenza, il valore di questa impedenza risulta inversamente proporzionale all'uscita dell'amplificatore. Di conseguenza, il segnale di uscita disponibile al terminale contrassegnato col numero 2 è proporzionale alla radice quadrata del segnale di ingresso.

In queste condizioni di funzionamento, esattamente come accade nei confronti dell'espansore, il livello di riferimento viene regolato mediante l'apposito potenziometro R1, mentre il livello basso del «tracking» viene regolato mediante il secondo potenziometro R2.

Come si può rilevare attraverso il grafico di figura 2, la variazione di uscita risulta pari ad 1 dB per una variazione di 2 dB in ingresso. La portata di uscita può essere ancora regolata da -37 a -7 dBm per i segnali di ingresso, entro una gamma dinamica di 60 dB.

La rapidità con la quale il guadagno varia in modo da seguire le variazioni del livello del segnale di ingresso dipende dal valore della capacità C1, e da quello del resistore R1. Conferendo a questa capacità un valore basso, si ottiene un responso molto rapido, ma il filtraggio non avviene in modo completo nei confronti dei segnali a frequenza molto bassa. Qualsiasi ondulazione residua (rumore di fondo) presente nel circuito del controllo di guadagno riesce a modulare il segnale che passa attraverso il convertitore di impedenza.

In una applicazione tipica che comprenda le funzioni di espansione e di compressione, ciò darebbe adito a fenomeni di distorsione per terza armonica, per cui risulta evidentemente opportuno trovare una situazione di compromesso tra una caratteristica di funzionamento rapido, il tempo di caduta ideale, e la distorsione meno pronunciata.

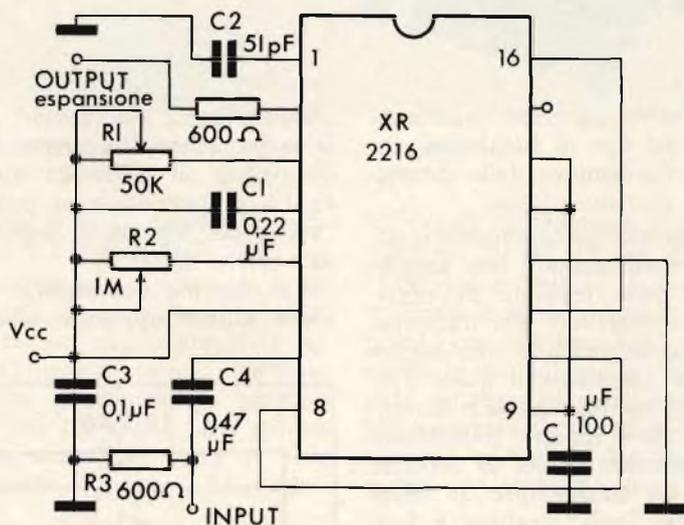


Fig. 3 - Esempio tipico di impiego dell'unità monolitica XR-2216 per l'allestimento di una sezione di espansione.

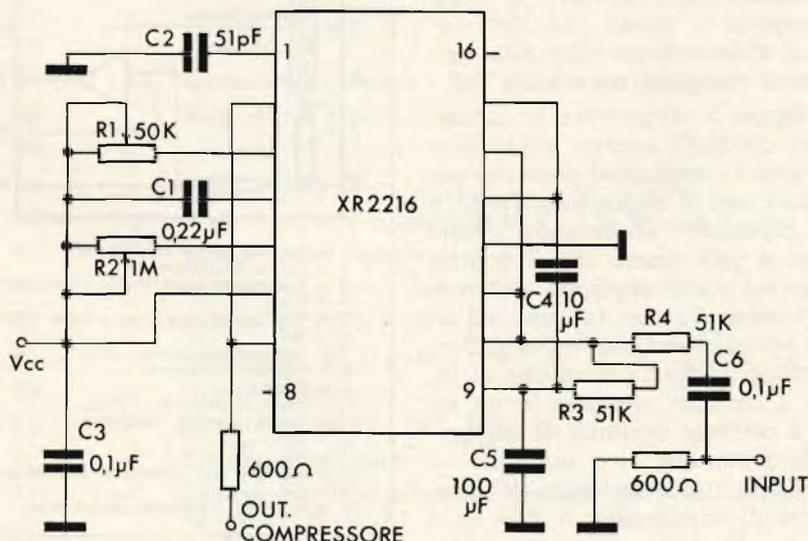


Fig. 4 - Esempio tipico di impiego dell'unità monolitica XR-2216 per l'allestimento di una sezione di compressione.

Generatore elettronico di ritmi

Anche nel campo della produzione artificiale di ritmi, i circuiti integrati si rivelano di grande utilità, grazie alla semplificazione che ne deriva sulla costruzione di un dispositivo elettronico. Il generatore di ritmo che stiamo per descrivere impone un certo sforzo dal punto di vista organizzativo e costruttivo. Questi sono i motivi principali per i quali la descrizione è stata divisa in due parti, iniziando con la descrizione dei circuiti di base, e concludendo con l'esposizione dei più importanti criteri costruttivi.

prima parte a cura di LUBI

Con ogni probabilità, il generatore di ritmi più semplice, nella sua versione fondamentale, è il classico metronomo. Tuttavia, indipendentemente dal fatto che si tratti di un modello meccanico o elettronico, questo semplice apparecchio serve esclusivamente per controllare il tempo di un'esecuzione musicale, ma non è certamente in grado di migliorare le caratteristiche di un ritmo, oppure di creare effetti speciali.

Il ritmo fondamentale, che costituisce il tempo base di un'esecuzione musicale, può essere facilmente prodotto per via elettronica, ma è vero che la possibilità di disporre di suoni supplementari, con l'aggiunta di una certa programmazione, risulta più soddisfacente per abbinare i suoi prodotti da un metronomo elettronico ai generatori elettronici a percussione, in sequenza selezionata, oppure secondo una base ritmica classica, come quella del valzer, del «Cha-cha-cha», ecc.

Tutti i generatori di ritmi di tipo commutabile attualmente disponibili in commercio producono ritmi fissi, che non possono essere modificati se non correggendo opportunamente le connessioni che fanno capo ai commutatori. Al contrario, il generatore che intendiamo descrivere seguendo un'idea suggerita da Practical Electronics, non presenta tali limitazioni, nel senso che può produrre qualsiasi base ritmica di sedici impulsi, per un totale di 64.000 versioni, consenten-

done l'impiego per pilotare direttamente uno qualsiasi degli otto generatori a percussione previsti. Nell'articolo verranno naturalmente forniti i ragguagli relativi all'allestimento dei ritmi base.

I quattro commutatori per la scelta della base ritmica consentono di predisporre il funzionamento dell'apparecchio sui tempi di 4/4, 3/4, 6/8 e 6/8, in funzione dei sedici impulsi disponibili. Inoltre, quando si effettua la programmazione di una base ritmica, l'ordine successivo degli impulsi può essere controllato, facendo uso di un indicatore del tipo «Minitron».

Dal momento che la tecnica realizzativa del circuito non presenta particolari difficoltà, verranno volutamente trascurate alcune informazioni relative alla costruzione, che però sono state sostituite con l'impiego di fotografie, recanti tutte le spiegazioni necessarie per poter costituire una facile guida, per quanto rudimentale, agli effetti del montaggio.

LO SCHEMA A BLOCCHI

La figura 1 rappresenta lo schema a blocchi del Generatore di Ritmi: il generatore del tempo fondamentale non è altro che un multivibratore astabile di tipo asimmetrico, che entra in funzione non appena viene applicata la tensione di alimentazione, per poi funzionare ininterrottamente. La frequenza di funzionamento viene controllata mediante l'apposito co-

mando contrassegnato nello schema a blocchi con la sigla VR1.

Il segnale disponibile all'uscita di questo generatore viene applicato ad un circuito divisore per quattro. Questo espediente è stato adottato per ridurre ad un numero ragionevole i componenti necessari per allestire lo stesso generatore, ed anche per garantire un funzionamento più sicuro di questa parte dell'intera apparecchiatura. In sostanza, il generatore del tempo base funziona con una frequenza effettiva di 64 impulsi per ciascuna misura. Per chi non lo sapesse, o non avesse comunque nozioni sufficienti in campo musicale, rammentiamo che per «misura» si intende una unità completa di tempo appartenente al brano musicale che viene eseguito, le cui caratteristiche dipendono appunto dalla natura dell'esecuzione. Ad esempio, in un valzer la misura è costituita da tre quarti; in un fox-trott è invece costituita da quattro quarti, in una samba da sei ottavi, e così via.

Il contatore binario a 4 «bit» ha il compito di produrre sedici numeri binari, che vengono decodificati per ottenere l'informazione di indirizzamento (indirizzo di magazzino), per essere poi applicati al circuito integrato IC6, per una successiva decodificazione, a seguito della quale risulta possibile l'applicazione all'indicatore «Minitron».

Il «chip» di decodificazione, IC5, ha invece il compito di fornire gli impulsi di azzeramento al contatore

per ottenere i conteggi di 9 e 12, in modo da consentire l'ottenimento di una base tempi di 9/8 e di 3/4 oppure 6/8, rispettivamente.

Il cosiddetto generatore «Step» viene collegato mediante commutatore all'ingresso del contatore, non appena il commutatore di avviamento e di arresto («Stop/Run») viene collocato in posizione di arresto («Stop»).

L'uscita del divisore per quattro viene in quell'istante staccata, il che consente di predisporre manualmente il contatore da 0 a 15.

I «CHIP» DI MEMORIA

La sezione di immagazzinamento per i ritmi programmati viene allestita impiegando due «chip» di memoria di tipo bipolare a 64 «bit» (IC7/IC8), entrambi del tipo SN-7489. Ciascuno di essi contiene complessivamente sessantaquattro unità

«flip-flop», in grado di immagazzinare impulsi binari di valore corrispondente a 0 oppure a 1 (rispettivamente 0 V, oppure 4 V).

Il gruppo particolare dei quattro «flip-flop» scelti per ciascun «chip» (otto in totale per entrambe le unità) viene controllato mediante le linee di indirizzamento, che traggono le necessarie informazioni dal contatore di conseguenza, sono disponibili complessivamente sedici registri di 8 «bit» ciascuno.

Ognuno di questi sedici registri viene fatto funzionare o scelto in alternativa mentre il contatore funziona, oppure viene regolato manualmente; il contenuto di ciascuno di essi può essere poi controllato mediante i commutatori di ingresso, in modo da immagazzinare un impulso binario pari a 0 oppure ad 1. Infine, l'uscita effettiva di ciascun «bit» viene invertita, e riorientata mediante i «gate»

di uscita, IC9 ed IC10.

Oltre alle linee di indirizzamento, di ingresso e di uscita, è stata prevista anche una linea per la scelta del «chip» per la registrazione («Write»). Questa linea risulta permanentemente collegata a massa in questa particolare applicazione, in quanto il suo compito consiste semplicemente nel rendere disponibile il segnale di uscita. La linea «Write» viene perciò usata per registrare una nuova informazione nel magazzino, ogni volta che il generatore di ritmi viene programmato.

Dopo aver predisposto i commutatori di ingresso (da S5 ad S12) nel modo voluto, premendo il commutatore «write» si provoca l'immagazzinamento di una nuova informazione: diversamente, l'uscita non potrebbe esercitare alcuna influenza sulle condizioni delle posizioni di immagazzinamento.

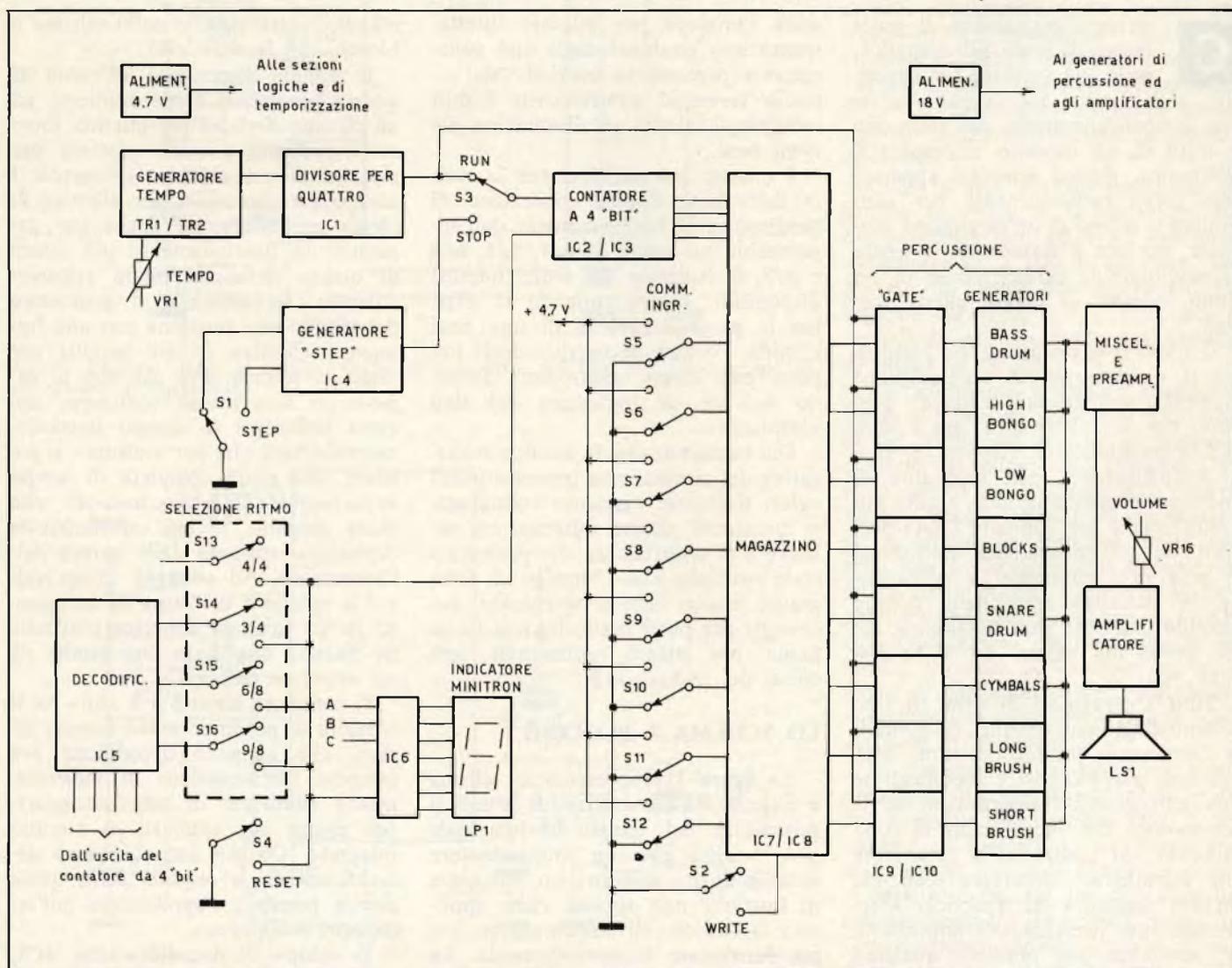


Fig. 1 - Schema a blocchi illustrante le diverse funzioni che vengono svolte nel generatore di ritmi.

L'uscita dei «gate» dello strumento viene controllata ad opera dei segnali di uscita della stessa sezione di immagazzinamento, e dal contatore mediante il quale si provvede alla divisione per quattro. Ne risulta così la presenza di un impulso positivo di tensione, che inizia ogni volta che il contatore cambia di stato, a patto che, nella nuova posizione di conteggio, un «1» sia stato immagazzinato per controllare il funzionamento dello strumento.

I GENERATORI A PERCUSSIONE

Per la realizzazione dei generatori a percussione si è fatto uso dei diversi tipi di circuiti, in grado di produrre artificialmente il suono del tamburo, dei bonghi, e così via.

Il generatore per la cosiddetta grancassa — ad esempio — contiene un amplificatore di ingresso che converte gli impulsi di ingresso di 5 V in impulsi corrispondenti di 18 V, ne modifica la forma d'onda, e li applica ad un oscillatore del tipo «ringing», (vale a dire a suono prolungato ed attenuato progressivamente), del tipo a doppio «T». Il circuito che provvede alla produzione del suono dei bonghi e dei blocchi di legno è del tutto analogo.

Per produrre il suono del timpano, del tamburello a molle, e delle spazzole, si fa uso di un generatore di rumore a diodo, il cui segnale di uscita viene sagomato opportunamente e filtrato, per essere poi mescolato con una frequenza fondamentale, ed in seguito applicato al miscelatore. I primi quattro strumenti vengono applicati ad un unico stadio realizzato con un transistor ad effetto di campo: gli ultimi quattro vengono invece applicati a stadi individuali, anch'essi ad effetto di campo, i cui segnali di uscita vengono a loro volta applicati ad uno stadio ad accoppiamento di sorgente, che agisce da pilota dello stadio finale di potenza.

La tensione fornita dall'alimentatore da 18 V è stata stabilizzata per ridurre il rumore di fondo ed il ronzio, mentre la tensione di alimentazione di 4,7 V viene mantenuta ad un livello abbastanza costante mediante il semplice impiego di un diodo zener.

Infine, il controllo di volume, VR16 è stato installato sul pannello frontale dello strumento completo, per evitare che le relative connessioni passassero in prossimità dei punti sensibili dell'intero circuito, a rischio di produrre accoppiamenti parassiti.

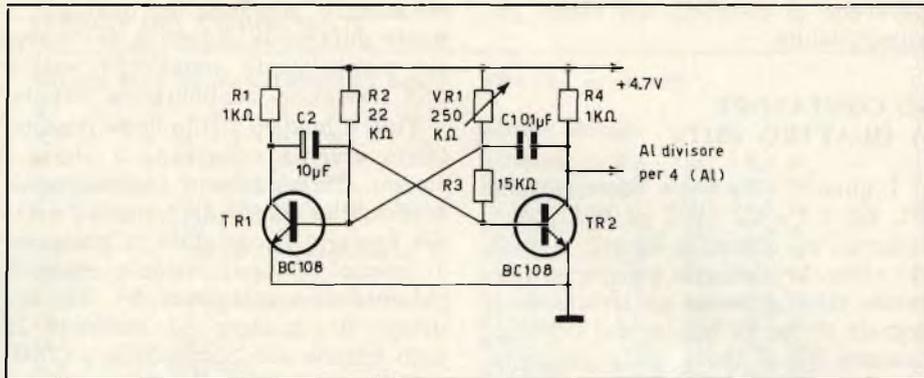


Fig. 2 - Questo è il semplice multivibratore tramite il quale si provvede alla produzione del segnale principale di temporizzazione.

IL GENERATORE DI TEMPO

La figura 2 rappresenta lo schema separato del generatore base di ritmo. Se i condensatori che fanno parte del multivibratore presentassero la medesima capacità, il segnale di uscita sarebbe costituito da un'onda rettangolare simmetrica. Al contrario, C1 presenta invece un valore che corrisponde alla millesima parte del valore di C2; grazie a ciò è possibile ottenere un impulso di brevissima durata, la cui frequenza di ripetizione dipende prevalentemente dal valore di C2.

Il periodo di uscita è stato per

reso variabile con l'aggiunta del resistore VR1, la cui variazione consente di ottenere una gamma di tempi sufficiente per soddisfare la maggior parte delle esigenze.

L'uscita alimenta un contatore di divisione per quattro (IC1), costituito a sua volta dai «flip-flop» A1 ed A2, secondo lo schema riprodotto alla figura 3. L'uscita di questo contatore è a sua volta un'onda rettangolare simmetrica, il cui periodo può variare da 2 s a 25 ms. Questo segnale di uscita costituisce la forma d'onda fondamentale di temporizzazione, che

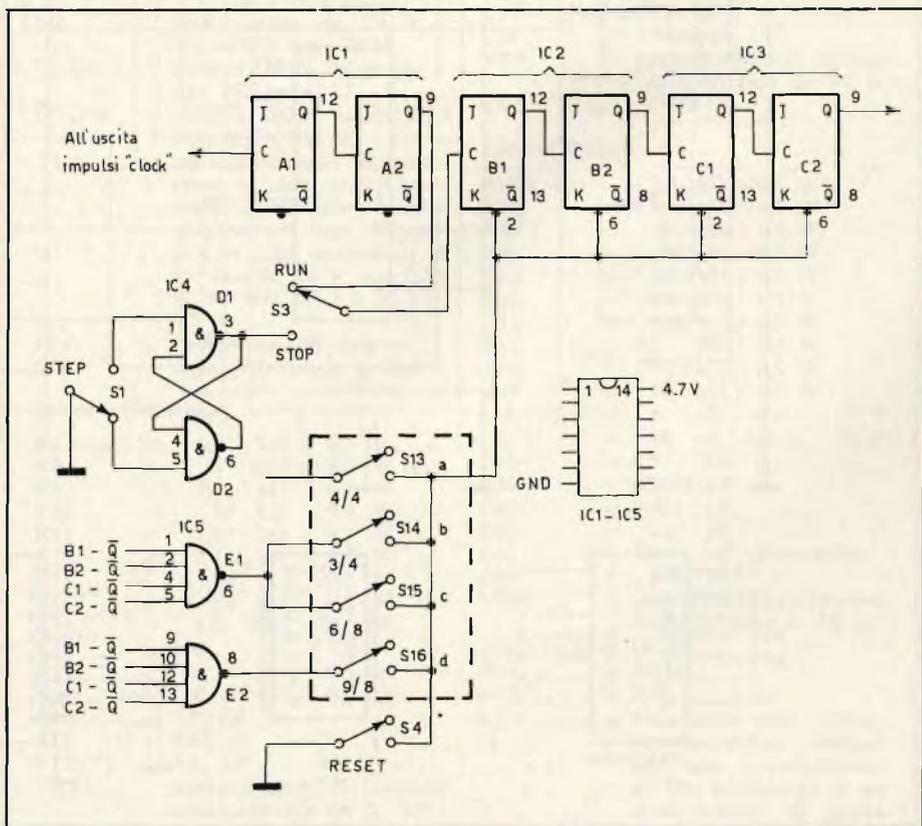


Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di divisione per quattro, del contatore a quattro «bit», del decodificatore di temporizzazione e del generatore «Step».

provvede al controllo dell'intera apparecchiatura.

IL CONTATORE A QUATTRO «BIT»

I quattro «flip-flop» contrassegnati B1, B2, C1 e C2 (IC2 ed IC3) costituiscono un contatore binario a quattro «bit». Il pilotaggio per questo contatore viene ottenuto sia sfruttando il segnale di uscita fornito dal divisore, quando S3 si trova nella posizione «Run», (ci riferiamo all'interruttore generale «Stop/Run»), sia sfruttando invece il «latch» bistabile (D1 e D2) in posizione «Stop». Ciò permette di

arrestare il contatore in qualsiasi istante durante la sequenza di conteggio, manualmente, tramite S1, vale a dire tramite il commutatore «Step».

Tutti e quattro i «flip-flop» possono essere azzerati collegando a massa i piedini di azzeramento (contrassegnati in ciascun «chip» dai numeri 2 e 6). Per azzerare il contatore in posizione di arresto («Stop»), viene premuto il pulsante di azzeramento S4. Ciò costringe il contatore ad assumere lo stato binario che corrisponde a 0000.

Nella posizione 4/4 del commutatore S13 per la scelta del tempo fondamentale, il contatore provvede a contare automaticamente fino a sedici,

dopo di che ritorna automaticamente a 0000. In posizione 3/4 e 6/8, il contatore deve essere riportato necessariamente allo stato 0000, esattamente dopo dodici conteggi.

Questo risultato viene ottenuto applicando le uscite Q di B1 e B2, e le uscite Q di C1 e C2 all'ingresso del «gate» NAND E1 (IC5).

Non appena viene raggiunta questa condizione di conteggio, l'uscita di quel «gate» ritorna automaticamente a 0, per cui il contatore viene riarmato.

Per il tempo di 9/8, vengono ammessi soltanto nove conteggi, ed il contatore viene quindi azzerato tramite il «gate» NAND E2.

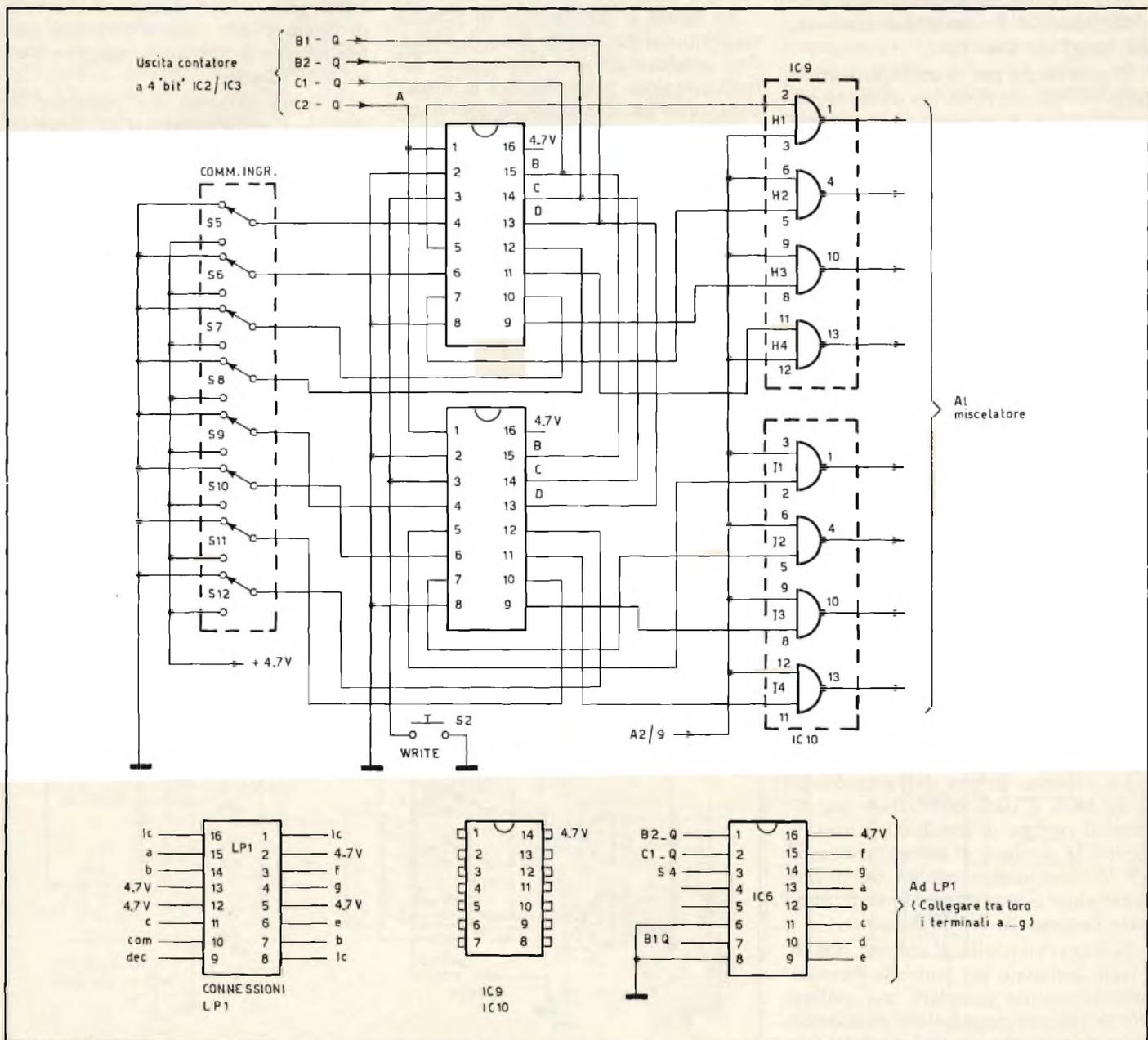


Fig. 4 - Schema della sezione di immagazzinamento, del circuito di pilotaggio della lampada e dei «gate» che controllano il funzionamento dei generatori dei suoni degli strumenti a percussione.

IL SISTEMA DI IMMAGAZZINAMENTO, L'USCITA E L'INDICATORE

La figura 4 illustra il diagramma logico del sistema di immagazzinamento, dell'indicatore, e dei «gate» di uscita. Le quattro uscite del contatore Q, fornite da IC2 e da IC3, vengono applicate agli ingressi A, B, C e D di ciascuna delle linee per la scelta dell'indirizzamento dei «chip» di memoria.

I commutatori compresi tra S5 ed S12 sono quelli che controllano i segnali di ingresso applicati allo strumento, mentre S2 è il commutatore «write». Gli ingressi di selezione del «chip» (pedino numero 2) di entrambe le unità integrate IC7 ed IC8 vengono permanentemente collegate a massa, e ciò significa semplicemente che il segnale di uscita risulta sempre disponibile.

L'uscita di questi «chip» di immagazzinamento o di memoria viene applicata agli ingressi di otto «gate» del tipo NOR (compresi tra IC9 ed IC10) e determina il controllo sull'uscita del divisore IC1, in modo da rendere disponibile un impulso positivo per ciascuna posizione e per ciascun intervallo di tempo durante il quale lo strumento produce un suono.

IC6 sfrutta le uscite A, B e C del contatore, per decodificare la sequenza corretta delle masse che devono essere applicate all'indicatore «Minijtron».

LA SEZIONE LOGICA

Sebbene per la realizzazione del prototipo si sia fatto uso di una bassetta a circuiti stampati con connessioni a spinotti (e quindi di tipo intercambiabile), è ugualmente possibile impiegare basette tipo «Veroboard» con matrice di 2,5 mm, in sostituzione delle unità logiche e dei circuiti per la produzione dei suoni degli strumenti a percussione.

Sebbene non venga riportato alcun dettaglio costruttivo, la foto di figura 5 permette di rendersi conto in modo abbastanza realistico della tecnica costruttiva: in questa foto si nota infatti come sono stati allestiti i pannelli per il generatore del tempo e per la sezione logica.

Si noti attentamente l'impiego di quattro condensatori da 0,01 μ F, collegati tra la sorgente della tensione di alimentazione e le linee di massa. Tali capacità devono essere aggiunte per evitare fenomeni di innesco spurio dei generatori.

ELENCO DEI COMPONENTI

Sezione base tempo e dispositivo logico		TR4-TR5 = BC109
R1	= 1 k Ω - 0,5 W	Sezione Bonghi
R2	= 22 k Ω - 0,5 W	R19-R20 = 4,6 k Ω - 0,5 W
R3	= 15 k Ω - 0,5 W	R21-R22 = 2,7 k Ω - 0,5 W
R4	= 1 k Ω - 0,5 W	R23-R24 = 1 M Ω - 0,5 W
C1	= 0,01 μ F - ceramico a disco 100 V	R25-R26 = 27 k Ω - 0,5 W
C2	= 10 μ F - elettrolitico 25 V	R27-R28 = 2,2 k Ω - 0,5 W
C3-C4-		R29-R30 = 6,8 k Ω - 0,5 W
C5-C6	= 0,01 μ F in poliestere	R31-R34 = 56 k Ω - 0,5 W
IC1-IC2-		R35-R36 = 1,2 M Ω - 0,5 W
IC3	= SN7473	R37-R38 = 68 k Ω - 0,5 W
IC4	= SN7400	R39-R40 = 100 k Ω - 0,5 W
IC5	= SN7420	R41-R44 = 82 k Ω - 0,5 W
IC6	= SN7447	C16-C17 = 0,01 μ F
IC7-IC8	= SN7489	C18-C23 = 0,015 μ F
IC9-IC10	= SN7402	C24 = 0,033 μ F (solo per bongo alto)
TR1-TR2	= BC108	C25 = 0,1 μ F (solo per bongo basso)
S1-S2	= deviatori a pulsante	C26-C27 = 0,05 μ F
S3	= deviatore a levetta	C28-C29 = 0,01 μ F
S4	= deviatore a pulsante	TR6-TR9 = BC109
S5-S12	= otto deviatori miniaturizzati a leva	VR5-VR6 = potenziometri di taratura miniaturizzati da 5 k Ω
S13-S16	= banco di commutazione costituito da quattro deviatori bipolari	VR7-VR8 = potenziometri di taratura miniaturizzati da 50 k Ω
VR1	= potenziometro lineare a grafite da 250 k Ω	Sezione Blocchi di legno
LP1	= indicatore numerico Mini- tron a sette segmenti tipo 3015F	R45 = 4,7 k Ω - 0,5 W
R5	= 7 Ω - 2 W	R46-R47 = 27 k Ω - 0,5 W
R6	= 270 Ω - 0,5 W	R48 = 150 k Ω - 0,5 W
C7	= 2.000 μ F - elettrolitico - 25 V	R49 = 390 k Ω - 0,5 W
C8	= 1.000 μ F - elettrolitico - 15 V	R50 = 68 k Ω - 0,5 W
TR3	= 2N3054	R51-R52 = 22 k Ω - 0,5 W
D1	= diodo zener da 4,7 V - 1 W - tipo ZL4,7	R53 = 15 k Ω - 0,5 W
D2	= diodo zener da 18 V - 500 mW - tipo ZL18	R54 = 2,7 k Ω - 0,5 W
D3-D6	= quattro diodi motorola - tipo MDA 942A1	C30 = 0,1 μ F
D7-D10	= quattro diodi motorola - tipo MDA 942A1	C31-C33 = 0,002 μ F
T1	= trasformatore di alimenta- zione da circa 15 VA: pri- mario adatto alla tensione alternata di rete disponi- bile, e due secondari di cui uno da 18 V, con 0,35 A, ed uno da 6,3 V, con 0,7 A	C34 = 0,1 μ F
FS1	= fusibile da 200 mA	C35 = 500 pF
S17	= doppio deviatore a leva	VR9 = potenziometro di taratura miniaturizzato da 50 k Ω
Sezione Grancassa		TR10-TR12 = BC109
R7	= 4,7 k Ω - 0,5 W	Sezione Timpano
R8	= 1 M Ω - 0,5 W	R55-R56 = 4,7 k Ω - 0,5 W
R9	= 2,7 k Ω - 0,5 W	R57 = 3,3 k Ω - 0,5 W
R10	= 82 k Ω - 0,5 W	R58 = 1 k Ω - 0,5 W
R11	= 2,2 k Ω - 0,5 W	R59 = 120 k Ω - 0,5 W
R12	= 2,7 k Ω - 0,5 W	R60 = 100 k Ω - 0,5 W
R13	= 56 k Ω - 0,5 W	R61 = 12 k Ω - 0,5 W
R14	= 56 k Ω - 0,5 W	R62 = 120 k Ω - 0,5 W
R15	= 1,2 M Ω - 0,5 W	R63 = 2,2 k Ω - 0,5 W
R16	= 100 Ω - 0,5 W	R64 = 3,9 k Ω - 0,5 W
R17	= 68 k Ω - 0,5 W	R65 = 15 k Ω - 0,5 W
R18	= 10 k Ω - 0,5 W	C36 = 1 μ F - elettr. - 15 V
C9	= 0,1 μ F	C37 = 10 μ F - elettr. - 15 V
C10	= 0,02 μ F	C38 = 0,1 μ F
C11-C15	= 0,1 μ F	C39 = 0,0022 μ F
VR3	= potenziometro di taratura miniaturizzato da 5 k Ω	C40 = 0,022 μ F
VR4	= potenziometro di taratura miniaturizzato da 50 k Ω	C41 = 220 pF
		C42 = 1,5 μ F - elettrolitico
		C43 = 500 pF
		VR10 = potenziometro di taratura miniaturizzato da 100 k Ω
		TR13-TR14 = BC109
		D11 = 1N914
		D12 = Z1J
		L1 = induttanza con nucleo ferromagnetico, sostituibile con l'avvolgimento ad alta impedenza di un trasformatore di uscita miniaturizzato per circuiti a transistori

ELENCO DEI COMPONENTI

Sezione Tamburello

R66	= 3,3	kΩ - 0,5 W
R67	= 10	kΩ - 0,5 W
R68	= 470	kΩ - 0,5 W
R69	= 47	kΩ - 0,5 W
R70	= 10	kΩ - 0,5 W
R71	= 1,5	MΩ - 0,5 W
R72	= 680	Ω - 0,5 W
R73	= 120	kΩ - 0,5 W
R74	= 100	kΩ - 0,5 W
R75	= 120	kΩ - 0,5 W
R76-R77	= 10	kΩ - 0,5 W
R78	= 2,2	kΩ - 0,5 W
R79	= 1	MΩ - 0,5 W
R80	= 10	kΩ - 0,5 W
C44	= 2	μF - elettrolitico - 15 V
C45	= 8	μF - elettrolitico - 15 V
C46	= 0,1	μF
C47	= 0,05	μF
C48	= 1	μF - elettrolitico - 15 V
C49	= 0,05	μF
TR15-TR17	= BC109	
D13-D14	= 1N914	
D15	= Z1J	

Sezione produzione suono spazzola prolungato

R81	= 4,7	kΩ - 0,5 W
R82-R83	= 22	kΩ - 0,5 W
R84	= 1,2	MΩ - 0,5 W
R85	= 390	Ω - 0,5 W
R86	= 100	kΩ - 0,5 W
R87	= 68	kΩ - 0,5 W
R88	= 100	kΩ - 0,5 W
R89	= 10	kΩ - 0,5 W
R90	= 10	kΩ - 0,5 W
R91	= 2,2	kΩ - 0,5 W
R92	= 150	kΩ - 0,5 W
R93	= 82	kΩ - 0,5 W
C50	= 4	μF - elettrolitico - 15 V
C51	= 0,1	μF
C52	= 0,02	μF
C53	= 0,01	μF
C54	= 2,5	μF - elettr. - 15 V
C55	= 0,22	μF
TR18-TR20	= BC109	
D16	= 1N914	
D17	= Z1J	

Sezione produzione suono spazzola breve

R90	= 4,7	kΩ - 0,5 W
R95-R96	= 22	kΩ - 0,5 W
R97	= 1,2	MΩ - 0,5 W
R98	= 390	Ω - 0,5 W
R99	= 100	kΩ - 0,5 W
R100	= 68	kΩ - 0,5 W
R101	= 100	kΩ - 0,5 W
R102	= 10	kΩ - 0,5 W
R103	= 10	kΩ - 0,5 W
R104	= 2,2	kΩ - 0,5 W
R105	= 150	kΩ - 0,5 W
R106	= 82	kΩ - 0,5 W
C56	= 1	μF - elettrolitico - 15 V
C57	= 0,1	μF
C58	= 0,02	μF
C59	= 0,01	μF
C60	= 2,5	μF - elettrolitico - 15 V
C61	= 0,22	μF
TR21-TR23	= BC109	
D16	= 1N914	
D17	= Z1J	

Sezione miscelatore e preamplificatore

R107	= 4,7	kΩ - 0,5 W
R108-R112	= 2,2	kΩ - 0,5 W
R113	= 10	kΩ - 0,5 W
R114	= 2	MΩ - 0,5 W
R115	= 10	kΩ - 0,5 W
R116	= 2,2	kΩ - 0,5 W
C62-C66	= 0,01	μF
C67	= 0,05	μF
VR11-VR15	= potenziometri miniaturizzati di taratura da 2,5 MΩ	
TR24-TR29	= 2N3819	

Sezione amplificatore

R117	= 330	kΩ - 0,5 W
R118	= 39	kΩ - 0,5 W
R119	= 18	kΩ - 0,5 W
R120	= 150	kΩ - 0,5 W
R121	= 39	kΩ - 0,5 W
R122	= 3,3	kΩ - 0,5 W
R123	= 22	Ω - 0,5 W
R124	= 1	kΩ - 0,5 W
C68	= 0,1	μF
C69	= 0,002	μF
C70	= 500	μF - elettrolitico - 15 V
C71	= 0,1	μF
C72	= 50	μF - elettrolitico - 15 V
VR16	= 25	kΩ logaritmico a grafite
IC1	= PA263 (Jermyn)	
LS1	= altoparlante da 5 W, impedenza 8 Ω	

N.B. - Nell'elenco dei componenti, i numeri consecutivi separati da un trattino significano che tutti i componenti compresi tra tali numeri di identificazione sono identici tra loro.

Per i condensatori, quando il tipo non viene precisato, ciò significa che si può usare qualsiasi esemplare con dielettrico a carta, in poliestere, ecc., purché le dimensioni corrispondano alle esigenze, e la tensione di isolamento abbia un valore minimo di 150 V.

I collegamenti da punto a punto delle diverse basette devono essere eseguiti in osservanza allo schema che è stato fornito. In definitiva, tali connessioni sono limitate soltanto a quelle che uniscono i terminali dei circuiti integrati ai componenti esterni, come ad esempio i commutatori di controllo ed i generatori di suoni a percussione, e fanno capo infine alle strisce di rame del connettore multiplo, applicato lungo uno dei bordi della basetta di supporto.

Una volta che tutti i collegamenti siano stati eseguiti e verificati, occorre eseguire nel modo più appropriato le necessarie interruzioni lungo le strisce di rame. Infine, è bene controllare l'intero cablaggio in base agli schemi, ed assicurarsi che non si siano verificati cortocircuiti tra collegamenti adiacenti, che non esistano saldature fredde, o tracce di sostanze chimiche che possono dare adito a perdite, dispersioni, accoppiamenti indesiderati, ecc.

La figura 6 è un'altra fotografia che illustra l'intera apparecchiatura vista dal disotto, mettendo in evidenza la tecnica di sistemazione di alcuni componenti, tra cui l'amplificatore (collocato sul retro, di cui verrà pubblicata la descrizione nella seconda parte dell'articolo), il trasformatore T1, la capacità C7, ecc. Infine, la figura 7 illustra il pannello frontale del generatore, stabilendo come è consigliabile installare i diversi comandi che devono essere disponibili per l'utente, e precisamente l'interruttore «Stop» S1, il commutatore «Write» (S2), il pulsante «Stop/Run» (S3), il potenziometro per la regolazione del tempo base VR1, ed il commutatore «Reset» (azzeramento) S4, tutti uno sull'altro verso il lato sinistro del pannello. Al centro si osservano in alto la lampada spia LP1, al di sotto della quale è presente la pulsantiera che comprende i commutatori tra S13 ed S16, per la scelta del tempo di misura (da 4/4 a 9/8). Infine, sul lato verticale destro sono disponibili complessivamente otto commutatori, compresi tra S5 e S12, le cui funzioni sono precisate di fianco in lingua inglese. A tale riguardo precisiamo che la terminologia equivalente in lingua italiana è la seguente:

- «Bass drum» — Grancassa
- «High Bongo» — Bongo alto
- «Low Bongo» — Bongo basso
- «Blocks» — Blocchi di legno
- «Snare Drum» — Timpano
- «Cymbal» — Tamburello a molle

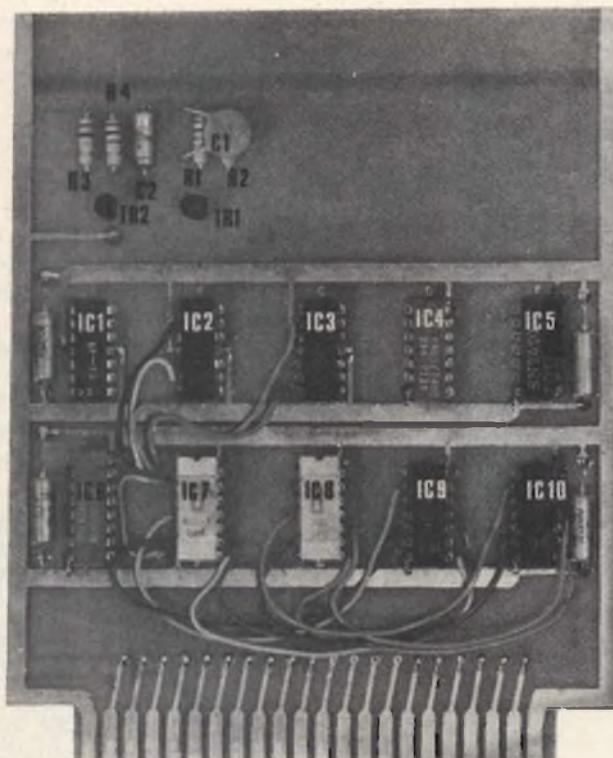


Fig. 5 - Fotografia della parte del generatore contenente il circuito per la produzione del tempo fondamentale, e le unità logiche. Si osservino i quattro condensatori da 0,01 μ F, che devono essere aggiunti per migliorare il disaccoppiamento.

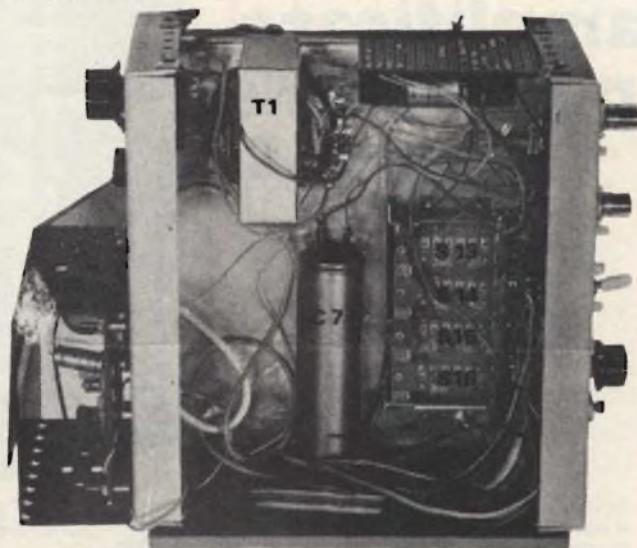


Fig. 6 - Il generatore di ritmi visto dal di sotto. La foto mette in evidenza la posizione di alcuni commutatori, del trasformatore di alimentazione e dell'amplificatore di potenza, installato sul retro.

«Long Brush» — Suono di spazzola prolungato

«Short Brush» — Suono di spazzola breve.

Per fornire un'idea ancora più realistica della tecnica costruttiva dell'apparecchio, almeno dal punto di vista estetico, la **figura 8** riproduce l'aspetto del generatore di ritmi visto con una altra angolazione, in modo da chiarire la struttura delle pareti laterali, provviste dei necessari fori di raffreddamento che vengono praticati per consentire un'adeguata circolazione dell'aria all'interno del dispositivo.

L'ALIMENTATORE

La sezione di alimentazione viene anch'essa realizzata su di una base di materiale «Veroboard», avente le dimensioni approssimative di mm 65 x 65, con distanza tra i fori di circa 3 mm. Lo schema elettrico è quello riprodotto alla **figura 9**, e consiste in un unico trasformatore di alimentazione, il cui primario è naturalmente adatto alla tensione alternata di rete disponibile.

Il suddetto trasformatore comporta due secondari, di cui uno fornisce una tensione di 18 V con una corrente di 350 mA, mentre l'altro fornisce una tensione alternata di 6,3 V con una corrente di 0,7 A.

Entrambi questi secondari vengo-

no seguiti da rettificatori a ponte, tramite i quali la tensione alternata viene rettificata, per essere poi filtrata da C7 e C8.

La tensione di valore maggiore viene stabilizzata mediante l'elemento di regolazione in serie TR3, la cui tensione di base viene mantenuta ad un livello costante, grazie alla presenza del diodo zener D2. Si ottiene così in uscita una tensione di 18 V continua, di valore molto stabile, grazie all'effetto di compensazione dovuto alle variazioni della resistenza tra collettore ed emettitore di TR3, in funzione dell'effetto di correzione dovuto appunto alle variazioni della polarizzazione di base.

La tensione di 6,3 V viene invece rettificata e filtrata separatamente, per essere poi stabilizzata dopo il resistore di caduta R5, ad opera del diodo zener D1. Risulta così possibile ottenere in uscita una tensione abbastanza stabile del valore di 4,7 V.

Una volta montata questa sezione, unitamente al trasformatore di alimentazione ed al grosso condensatore elettrolitico C7, essa viene installata sul retro dell'intera apparecchiatura. Dopo averne completato il cablaggio, non rimane che collegare l'intero dispositivo alla sorgente di tensione, allo scopo di verificare l'esattezza delle tensioni di uscita.

Giunti a questo punto, è opportuno praticare i fori necessari sul pan-

nello di controllo per l'applicazione di tutti i comandi e dell'indicatore. Le rispettive posizioni possono essere dedotte facilmente dalle fotografie.



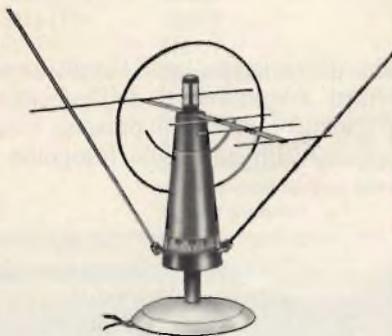
Fig. 7 - Il pannello frontale del generatore di ritmi contiene tutti i comandi necessari per consentire l'uso del dispositivo, e la regolazione del tempo fondamentale.

Antenne amplificate per interni

Stolla



Antenna interna VHF-UHF amplificata
4 elementi per UHF, dipolo per VHF
Guadagno VHF: 14 dB
Guadagno UHF: 15 dB
Impedenza: 60/75Ω
Alimentazione: 220 V
Codice: NA/0496-04



Antenna interna VHF-UHF amplificata
4 elementi con riflettore a cerchio per UHF, dipolo per VHF.
Guadagno VHF: 14 dB
Guadagno UHF: 15 dB
Impedenza: 60/75Ω
Alimentazione: 220 V
Codice: NA/0496-06



Antenna amplificata FM per interni
2 elementi orientabili
Frequenza: 87-108 MHz
Guadagno: 8 dB
Impedenza: 240-300Ω
Alimentazione: 220 V c.a.
Codice: NA/0496-08

in vendita presso le sedi GBC

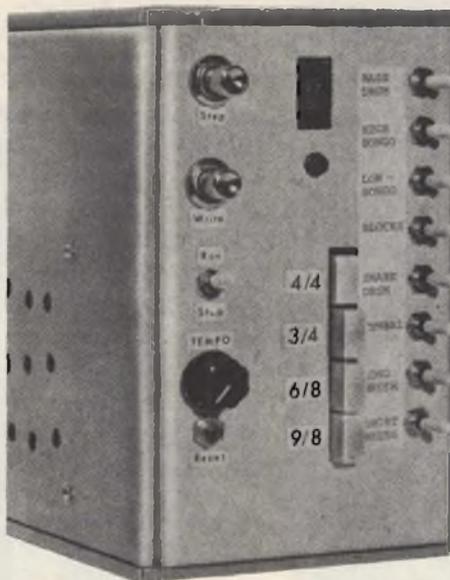


Fig. 8 - Altra veduta del generatore completo, ripresa in modo da mettere in evidenza i fori laterali necessari per il raffreddamento.

In seguito, la linea di alimentazione a 4,7 V può essere collegata al connettore multiplo della basetta recante le unità logiche, per poi procedere all'esecuzione delle connessioni che fanno capo ai commutatori presenti sul pannello di comando. Dopo aver eseguito queste operazioni è possibile procedere con un certo numero di prove di collaudo.

Innanzitutto, occorre mettere in funzione il circuito, applicando la tensione di alimentazione. Tenendo il commutatore S3 in posizione «Stop», premere il pulsante «Reset». L'indicatore «Minitron» deve presentare la

cifra 8. Si tratta di una semplice prova attraverso la quale è possibile stabilire che tutti e 7 i segmenti dell'indicatore funzionano correttamente.

Dopo aver liberato il commutatore a pulsante, l'indicatore deve invece ritornare sulla posizione 0.

In seguito, dopo aver portato il commutatore S3 sulla posizione «Run», l'indicatore «Minitron» deve passare continuamente da 0 a 7. Agendo opportunamente sul comando principale del «Tempo» è possibile rallentare questa successione di indicazioni, in modo da poter osservare direttamente la sostituzione progressiva delle cifre, una dopo l'altra.

Se tutte queste prove sono risultate soddisfacenti, si può considerare l'unità in buone condizioni di funzionamento. Esistono però altre prove che possono essere eseguite, che però impongono la disponibilità di altri strumenti, non accessibili a chiunque. Si tratta comunque di prove che non possono essere considerate realmente indispensabili.

Per dare modo ai Lettori di procurare tutto il materiale necessario per l'allestimento del dispositivo, senza dover necessariamente attendere la pubblicazione della seconda parte della descrizione, pubblichiamo in questa prima puntata l'elenco completo di tutti i componenti, e cioè anche di quelli necessari per il montaggio delle parti di prossima descrizione.

Nella seconda parte conclusiva di questo articolo, verranno forniti i dettagli teorici e realizzativi dei generatori degli strumenti a percussione, del miscelatore e dell'amplificatore.

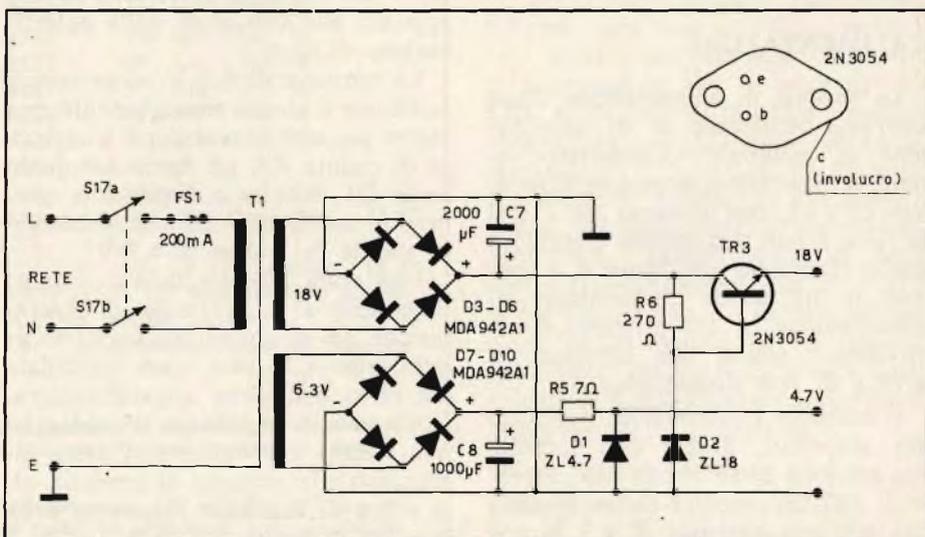


Fig. 9 - Schema completo della sezione di alimentazione, che fornisce le due tensioni continue (+4,7 e +18 V) necessarie per il funzionamento del generatore di ritmi.

Dispositivo d'emergenza per orologio elettronico

a cura di R. RANZANI

La rete che alimenta un orologio elettronico non dovrebbe mai venire a mancare; infatti basta l'interruzione di qualche secondo perché la lettura dell'ora divenga non solo approssimativa ma in alcuni modelli di orologi elettronici addirittura riportata a zero. Se l'orologio è munito di una suoneria di allarme ciò può causare degli spiacevoli ritardi per chi doveva svegliarsi prima.

In base a quanto sopra ci si può porre la domanda: quale è l'interesse di una realizzazione così attraente se l'elettronica può essere messa in condizioni di difetto in qualsiasi momento? La risposta è evidente: si tratta di un bel giocattolo che però non offre neppure la sicurezza delle buone sveglie meccaniche di un tempo.

Per fortuna vi sono dei rimedi per evitare questi inconvenienti.

L'articolo propone una soluzione per trasformare con poca spesa questo apparecchio in modo da aumentare l'affidabilità.

RIMEDI ALLE INTERRUZIONI DI RETE

Il dispositivo che permette di ovviare agli inconvenienti dovuti a interruzione della rete dovrà:

- 1) sostituire all'alimentazione normale una batteria di pile
- 2) fornire la frequenza di riferimento di 50 Hz necessaria al comando dei divisori del circuito integrato.

COMMUTAZIONE AUTOMATICA RETE, BATTERIA

Poiché l'orologio deve restare interamente elettronico, una commutazione a mezzo relè è stata esclusa. D'altronde la batteria non dovrà fornire nessuna corrente contemporanea al funzionamento a rete.

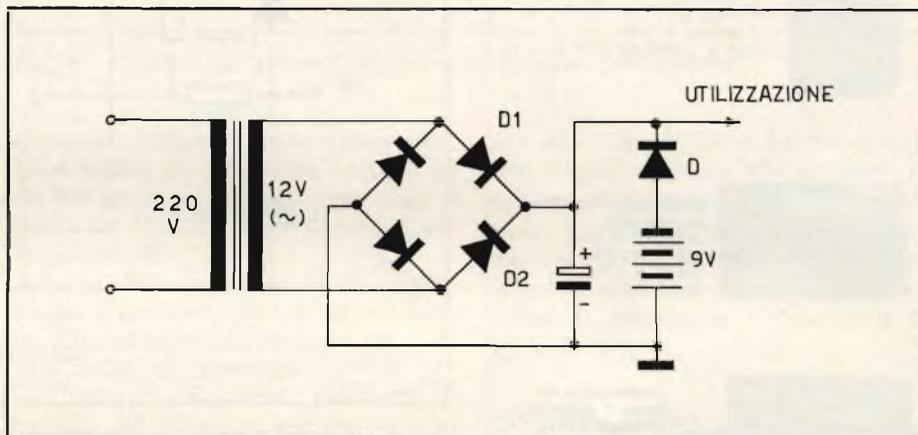


Fig. 1 - Commutazione automatica rete-batteria. Se è presente la tensione di rete, D è bloccato e la batteria non eroga corrente. Se manca la tensione di rete, D conduce e la batteria alimenta l'utilizzazione. La batteria non può alimentare il raddrizzatore a ponte perché D1 e D2 sono bloccati. Si può prevedere la sostituzione della batteria di pile con una batteria al nichel cadmio. La corrente di fuga di questa batteria sarebbe compensata da una modesta corrente di carico. Sarebbe sufficiente porre in parallelo al diodo D una resistenza regolabile.

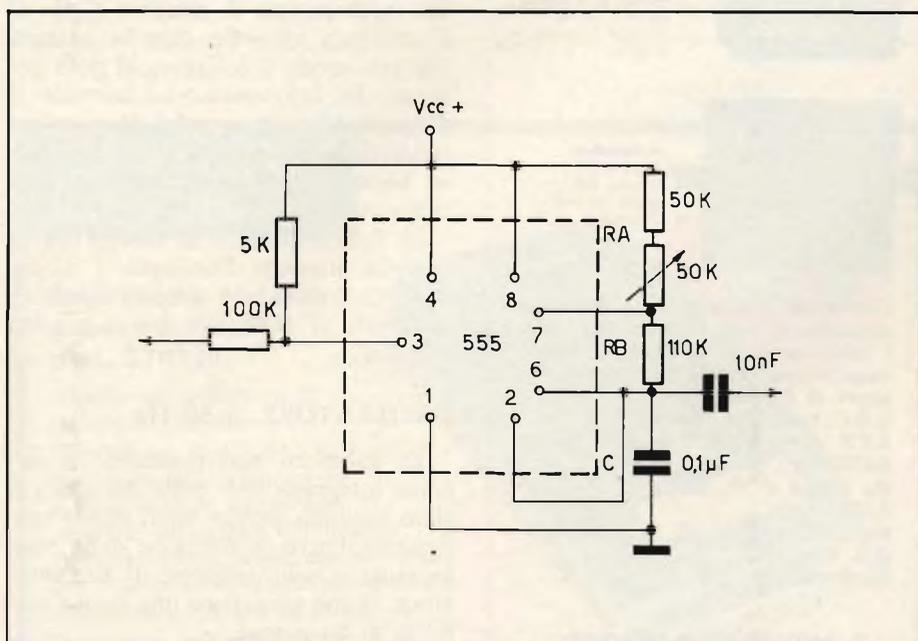


Fig. 2 - Circuito 555 montato come oscillatore sincronizzato dalla rete a 50 Hz. In assenza di tensione di rete l'oscillatore funziona alla frequenza di 50 Hz. La regolazione di frequenza avviene a mezzo del trimmer Cermet di 50 kΩ.

AR ARTIGIANATO ROMANO

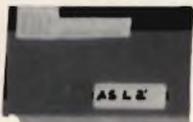
Costruzioni Elettroniche

VIA G. PRATI, 9 TEL. 06/5891673
costruisce tutti i prodotti con marchio

AR electronic



Centralino 40 \pm 90 MHz
Entrate n. 5
2 x Banda V
1 x Banda IV
1 x Banda III
1 x Banda I - II
Uscita n. 1 316 mV (110 dB μ V)



Amplificatore Separatore di Linea ASL2
Entrate: n. 1 Freq. 600 \pm 900 MHz
Uscita: n. 2 Vu max 300 mV



Amplificatore A4 Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq. 600 \pm 900 MHz
Entrata n. 1 miscel. banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif. Z di 40 dB



Amplificatore A3 Banda V miscelato
Entrata n. 1 Freq. 600 x 900 MHz
Entrata n. 1 miscel. Banda I - III - IV
Uscita n. 1 Amplif. \leq 30 dB



Alimentatore Az 75 M/ST
Entrata: 220 V~
Uscita: 15 Vcc Stabilizz.

Convertitori, miscelatori, demiscelatori separatori di linea, filtri, antenne, cavi. I nostri prodotti sono presso tutti i migliori rivenditori, ne elenchiamo alcuni di Roma:
G.B.C. nelle due filiali
R.E.R. S.r.l. P.zza I Nieveo, 32/36
RIEME S.r.l.
Via Conca d'Oro, 86
GAMA S.r.l.
Via Casilina, 1240/42
G.B. Elettronica,
Via Prenestina, 248

**IL MIGLIORE RAPPORTO
QUALITÀ PREZZO**

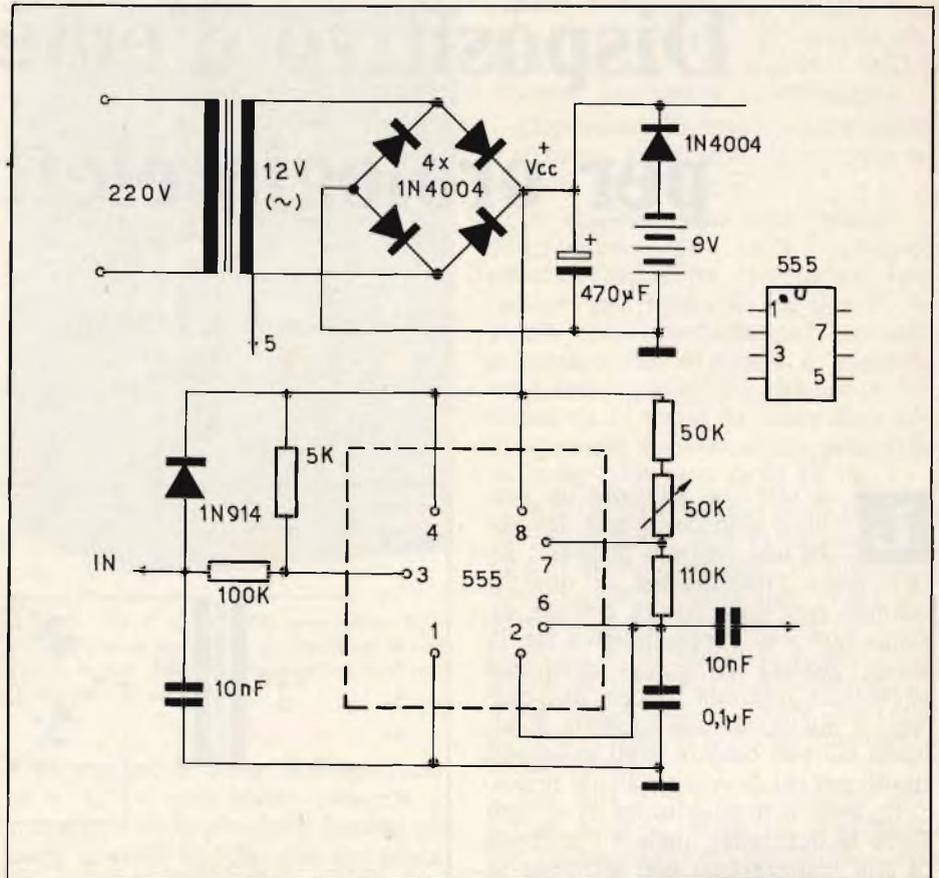


Fig. 3 - Schema generale del dispositivo di emergenza. Il 555 oscilla in permanenza a 50 Hz sia che la rete sia presente o meno. Il pilotaggio è unicamente effettuato a mezzo dell'uscita 3 dal 555.

Lo schema della figura 1 soddisfa a queste condizioni.

La batteria di emergenza ha una f.e.m. inferiore alla tensione fornita dal raddrizzatore di rete; un diodo D è collegato in serie con la batteria e il suo anodo è collegato al polo positivo. In funzionamento normale il diodo è bloccato perchè la tensione raddrizzata è superiore alla f.e.m. della batteria; perciò la batteria non eroga corrente.

In funzionamento di emergenza la batteria alimenta l'orologio, i dispositivi di lettura e i circuiti associati, attraverso il diodo che lascia passare corrente.

OSCILLATORE A 50 Hz

Le soluzioni non mancano. Il circuito integrato 555 della Signetics è stato adottato perchè sono molto modeste le derive in funzione della temperatura e della tensione di alimentazione, il che garantisce una buona stabilità di frequenza.

D'altronde la sincronizzazione del 555 sulla frequenza di rete è molto facile.

L'oscillatore è funzionante anche in presenza della rete, dato che è necessario sincronizzarlo.

Occorre notare che il pilotaggio a 50 Hz del circuito integrato è sempre effettuato al terminale 3 sia in presenza sia in assenza della rete.

Questa soluzione è stata adottata per evitare una commutazione di pilotaggio, sia dalla rete sia dal 555. La sincronizzazione del 555 dalla rete si è rivelata molto semplice ed efficace.

Funzionamento dell'oscillatore a 50 Hz

Il 555, la cui struttura interna è abbastanza complessa, si richiama essenzialmente ad un comparatore ad alta impedenza d'entrata riferita a $2/3 V_{cc}$ grazie a 3 resistenze di uguale valore e ad un flip-flop.

All'inizio il condensatore C si scarica; si ricarica progressivamente attraverso RA ed RB. Quando la tensione ai morsetti di questo condensatore raggiunge $2/3 V_{cc}$ il flip flop cambia di stato. Il condensatore si scarica allora attraverso RB. Quando la tensione raggiunge $1/3 V_{cc}$ il ciclo ricomincia.

$$F = \frac{1,44}{(RA + 2RB) C}$$

e il tasso di ciclo da

$$D = \frac{RA}{RA + 2RB}$$

La sincronizzazione dell'oscillatore sulla frequenza di rete è ottenuta iniettando il 50 Hz al punto caldo del condensatore C attraverso un condensatore di 10 μ F.

La frequenza libera dell'oscillatore è regolata più vicino possibile a 50 Hz così che il segnale di sincronizzazione obblighi il flip-flop a commutare esattamente alla frequenza di rete.

Il segnale di uscita, che è rettangolare, è recuperato sull'uscita 3 caricata da una resistenza da 5 k Ω collegata sia al + sia al - Vcc in base alla polarità auspicata per questo segnale.

Il segnale rettangolare a 50 Hz è collegato attraverso una resistenza da 100 k Ω all'entrata 50 Hz del circuito integrato di orologeria.

Quando manca la rete il 555 è alimentato dalla batteria, e oscilla sulla sua frequenza libera regolata a 50 Hz.

STABILITA' DELL'OSCILLATORE IN REGIME LIBERO

Questa stabilità è funzione del coefficiente di temperatura delle resistenze RA, RB e del condensatore C. Per le resistenze si sceglieranno delle resistenze a strato a modesto coefficiente di temperatura: per esempio le resistenze a strato di ossido di stagno SOV-COR modello NY5, il cui coefficiente di temperatura è di 0,005% per $^{\circ}$ C. Il condensatore da 0,1 μ F sarà scelto in una gamma a grande stabilità. I condensatori a dielettrico di mica sono i migliori, ma il loro prezzo è elevato. Una buona soluzione consiste nell'utilizzare due condensatori ceramici collegati in parallelo e aventi dei coefficienti di temperatura di segno contrario.

Con lo stesso criterio si possono montare in parallelo due condensatori da 0,05 μ F, uno in policarbonato, l'altro in polistirene. Si ottiene così una buona compensazione della deriva.

REGOLAZIONE DELLA FREQUENZA

L'adattamento della frequenza a 50 Hz non può essere facilmente ottenuta a meno che non si utilizzi un

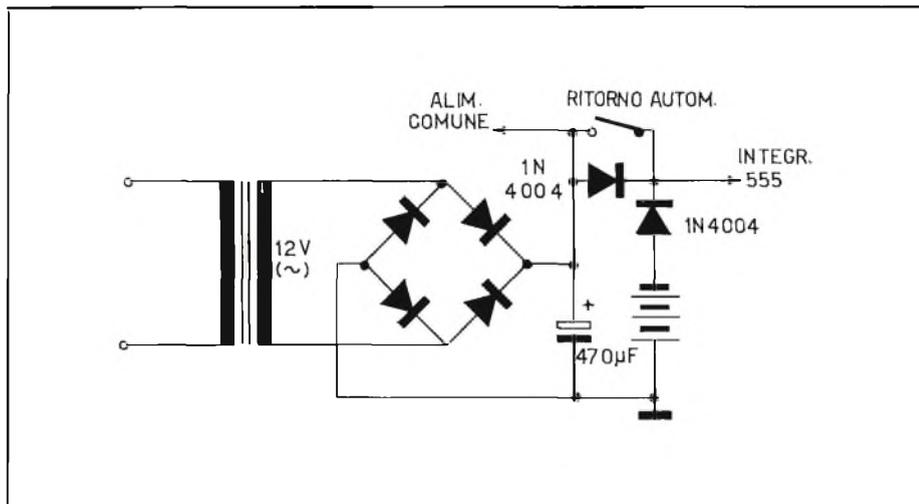


Fig. 4 - Circuito che permette di ridurre il consumo della batteria.

elemento variabile progressivamente. Un trimmer in cermet con 15 spire da 50 k Ω in serie con una resistenza a strato da 50 k Ω sarà utilizzato come resistenza RB.

Se si dispone di un oscilloscopio, questa regolazione non presenta alcuna difficoltà (la frequenza di rete servirà come riferimento).

Altrimenti occorrerà utilizzare il metodo del conteggio con cronometro e armarsi di pazienza.

Il ritocco finale sarà effettuato solamente quando l'orologio completo messo nella sua custodia avrà funzionato per alcune ore.

Non bisogna dimenticare di staccare la rete per effettuare questa regolazione in modo che l'oscillatore sia in regime libero. I segnali orari dell'orologio parlante sono molto utili

per un'ultima verifica. La batteria ha una f.e.m. inferiore alla tensione di alimentazione normale, le letture saranno quindi un poco meno luminose ma ciò non costituisce un inconveniente. Lo schema generale del dispositivo di emergenza è dato dalla figura 3.

OSSERVAZIONI

La ditta americana EXAR Integrated Systems ha realizzato su un chip MOS un circuito integrato destinato alla fabbricazione di orologi elettronici a basso costo.

Si è ottenuta una economia sul costo dei componenti impiegando un oscillatore RC integrato sul chip al posto del tradizionale quarzo. La rea-

ELBEX

Registratore portatile a cassette "ELBEX" mod. CT-1030

Potenza di uscita: 1 W
Impedenza: 8 ohm
Velocità del nastro 4,75 cm/sec
Due piste mono, microfono a condensatore incorporato, controllo automatico del livello di registrazione, presa per microfono con telecomando, auricolare ausiliario.
Alimentazione a pile o a rete.
Dimensioni mm.: 245 x 135 x 70
ZG/3176-20



L. 33.500 IVA compresa

lizzazione della frequenza 3268 Hz si è ottenuta per lavorazione al laser del condensatore d'accordo. La stabilità è meno buona di quella di un oscillatore a quarzo.

Ma la deriva resta sempre inferiore a 1 minuto al mese, il che è molto positivo per un oscillatore del tipo RC su una frequenza bassa come 50 Hz la deriva dovrebbe essere evidentemente molto più elevata.

Il dispositivo di emergenza va in funzione solo in caso di mancanza della tensione di rete (generalmente di breve durata), perciò la deriva dell'oscillatore RC in regime libero avrà un'influenza quasi trascurabile sulla validità dell'ora indicata.

PERFEZIONAMENTI POSSIBILI

Economizzatore di batteria

La vita della batteria può essere considerevolmente prolungata con l'aggiunta di un diodo e di un interrutto-

re a ritorno automatico. Lo schema della figura 4 riguarda la parte alimentazione dell'orologio.

Il circuito batteria e il suo diodo serie sono separati dal raddrizzatore da un diodo che conduce quando la tensione di rete è presente. Il punto comune dell'alimentazione dei transistori di interfaccia degli indicatori di lettura è collegata all'uscita dei raddrizzatori di rete. Il circuito integrato dell'orologio e il 555 sono alimentati con polarità positiva dopo il diodo di separazione.

In caso di interruzione della tensione di rete gli indicatori di lettura non sono più alimentati perché il diodo di separazione è bloccato in quel momento.

Invece il circuito di orologeria e l'oscillatore sono alimentati a batteria e continuano a funzionare normalmente.

Se tuttavia si desidera leggere l'ora durante una interruzione prolungata

della tensione di rete, sarà sufficiente porre in corto circuito il diodo separatore a mezzo di un pulsante a ritorno automatico.

L'economia realizzata sul consumo della batteria supera l'80%.

Pilotaggio su 32768 Hz

Il 555 utilizzato su questa frequenza sarà molto più stabile che su 50 Hz. Il condensatore d'accordo C potrà essere variabile e di stabilità molto elevata. Vi sono dei circuiti integrati divisori, a buon prezzo, che permettono di far uscire 1 Hz.

Un moltiplicatore per 50 formerà il segnale pilota, necessario ai circuiti integrati dell'orologeria normalmente pilotati dalla rete. Si potrà verificare se questa soluzione risulti migliore del pilotaggio della rete.

CARICABATTERIE TEREL



Questi caricabatterie sono concepiti per il funzionamento continuo in officine, garage, stazioni di servizio. Per merito della semplicità d'uso possono però essere impiegati da chiunque abbia un'autovettura o un apparecchio funzionante con batterie da 6 V oppure 12 V.

DATI TECNICI

Alimentazione: 220 V c.a.
Tensioni di uscita: 6-12 V c.c.
Corrente di uscita: 1,5 A a 6 V
3 A a 12 V
Segnalatore luminoso dello stato di carica della batteria.
Codice: HT/4315-00

DATI TECNICI

Amperometro incorporato
Alimentazione: 220 V c.a.
Tensioni di uscita: 6-12 V c.c.
Corrente di uscita: 1,5 A a 6 V
3 A a 12 V
Segnalatore luminoso dello stato di carica della batteria
Codice: HT/4315-10

distribuiti dalla GBC

I sibili sul nastro: cause e rimedi

Oltre alla RAI, innumerevoli Stazioni Libere, e persino la Radio Vaticana irradiano ottimi programmi. Notando la raffinata qualità tecnica di queste emissioni, a molti è nato il desiderio di registrare i brani. Gran parte di questi tentativi però, sono andati in frustrazione, poiché sia lo stereo ridotto in «mono» che la traslazione stereo-stereo ha dato risultati assai catastrofici. I nastri hanno riportato più che altro sibili, miagolii, strane vibrazioni e poca musica. Perché? Come si può evitar di viziare in tal modo le incisioni? Ve lo spieghiamo qui.

di G. BORTONE

Da quando il sistema FM-Multiplex-Stereo si è affacciato sulla scena della radiofonia, innumerevoli appassionati di musica, presi dalla ricca dinamica, dalla qualità espressiva che il metodo consente, si sono muniti di un decoder ed hanno iniziato una «caccia» alle emissioni bicanali, passando anche ore all'ascolto di musica eccezionalmente ben espressa, davvero fedele all'origine.

Sin qui, tutto bene.

Le delusioni, per i musicofili, sono iniziate allorché dall'ascolto diretto si è tentata l'incisione dei programmi.

Anche impiegando registratori molto buoni, i nastri o le cassette si sono rivelati fischianti, distorti, pieni di ronzii, per cause apparentemente inspiegabili. Gli amatori hanno controllato le impedenze di raccordo, le schermature, i sistemi, senza rilevare proprio nulla di anormale. Hanno addirittura **ascoltato** con la cuffia monitor ciò che veniva inciso, ed ancora nulla di insolito.

Come nascevano, da dove venivano allora, quei maledetti rumori? Vi è chi ha portato a revisionare il suo «stereo deck», chi ha chiamato inutilmente tecnici del servizio, chi ha preso tremende arrabbiate non potendo registrare un raro pezzo di folk o di jazz. Malgrado ogni sforzo, però, la questione è rimasta piena di mistero.

Spieghiamo l'«arcano». Come è noto, sebbene non valutato a sufficienza, una stazione che trasmetta in stereo-FM irradia una «sottoportante» del valore di 19 kHz che serve per la sincronizzazione e la ricostruzione del messaggio nel decoder. Questo segnale, è abbastanza «alto» per non essere udito dall'orecchio, infatti ricade alla soglia dell'ultrasuono.

Anche se non lo si può ascoltare, però, **esiste**.

Se si cerca di ricavare un nastro «mono» da un programma stereo (non sembri un controsenso, perché tali emissioni hanno usualmente una banda assai più larga

del normale ed invogliano) il segnale a 19 kHz è amplificato e genera armoniche nei circuiti del registratore, che sovente hanno una risposta molto più grande dei classici 20 kHz a -3 dB; così «batte» con l'oscillatore di polarizzazione, producendo altri segnali dalla frequenza più bassa; di qui, squilli, ronzii, sibili e vibrazioni.

In più, le armoniche del segnale a 19 kHz, essendo amplificate, possono cambiare le condizioni di lavoro delle testine, con la conseguente immancabile distorsione.

Ciò risulta senza possibilità di equivoco da una semplice prova; se si registra un segnale «mono» HI-FI che sia a larga banda e stabile, ed il nastro risulta buono, mentre il medesimo divenga pessimo non appena sopravviene lo stereo (determinati programmi sono misti) è chiaro che la portante inaudibile «ingarbuglia» l'incisione. Cosa si può fare per la cancellazione del disturbo?

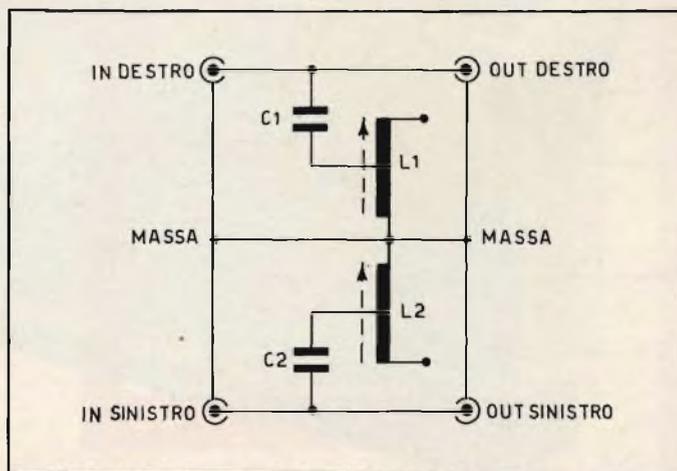


Fig. 1 - Filtro L/C per 19 kHz.

Ovviamente, si può far uso di uno «Stereo Tuner» ben «trappolato», che sopprima la componente ultrasonica, come lo sono diversi sistemi IC recentemente progettati.

Ma chi ha un sintonizzatore costruito alcuni anni addietro e lo ha pagato cifre degne di tutta la considerazione deve forse buttarlo via, perché non serve ad incidere?

Beh no, vi è una soluzione che in parte è un ripiego, ma nella maggioranza dei casi risulta più che accettabile. Si tratta di un filtro che attenua la frequenza di 19 kHz per un valore molto importante, diciamo da 26-28 dB in poi.

Non è tutto, però: ove si registri in stereo, diversi decoder **duplicano** la sottoportante a 19 kHz portandola a 38 kHz e **amplificano**, se non bastasse! Quindi, se non è previsto un filtro specifico ed assai efficiente, le registrazioni sono semplicemente impossibili.

Tratteremo qui, allora, oltre al filtro per 19 kHz, anche un similare per 38 kHz.

Premettiamo subito una nota importante; i nostri filtri,

non essendo del tipo «attivo» (ma anche in questo caso si sarebbero incontrati problemi) bensì semplici ed economici, attenuano **gradualmente** la banda. Ossia, non solo risulta cancellato il segnale alla soglia dell'ultrasuono o ultrasonico, ma emerge anche una attenuazione di una certa importanza sui timbri più acuti dell'audio; questi però possono essere compensati mediante i controlli opportuni.

Osserviamo il filtro più semplice: figura 1.

Si tratta di un semplice accordo L/C (a induttanza-capacità) del tipo «serie». Così come è rappresentato, l'assieme è «stereo» ovvero funzionante sul canale destro e sinistro, ma volendo può servire solamente per il «mono» se si incide su di una pista sola il programma «multiplex». Ovviamente in tal caso una delle due sezioni sarà esclusa.

Come si vede nella figura 2, l'assieme è assai efficiente, assicurando una attenuazione minima di -26 dB per il segnale da cancellare.

Ora, il lettore non tema che noi suggeriamo l'autoav-

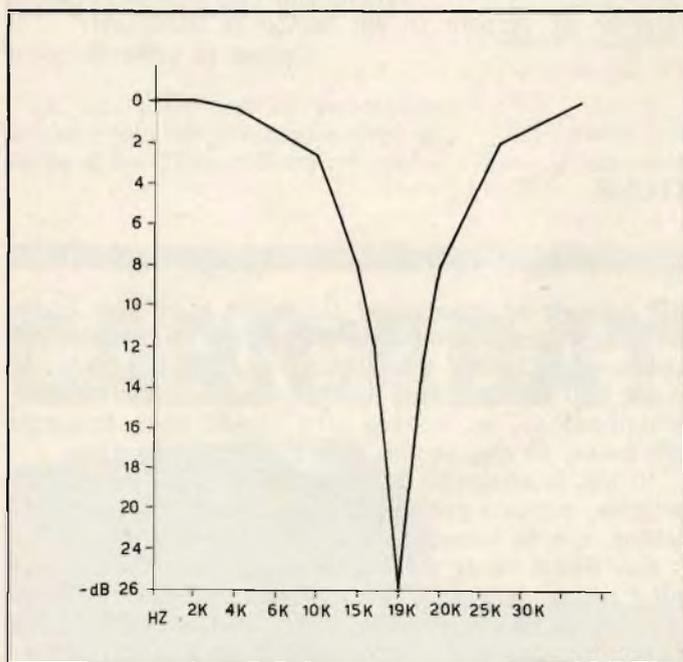


Fig. 2 - Responso di ciascun canale del filtro L/C.

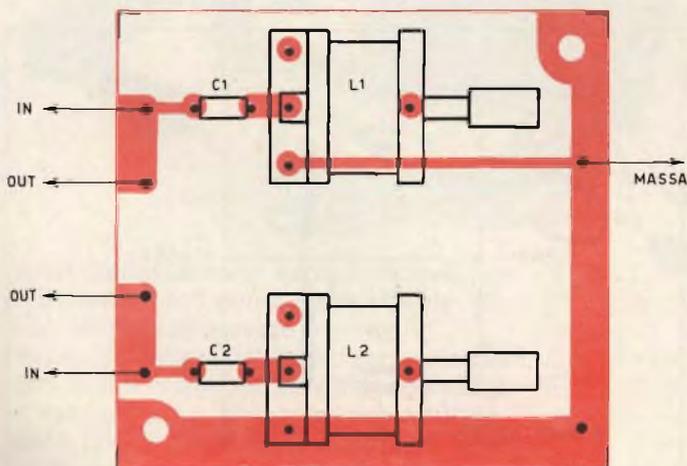


Fig. 3 - Montaggio del filtro L/C di figura 1.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIG. 1

- C1 : condensatore ceramico da 470 pF, oppure 560 pF
- C2 : eguale al C1
- L1 : bobina di correzione per TV dall'induttanza variabile tra 10 mH e 20 mH, o valori analoghi. Qualsiasi marca e modello
- L2 : eguale alla L1

ELENCO COMPONENTI DI FIGURA 4

Filtro per 19 kHz

- C1 : condensatore ceramico, o meglio a mica argentata, da 91 pF/5%
- C2 : eguale al C1
- C3 : condensatore ceramico o a mica argentata da 150 pF/5%
- R1 : resistore da 27.000 Ω , 1/4 W, 5% o meglio 2%
- R2 : resistore da 47.000 Ω , 1/4 W, 5% o meglio 2%
- R3 : eguale ad R2
- R4 : eguale ad R1
- R5 : eguale ad R2
- R6 : eguale ad R2
- C4 : eguale al C3
- C5 : eguale al C1
- C6 : eguale al C1

Filtro per 38 kHz

- C1 : condensatore ceramico, o meglio a mica argentata da 180 pF/5%
- C2 : eguale al C1
- C3 : condensatore ceramico, o meglio a mica argentata da 300 pF/5%
- C4 : eguale al C3
- C5 : eguale al C1
- C6 : eguale al C1
- R1 : resistore da 27.000 Ω , 1/4 W, 5%
- R2 : resistore da 47.000 Ω , 1/4 W, 5%
- R3 : eguale ad R2
- R4 : eguale ad R1
- R5 : eguale ad R2
- R6 : eguale ad R2

volgimento delle bobine da impiegare, con una serie di mostruose complicazioni; L1 ed L2 sono normali bobine «di correzione» per ricevitori in bianco e nero, impiegate per metà. Ovvero con C1 e C2 connessi al centro ed un termine lasciato libero. A loro volta, i condensatori non sono di modello particolare, ma normali ceramici da 470 oppure 560 pF ed il tutto è portato in risonanza grazie ai nuclei ferromagnetici avvitati nei supporti plastici.

Nella figura 3, per chi è meno esperto nell'escogitare soluzioni pratiche, riportiamo una basetta stampata che può servire allo scopo. E per la taratura? Molto semplice, si può collegare ad uno dei due canali (all'ingresso) un generatore audio qualunque, per esempio un Amtron UK 437, che molti appassionati di audio possiedono, ed all'uscita un tester genere ICE 680/R, regolato per 2 V, tensione alternata.

Se appena acceso il generatore, il tester batte a fondo scala, ovviamente si ridurrà l'ampiezza, ed una volta ottenuto un equilibrio possibile, si regolerà la frequenza per 19 kHz esatti.

Ciò fatto di ruoterà il nucleo della bobina interessata sino ad ottenere la **minima lettura**. Se si giunge allo zero perché il «Q» della trappola è molto buono, si aumenterà l'ampiezza del segnale erogato e si procederà ad una regolazione finissima.

La medesima serie di operazioni sarà compiuta per il canale destro, se si è regolato il sinistro, o viceversa.

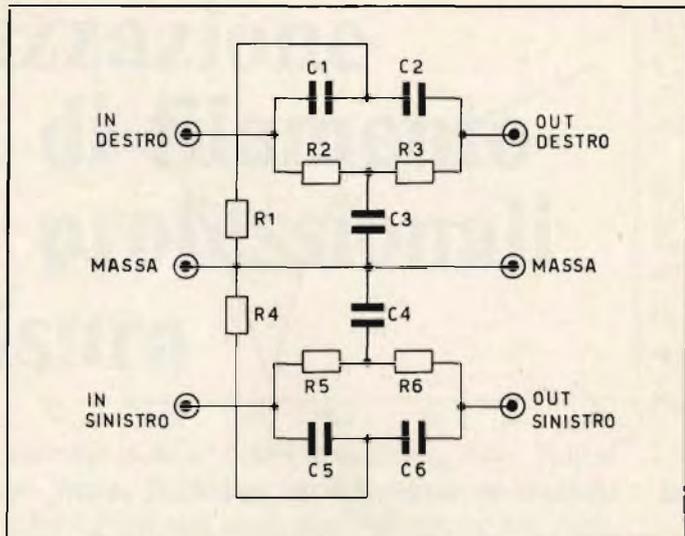


Fig. 4 - Filtro R/C per 19 o 38 kHz.

E se il generatore non è disponibile? Ecco una domanda che pone un problema concreto.

In tal caso, si potrà utilizzare un filtro «autotarato». Ovvero dalle costanti che si autoregolino per attenuare il segnale a 19 kHz.

Radio Portatile Paris con te dove vuoi

**Paris, usata in gita,
in macchina o in casa
non si sente mai in difficoltà
Le sue prestazioni la rendono
veramente versatile.**

Caratteristiche

Gamme d'onda: OL, OM, FM
Potenza di uscita: 600 mW
Comando a tasti per tono,
interruttore, cambio di gamma
e fono.
Antenna in ferrite per OL-OM
Antenna telescopica per FM
Prese esterne per registratore,
altoparlante supplementare
e antenna per autoradio.
Alimentazione: a pile o rete.
Mobile in materiale antiurto.
Dimensioni: 280x160x70
Codice: ZD/0742-00



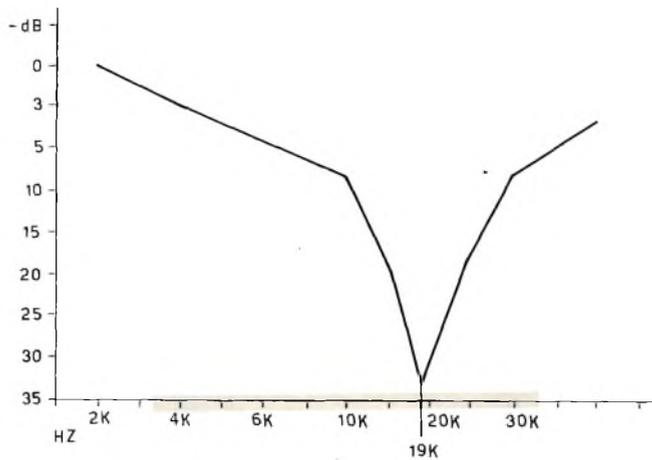


Fig. 5 - Risposta di ciascun canale del filtro R/C a 19 kHz.

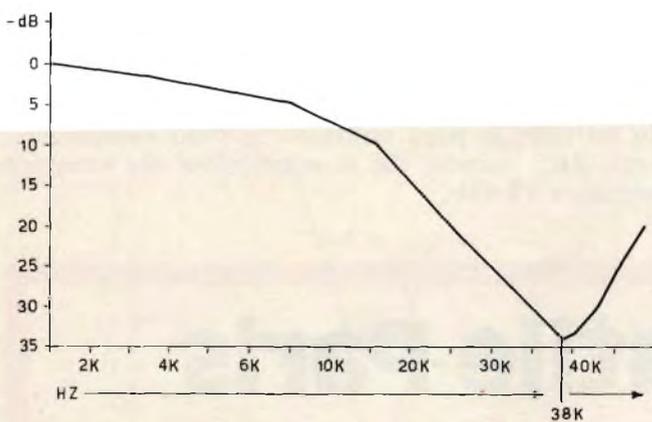


Fig. 6 - Montaggio del filtro R/C per 19 o 38 kHz.

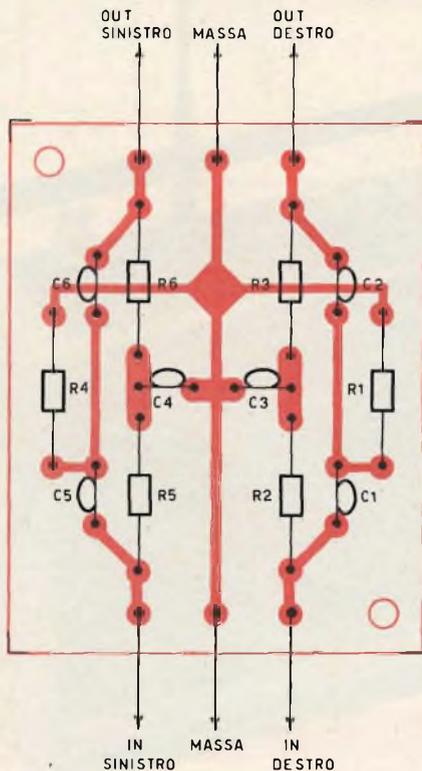


Fig. 7 - Risposta di ciascun canale del filtro R/C a 38 kHz.

Un sistema del genere non può essere altro che R/C, ovvero a resistenze e condensatori, e per la massima efficienza, allora, è meglio impiegare un «doppio T». Tale dispositivo è mostrato nella figura 4; sempre nella versione bicanale, ma se ne interessa uno solo, come sempre si escluderà un ramo del circuito. Ci sembra poco utile ora, diffonderci nella trattazione del funzionamento di un sistema del genere; diremo solo, brevemente, che grazie alla reattanza capacitiva degli elementi in gioco, il tutto impedisce ad un dato segnale di «passare», nel nostro caso la dannata sottoportante, ed attenua i valori ad esso vicini, come si vede nella figura 5.

Il sacrificio nel guadagno alle frequenze alte emerge da questo grafico, però, come abbiamo detto, è possibile compensarlo... e in definitiva è certo meglio registrare ciò che interessa con gli acuti un pochino meno squillanti che non poter incidere!

Se, infine, il disturbo viene principalmente dalla seconda armonica del segnale a 10 kHz, cioè a 38 kHz si può utilizzare lo stesso schema di figura 4, ma impiegando componenti di diverso valore (vedi elenco). Anche questo è autoaccordato se i resistori hanno una tolleranza massima del 5% o migliore, ed altrettanto per le capacità in gioco.

Nella figura 6 si vede una basetta stampata che può servire per l'assemblaggio del circuito di figura 4.

A proposito di note costruttive, sia che si scelga il filtro L/C (meno critico, a nostro parere) che uno di quelli R/C, il tutto deve essere accuratamente schermato, e funziona meglio se è connesso tra due impedenze piuttosto alte.

Quindi, la basetta preparata secondo i nostri disegni, o eventualmente riprogettata con tracce diverse che rispecchino i medesimi circuiti elettrici, deve essere racchiusa in una scatoletta in lamiera d'alluminio.

Per il montaggio si impiegheranno i distanziali consueti. Ovviamente l'impiego della scatola non è tutto; anche gli ingressi e le uscite devono risultare schermati. Per altro, lavorando nell'audio, non servono attacchi troppo «fini» e costosi, genere BNC, ma semplici jacks coassiali isolati in bachelite dal basso prezzo.

Tali prese, sono reperibili anche poste in coppia su di una basetta isolante (ottima cosa per la funzione stereo).

Ci sembra tempo di concludere, ed allora diremo che questi filtri, in particolare i tipi R/C, hanno un costo estremamente ridotto e possono essere realizzati con grandissima facilità, ragion per cui, anche se «minacciano» di attenuare un troppo gli «alti», vale la pena di costruirli almeno per la valutazione, se risulta impossibile effettuare la registrazione di emissioni stereofoniche, come è regola impiegando sintonizzatori non molto aggiornati.

Si deve infatti rammentare, che gli incisori a cassetta di qualità anche abbastanza buona, hanno una risposta che «cade» nettamente, oltre a 14.000 Hz a causa delle medesime caratteristiche del nastro: per esempio la cassetta Ampex 390 C-90 a 13600 Hz è già «sotto» di -6 dB rispetto al livello zero (flat). L'Ampex 370 C-60 inizia un pronunciato «roll-off» a 12500 Hz. L'Agfa Super 120 a 13.000 Hz; la Scotch Dynarange C-90 «taglia» sopra a 15.000 Hz di qualcosa come -8 dB, la PYRAL C-90 addirittura inizia ad attenuare verso i 10.000 Hz, ed a 11.000 Hz ha una risposta ridotta di -6 dB.

Non a caso abbiamo scelto degli esempi illustri, anzi proprio tra il meglio disponibile sul mercato, intendendo dimostrare, che il filtro attenua ciò che... non si potrebbe udire in nessun modo!

La stabilizzazione delle tensioni di filamento negli apparati professionali di misura

Nei laboratori che impiegano strumentazioni «serie» o addirittura sofisticate, non manca mai il «dinosaurio». L'apparecchio a tubi, che resta in linea perché offre prestazioni ancora valide. Non di rado però i dinosauri sono afflitti dai mali dell'età, primo tra tutti, lo stabilizzatore delle tensioni di filamento a riempimento gassoso rotto, e non rintracciabile tra i ricambi.

Esponiamo qui un sistema di stabilizzazione che evita ogni tubo a vuoto, e che può essere impiegato per riabilitare prontamente gli apparecchi messi da parte nell'attesa di reperire un improbabile, bizzarro bulbo ...

di Ermenegildo RAMAZZOTTI

Degli oscilloscopi a tubi migliori, progettati una decina d'anni addietro, i preamplificatori orizzontali e verticali erano equipaggiati logicamente con dei triodi, genere E83CC, 12AX7/7382, 6057 o simili, di stampo professionale.

Questi, ovviamente impiegavano uno stabilizzatore anodico, ma non solo; per mantenere perfettamente eguale il guadagno, quindi la calibrazione dei controlli, i detti triodi avevano un ulteriore sistema che stabilizzava la **tensione di filamento**, evitando che una fluttuazione sulla rete-luce potesse rendere imprecisa una valutazione, un dettaglio delle forme d'onda analizzate.

Citiamo, a mò d'esempio l'oscilloscopio Du Mont 304/HR, che certo i tecnici interessati all'audio, e con una certa carriera alle spalle, conoscono.

Analogamente, all'epoca, si prevedeva per gli oscillatori (sia RF che BF) di precisione, e soprattutto per gli amplificatori di corrente continua a tubi, diffusamente impiegati sulle apparecchiature più varie.

Ora, nei paesi più progrediti tecnicamente, le apparecchiature di laboratorio cambiano con impressionante frequenza adeguandosi al progresso; ma come tutti sanno, da queste parti l'idea di correre al portafoglio per investire nella ricerca è meno «facile», per cui anche in molti centri universitari, in tantissimi istituti e scuole si continuano ad impiegare strumenti che hanno tre o quattro lustri di onorato servizio.

Si usa definirli, non senza un certo affetto, «dinosauri» e chi presiede alla direzione tecnica, raccomanda di usarli con precauzione, perché, non si sa mai, se brucia il tubo «Ballast» che regola la tensione di filamento degli stadi critici, il complesso è da gettar via, perché il ricambio non si trova.

Peccato, perché oscilloscopi a parte, nella schiera sono compresi generatori di rumore bianco, voltmetri campione e bolometri per microonde che hanno quella costruzione «custom», robustissima, ultraprecisa, raffinatissima, che attualmente si ritrova solo negli apparecchi che costano molti milioni.

E' capitato proprio a noi di veder andare fuori uso un Ballast al ferro-idrogeno (modello K/3000, type G, Ilminster Somerset Great Britain) assolutamente introvabile, che equipaggiava il nostro misuratore SHF limitando la corrente di filamento del tubo CV5763, e ci siamo trovati nella triste condizione di scartare l'apparecchio, abbastanza prezioso, o di trovare un sostituto valido.

La Ditta Ilminster, sembra che non sia più operante; l'idea di buttar via il tutto non ci sorrideva di certo: in-

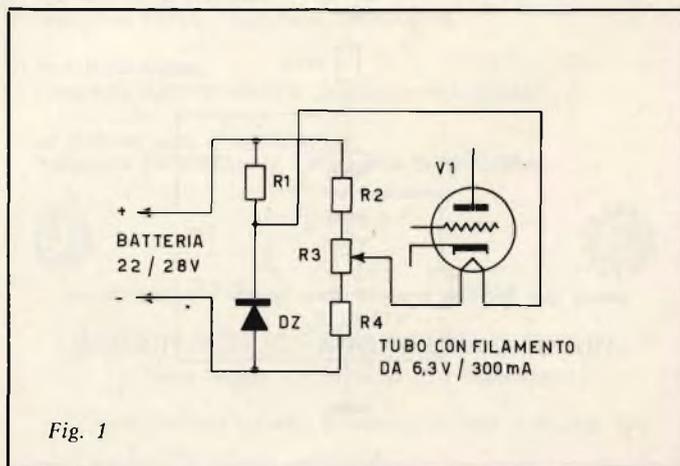


Fig. 1

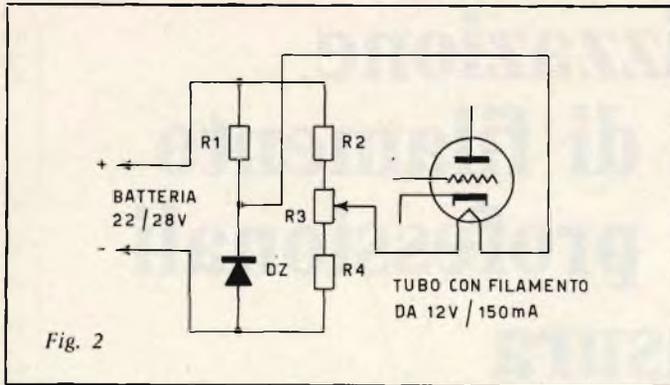


Fig. 2

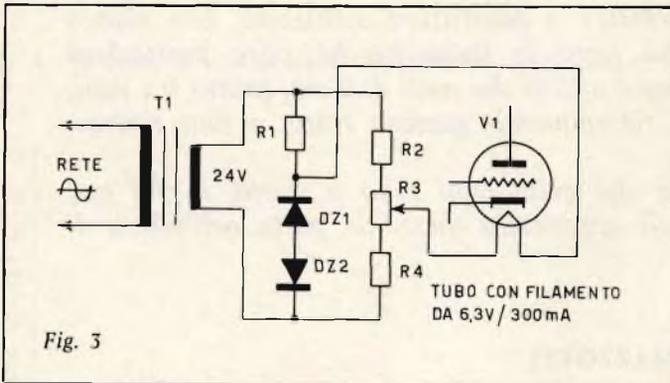


Fig. 3

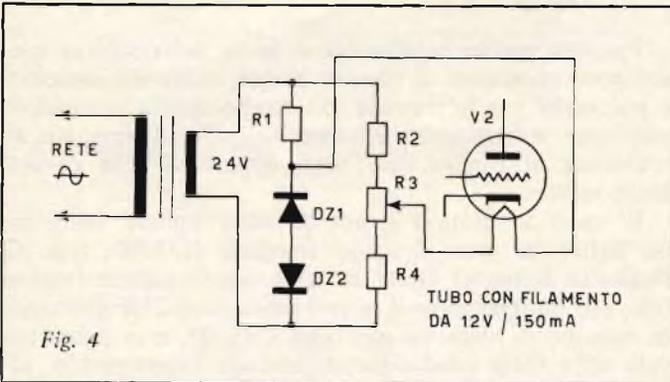


Fig. 4

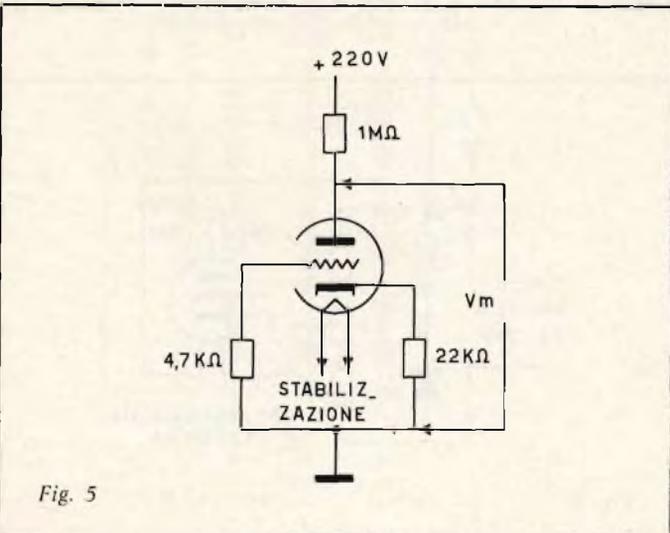


Fig. 5

somma, ci siamo dati da fare per «arrangiarci», ed ecco il risultato delle nostre elocubrazioni, che offriamo a chiunque si trovi in una condizione analoga. Sia perché impiega un buon-vecchio-dinosauro, sia perché ne ha acquistato uno di occasione ed intende ripristinarne l'efficienza senza sacrifici. Cioè senza alterare la calibratura originale, che si basa tanto sulla stabilità della tensione anodica, che sulla costante emissione catodica.

Così come un tubo OB2 o OC1, 150C3, 5856 o simile, può essere sostituito vantaggiosamente con un diodo di Zener, per eliminare le fluttuazioni dell'EAT, noi abbiamo pensato di impiegare il medesimo per stabilizzare la tensione di filamento. Quindi indirettamente l'intensità del medesimo e mantenere costante l'emissione, fine ultimo.

Poiché nel caso del nostro apparecchio l'alimentazione del tubo CV5763 era effettuata in continua, abbiamo seguito il sistema assemblando il circuito a ponte che si vede nella figura 1. Come si nota, lo Zener, ad ottenere una buona inerzia termica a medio termine è da 10 W - 12 V, e teoricamente, come circuito, non vi è nulla di più ovvio. Ciò che interessa, è che regolato il trimmer a filo R3 con la massima attenzione, una fluttuazione della rete uguale al 10% (242 V invece di 220, valore ottenuto impiegando un Variac) non ha turbato la V_{eff} di filamento per più dello 0,04%.

Una differenza accettabile anche dai circuiti più critici e delicati.

In tal modo abbiamo «salvato» il misuratore, ma sparata la voce, abbiamo notato che molti altri tecnici avevano incontrato le medesime difficoltà, e si erano arenati poiché apparentemente nessun dispositivo allo stato solido poteva sostituire direttamente il Ballast, e l'idea di stabilizzare la tensione per la corrente era balenata a pochi.

Appunto, chiaccherando tra tecnici, diversi hanno detto, più o meno: «Hum, bella forza! Uno stabilizzatore in CC, chiunque l'avrebbe potuto concepire, più o meno bene. Solo, il Ballast, funziona anche in alternata, e qui vi casca l'asino!».

Non casca, invece, e lo abbiamo dimostrato assemblando il circuito che si vede nella figura 3, adatto per il funzionamento in CA.

I MATERIALI

FIG. 1

- DZ = zener BZZ22, 1N1353 o altro da 12 V - 10 W di qualità elevata
- R1 = resistore a filo da 27 Ω, 10 W, 5%
- R2 = resistore a filo da 420 Ω, 10 W, 5%
- R3 = trimmer potenziometrico a filo, regolabile a cacciavite, da 2 W
- R4 = resistore a filo da 15 Ω, 5 W, 5%

FIG. 2

Tutte le parti eguali a quelle di fig. 1, salvo per:

- DZ = zener BZZ25, 1N2980 o altro da 16 V - 10 W di qualità elevata
- R2 = resistore a filo da 330 Ω, 10 W, 5%

FIG. 3

Tutte le parti eguali a quelle di fig. 1, salvo per:

- DZ2 = zener BZZ22, 1N1353 o altro da 12 V - 10 W di qualità elevata
- T1 = si veda il testo

Si tratta di un secondo sistema a ponte, che impiega due Zener in opposizione: DZ1 conduce inversamente quando il positivo è dal lato di R1, ed in tal caso DZ2 lavora nella conduzione diretta. Il contrario (DZ2 inverso e DZ1 «diretto») quando la fase ruota di 180°.

Il resto del circuito è identico al precedente, anche nei valori resistivi, poichè i piccoli mutamenti di tensione sono compensati tramite R3.

E se il tubo invece di 6 V di filamento ne pretende 12?

Nulla di più facile, mutare tensione stabilizzata; basta ridurre R2 da 420 Ω a 330 Ω, come mostrano le figure 2 e 4.

Quali sono gli **svantaggi** dati dal sistema? Pochi: relativamente al costo delle parti, è da dire che due Zener da 10 W (Philips BZZ22, oppure 1N1353, oppure 1N1976 Motorola) più due resistori a filo, più un trimmer a filo, tutti assieme non comportano una spesa di acquisto maggiore di un Ballast.

Infatti, questi bulbi, presso i pochi specialisti che li distribuiscono senza assortimento e senza continuità, ma anzi «a termine» sono quotati da un minimo di 3.000 lire (nette) ad oltre 7.600 lire (nette) per i modelli dall'impiego più frequente. Trattandosi di parti di ricambio in estinzione, è ovvio che chi le detiene, «spari alto» speculando; è una delle leggi non scritte del commercio, purtroppo...

Dal costo all'ingombro, il favore non decade; infatti, diodi, resistori e trimmer possono essere cablati in uno spazio **minore** del Ballast a gas che usualmente ha il bulbo detto «a Duomo» (oppure **G**, nel codice U.S.A.) mentre diversi modelli recenti impiegano l'involucro sempre in vetro, eguale a quello dei rettificatori «cilindrici» 5U4/GTY e simili; piuttosto grandi.

Quindi, non v'è necessità di spostare parti esistenti, adattare meccanicamente lo chassis e simili; dove era il Ballast, possono essere raccolte le parti del circuito stabilizzatore, magari togliendo il relativo zoccolo octal per rimpiazzarlo con un piccolo chassis ad «L» che porti il complesso o simili: fig. 6.

L'unico vero fastidio che si può incontrare nell'applicazione, è che non sia disponibile l'alimentazione a 24 V in cc o in alternata, perché in origine il tubo stabilizzato era del tipo a bassa resistenza interna. Solo in tal caso, si dovrà affrontare l'aggiunta di un trasformatore adatto, che sarà impiegato con il primario connesso in parallelo a quello del trasformatore di alimentazione generale, erogante per l'appunto 24 V (con 1 A) al secondario.

Certo è meglio dover procedere a questa aggiunta che perdere la calibrazione dello strumento però; che in fondo è poi l'unico pregio degli apparecchi migliori: la sicurezza che quanto è affermato dai controlli risponda a verità.

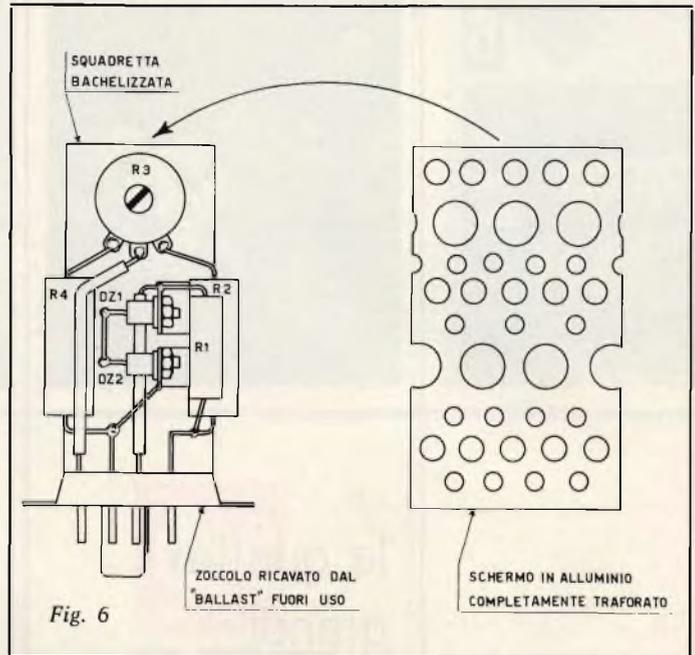
E questo è quanto.

Per concludere, invitiamo i critici eventuali che siano dubbiosi sulla validità del nostro sistema ad effettuare una prova, utilizzando il circuitino riportato nella figura 5.

Il triodo da impiegare può essere di qualunque tipo, a 6,3 V oppure 12 V di accensione. Una volta che si sia centrato il valore preciso tramite R3, con la esatta tensione di rete, la «Vm» risulterà stabile (**variazione zero**, se l'anodica logicamente non muta) anche con «salti» del 20% all'ingresso (alternata).

Il che, dimostra la validità del sistema.

Se non si vuol badare a spese, ricercando unicamente la stabilità, per «**migliorare**» addirittura lo strumento che



impiegava il Ballast, lo Zener impiegato (o la coppia di Zener) può essere del tipo «compensato internamente per la temperatura», che ora è prodotto anche per modelli di elevata potenza.

LE INDUSTRIE ANGLO-AMERICANE IN ITALIA VI ASSICURANO UN AVVENIRE BRILLANTE

LAUREA
DELL'UNIVERSITA'
DI LONDRA
Matematica - Scienze
Economia - Lingua, ecc.
RICONOSCIMENTO
LEGALE IN ITALIA
in base alla legge
n. 1940 Gazz. Uff. n. 49
del 20-2-1963

c'è un posto da **INGEGNERE** anche per Voi
Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa
Vostra e di conseguire tramite esami, Diplomi e Lauree

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

una **CARRIERA** splendida
ingegneria **CIVILE** - ingegneria **MECCANICA**

un **TITOLO** ambito
ingegneria **ELETTROTECNICA** - ingegneria **INDUSTRIALE**

un **FUTURO** ricco di soddisfazioni
ingegneria **RADIOTECNICA** - ingegneria **ELETTRONICA**



Per informazioni e consigli senza impegno scrivetecl oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.

Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria 4/F

Sede Centrate Londra - Delegazioni in tutto il mondo.



le quattro grandi dell'elettronica in Italia annunciano



1977

CAMPAGNA ABBONAMENTI



la più qualificata rivista italiana di elettronica, microelettronica, informatica e automazione professionale



la più diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, commercianti, riparatori radio-TV e radioamatori

la più fantasiosa rivista italiana di elettronica per hobbisti CB e studenti



l'unica rivista italiana di televisione, radio, hi-fi, e audiovisivi



Proposta n. 1

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE
+ Carta di sconto GBC 1977
L. **9.800** anziché L. ~~12.900~~

Proposta n. 2

Abbonamento 1977 a
SELEZIONE RADIO TV
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione Radio TV
L. **10.800** anziché L. ~~12.900~~

Proposta n. 3

Abbonamento 1977 a
MILLECANALI
+ Carta di sconto GBC 1977
L. **10.500** anziché L. ~~12.900~~

Proposta n. 4

Abbonamento 1977 a
ELETTRONICA OGGI
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **19.500** anziché L. ~~24.000~~

le nostre
proposte
valide fino
al 23-12-1976

per i versamenti
utilizzate il modulo
di conto corrente postale
inserito in questa rivista



1977

CAMPAGNA
ABBONAMENTI

una combinazione
ancora più
vantaggiosa

Proposta n. 5

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV**
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color
L. **18.000** anziché L. ~~24.900~~

Proposta n. 6

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
MILLECANALI**
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
L. **25.000** anziché L. ~~36.000~~

le combinazioni
che partecipano
al grande
concorso

Proposta n. 7

Abbonamento 1977 a
**SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
ELETTRONICA OGGI**
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **37.000** anziché L. ~~48.000~~

Proposta n. 8

Abbonamento a
TUTTE E QUATTRO LE RIVISTE
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche
L. **43.000** anziché L. ~~60.000~~

3 ABBONATI 77 GRANDI CONCORSI



1° PREMIO

Televisore a colori Sony 20" - KV2000ET
Semplicemente favoloso.
Sistema Trinitron Plus. AFC
Tastiera sensoriale con possibilità
di memorizzare 8 programmi.

OVVERO

la soluzione ideale
per risparmiare, ricevere
comodamente in anticipo
a casa vostra 3 (o 4) riviste 
e soprattutto come vincere
sicuramente (o quasi) uno dei
232 favolosi premi del grande
concorso abbonamenti 1977.



2° PREMIO

Televisore 24" GBC UT/7324
Il televisore che arreda. Schermo fumé.
Possibilità di memorizzare 6 programmi.
Dimensioni: 660 x 505 x 415



dal 3° al 12° PREMIO

Multimetro digitale Sinclair DM2
Il sogno di ogni tecnico. Display a 4 cifre.
Commutazione alimentazione interna-esterna.

la editoriale 
promuove un grande
concorso a premi
riservato a chi si
abbona ad almeno
3 riviste entro
il 23/12/76



CONCORSO 232 FAVOL PREMI

dal 13^o
al 32^o PREMIO



Radio portatile AM-FM Tenko

Un vero gioiello di tecnica e design.
Assicura un ascolto fedele di innumerevoli programmi.
Può funzionare sia in c.c. che in c.a.

dall'83^o al 143^o PREMIO



Calcolatrice Sinclair Cambridge %
8 cifre - Esegue le 4 operazioni
fondamentali e il calcolo delle percentuali.
Costante automatica e virgola flottante.



Tester Cassinelli TS 141
Utile al tecnico e all'hobbista
20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.
10 campi di misura
71 portate.

dal 33^o all'82^o PREMIO



dal 144^o
al 232^o PREMIO

Radio Portatile OM Tenko
Piccola ed elegante ti accompagna ovunque
Funziona con una sola pila.

REGOLAMENTO

- 1) La editoriale JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1977.
- 2) Questo annuncio è pubblicato contemporaneamente sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali.
- 3) Per partecipare al concorso è necessario sottoscrivere un abbonamento 1977 ad almeno 3 delle 4 riviste JCE.
- 4) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 23.12.76.

- 5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro e non oltre il 28.2.77.
- 6) L'estrazione dei 232 premi del concorso si svolgerà in una unica soluzione.
- 7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori.
- 8) I vincitori potranno ritirare i premi presso uno dei punti di vendita GBC in Italia.
- 9) I dipendenti e collaboratori della editoriale JCE e i loro parenti diretti sono esclusi dal concorso a premi.

NovoTest

2

NUOVA SERIE TECNICAMENTE MIGLIORATO PRESTAZIONI MAGGIORATE PREZZO INVARIATO

BREVETTATO

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.

FUSIBILE DI PROTEZIONE

GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C. 15 portate: 100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V

VOLT C.A. 11 portate: 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V

AMP. C.C. 12 portate: 50 μ A - 100 μ A - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A

AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A

OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$

REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω

FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)

VOLT USCITA 11 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V

DECIBEL 6 portate: da -10 dB a +70 dB

CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

VOLT C.C. 15 portate: 150 mV - 300 mV - 1 V - 1,5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V

VOLT C.A. 10 portate: 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V

AMP. C.C. 13 portate: 25 μ A - 50 μ A - 100 μ A - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A

AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A

OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$

REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω

FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)

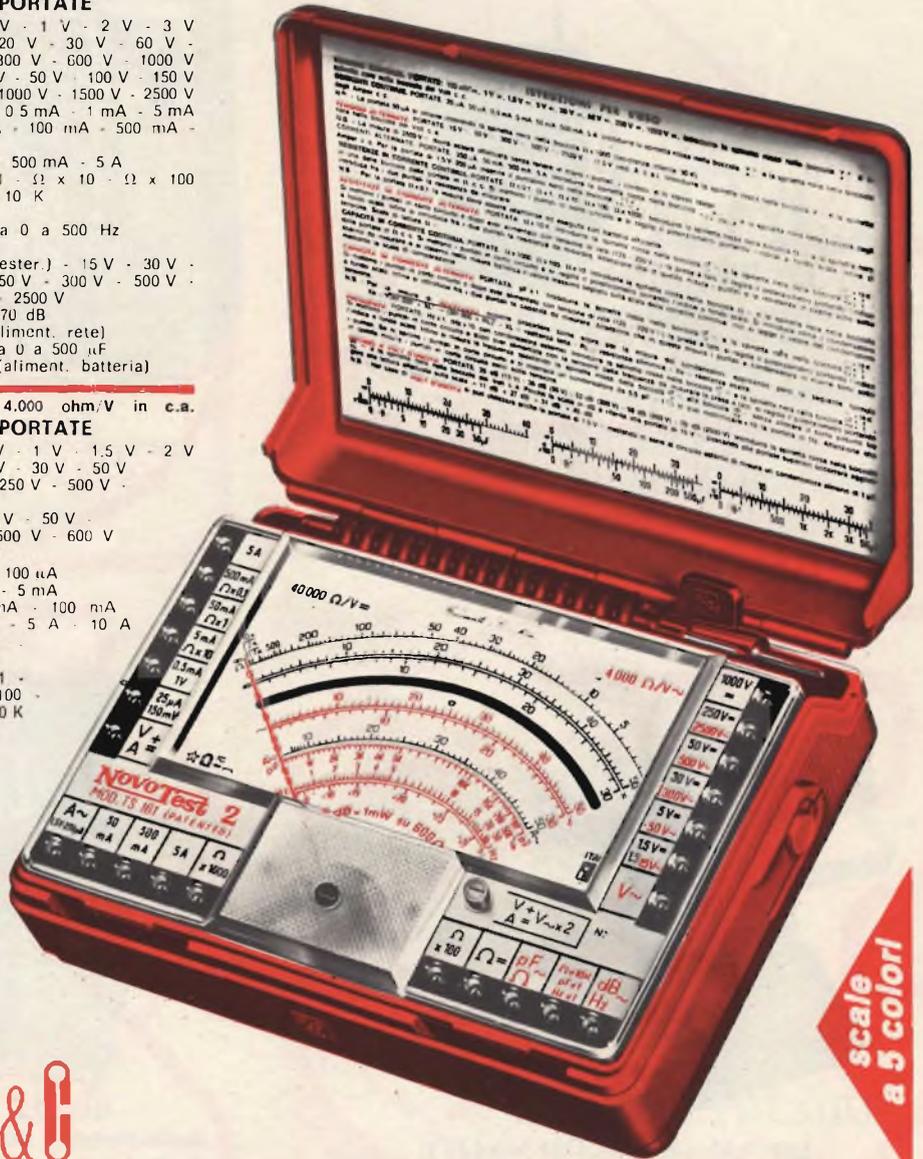
VOLT USCITA 10 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V

DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 dB

CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600



scale
a 5 colori



Cassinelli & C.

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

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



**RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA**

Mod. TA6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A



**DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A**



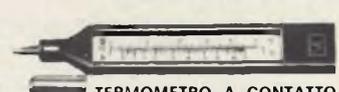
PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC5 portata 25.000 Vc.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T1/N campo di misura da -25° +250°

DEPOSITI IN ITALIA:

AGROPOLI (Salerno) - Chiari e Arcuri
Via De Gasperi, 56
BARI - Biagio Grimaldi
Via De Laurentis, 23
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10

CATANIA - Elettro Sicula
Via Cadamosto, 18
FALCONARA M. - Carlo Giongo
Via G. Leopardi, 12
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Umberto Boccadoro
Via E. Nicolardi, 1
PADOVA-RONCAGLIA - Alberto Righetti
Via Marconi, 185

PESCARA - GE-COM
Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pome
C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

STAZIONI TERRESTRI PER SATELLITI METEOROLOGICI

ricezione di immagini trasmesse nella gamma dei 136 MHz

parte prima a cura di LUBI

Questo articolo, che per l'estensione deve essere suddiviso in tre parti, descrive una stazione completa per la ricezione delle immagini «cloud cover» trasmesse dai satelliti meteorologici. Il circuito è sostanzialmente semplice, e nella sua progettazione si è fatto in modo di rendere massime l'economia e la sicurezza di funzionamento.

Partendo dal presupposto che il Lettore disponga di un laboratorio abbastanza attrezzato, e soprattutto di un oscilloscopio di buona qualità, questo articolo, che riportiamo da *Wireless World*, si rivolge particolarmente agli appassionati di meteorologia, agli scienziati, nonché ai gruppi scolastici e universitari che possono realizzare l'apparecchiatura per una stazione terrestre completa, in grado di funzionare sia all'aperto, sia in laboratorio.

La prima serie di satelliti meteorologici venne lanciata dagli americani nel dicembre del 1963. A partire da quel periodo, sono però stati lanciati più di venti satelliti, muniti di un'apparecchiatura del tipo APT (dall'inglese «Automatic Picture Transmission»), tanto dagli Stati Uniti, quanto dall'Unione Sovietica.

Attualmente, circa sei o sette satelliti meteorologici stanno trasmettendo immagini che recano informazioni preziose nel campo visibile e in quello dei raggi infrarossi.

Di essi, cinque trasmettono immagini nella gamma dei 136 MHz.

Queste trasmissioni effettuate in VHF possono appartenere a due tipi principali, e precisamente:

- Il tipo APT, che fornisce immagini televisive di fotografie istantanee riprese dal satellite,
- Il tipo denominato SR («Scanning Radiometer»), che consente l'inoltro di immagini a scansione con-

tinua, ricevute in tempo reale, e provenienti da una camera rotante a specchio, che «vede» la terra a mano a mano che il satellite avanza durante un passaggio.

Le immagini APT sono di solito nella parte visibile dello spettro, mentre le immagini SR possono essere a raggi infrarossi (IR), a radiazioni visibili, o contemporaneamente di entrambi i tipi, mediante trasmissioni in un formato prestabilito.

I satelliti meteorologici attualmente disponibili possono essere suddivisi in veicoli ad orbita polare che inviano immagini del tipo APT oppure del tipo SR, ed in veicoli geo-stazionari, che inviano immagini del tipo APT, oppure immagini particolarmente elaborate, appartenenti ad entrambi i tipi.

Correntemente, i satelliti ad orbite polari che inviano immagini APT in VHF sono quelli denominati ESSA-8, NOAA-2 (ITOS-D), e NOAA-3, lanciati dagli Stati Uniti. Alcuni satelliti sovietici trasmettono nella gamma VHF, e fanno uso di sistemi leggermente diversi, sebbene siano sostanzialmente analoghi a quelli su cui si basa la telemetria di immagine adottata nei satelliti americani.

I due satelliti geo-stazionari sono il tipo ATS-3, che si trova sopra le Amazzoni, ed il tipo ATS-1 sopra l'Oceano Pacifico.

Per ottenere maggiori dettagli sui suddetti satelliti meteorologici, il Let-

tore può riferirsi alla letteratura appositamente pubblicata dagli Enti che si sono interessati del rispettivo lancio.

LA TELEMETRIA APT MEDIANTE SATELLITE

Tutte le trasmissioni americane di immagini meteorologiche in VHF contengono le informazioni video a modulazione di ampiezza applicate ad una sottoportante da 2,4 kHz, che — a sua volta — modula in frequenza la portante in VHF. Il segnale ricevuto a modulazione di frequenza restituisce la sottoportante dopo la demodulazione, in modo che risulti sostanzialmente esente da disturbi dovuti agli impianti di accensione dei motori a scoppio e da altre interferenze analoghe, nonché dall'effetto di evanescenza dovuto al rapido movimento del satellite oltre l'orizzonte, ed agli effetti di rifrazione da parte dell'atmosfera.

Alcuni satelliti sovietici APT fanno uso di un valore diverso e apparentemente variabile della frequenza della sottoportante, e possono trasmettere sia in VHF, sia nelle gamme delle onde corte.

Il segnale demodulato alla frequenza di 2,4 kHz rappresenta il segnale video necessario per ottenere la riproduzione da parte della stazione terrestre. Le immagini inviate dal satellite APT di tipo più recente sono costituite da 800 righe.

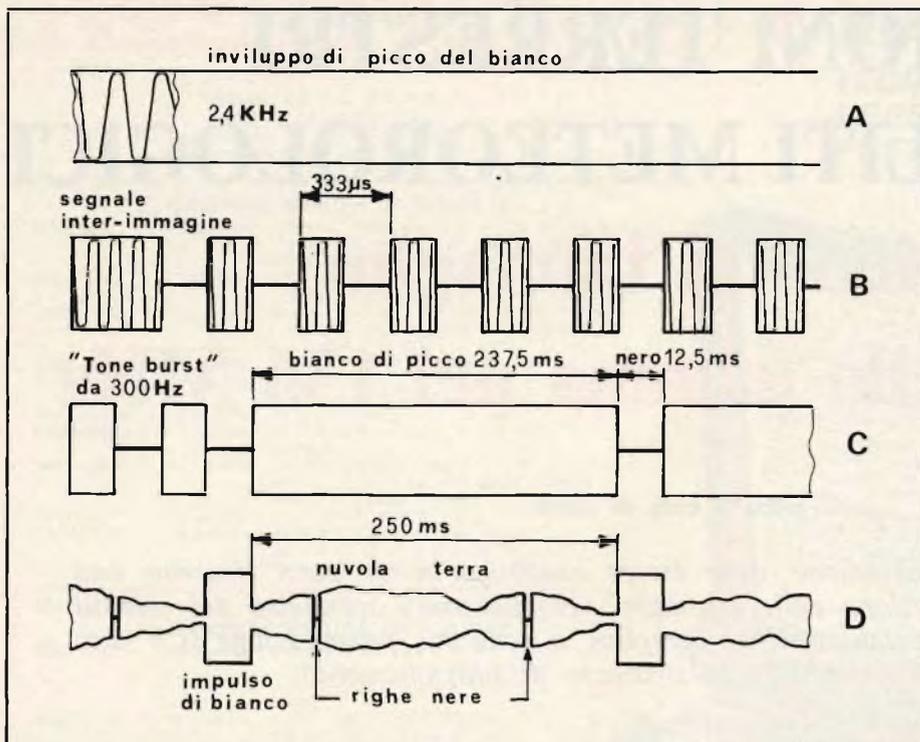


Fig. 1 - Sequenza delle forme d'onda per la trasmissione automatica di immagini telemetriche col satellite Essa-8: (a) aspetto tipico del segnale corrispondente al livello di picco del bianco; (b) un «tone burst» a 300 Hz, della durata di tre secondi; (c) un segnale di controllo della fase bianco/nero della durata di cinque secondi, e (d) una riga tipica recante l'informazione di immagine.

Tali immagini vengono trasmesse automaticamente per 200 secondi, precedute da un segnale di partenza della durata di 8 secondi, e da un segnale per la determinazione della fase opportuna.

In seguito si verifica una pausa per la durata di due o tre minuti, per dare tempo al satellite di orientarsi in modo da rilevare l'immagine successiva. Durante questo periodo di tempo viene trasmesso un segnale stabile costituito da una zona bianca al livello di

picco, riprodotta direttamente dal cinematografico, in fase di ricezione.

In seguito il ciclo si ripete, con un «burst» di 3 secondi alla frequenza di 300 Hz, che viene sovrapposto alla sottoportante alla frequenza di 2,4 kHz, seguito da un periodo di 5 secondi di righe al livello di picco del bianco, con una frequenza di scansione di 4 Hz, con impulsi di sincronizzazione della fase della portante al livello del nero, della durata di 12,5 ms.

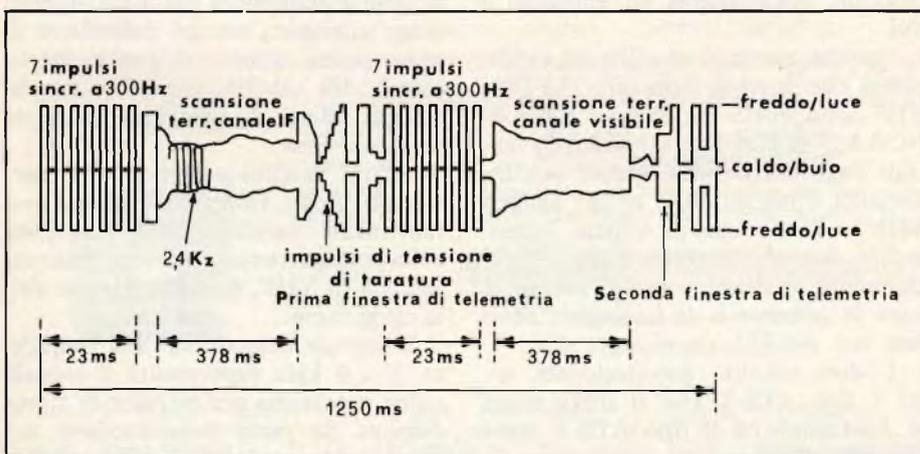


Fig. 2 - Altro grafico illustrante la sequenza delle forme d'onda che si riscontrano nel funzionamento del radiometro a scansione (SR) per telemetria, tipo NOAA-2.

Segue poi l'immagine, nella quale ogni riga è ottenuta con impulsi al livello del bianco della durata di 12,5 ms, seguiti dalla modulazione di ampiezza che varia appunto tra il livello del nero e quello del bianco.

Le forme d'onda della telemetria di immagine sono quelle riprodotte alla figura 1: esistono in questa rappresentazione grafica i diversi contrasegni di posizionamento, denominati «fiduciarî», oltre alle lettere «USA» facenti parte dell'immagine, e che si presentano come impulsi neri nel segnale telemetrico APT.

Le immagini di questo tipo subiscono purtroppo un fenomeno di distorsione a cuscino in corrispondenza degli angoli, a causa della ripresa di una superficie sferica da parte della telecamera, con rappresentazione invece di superficie piatta. Il rapporto di aspetto dell'immagine è di 1:1.

TELEMETRIA SR MEDIANTE SATELLITE

La telemetria mediante radiometro a scansione funziona con continuità, per cui, finché il satellite risulta in linea di vista, il segnale SR può essere comodamente ricevuto.

Prendendo il satellite NOAA-2 (ITOS-D) come esempio, la sottoportante presenta la frequenza di 2,4 kHz, come per i satelliti del tipo APT.

Il ritmo di scansione di riga è di 48 righe al minuto, vale a dire una scansione ogni 1,25 secondi, il che corrisponde ad un quinto del ritmo di scansione delle righe secondo il sistema APT.

Le immagini vengono inviate lato per lato, ed in primo luogo si ricevono i segnali a raggi infrarossi, seguiti poi da quelli che appartengono allo spettro visibile.

La scansione di riga del tipo SR avviene nel modo illustrato alla figura 2.

Come è possibile osservare nella rappresentazione grafica, in ciascuna riga telemetrica sono presenti due finestre: una precede la posizione IR che fornisce i punti di calibrazione della tensione, mentre un'altra precede la parte visibile, che reca i dati a seconda della riga usata.

La ripetizione di righe analoghe si verifica ogni 25 righe: la polarità della trasmissione IR (a raggi infrarossi) è tale che un segnale equivalente al livello di picco del bianco nella parte visibile dello spettro risul-

ta «freddo», mentre un segnale scuro risulta «caldo». In pratica, la gamma dinamica delle immagini a raggi infrarossi è molto inferiore a quella dell'immagine visibile, e — a meno che non si adottino provvedimenti molto complessi — le due immagini non possono essere studiate in tempo reale, lato per lato: in altre parole, è possibile riprodurre soltanto una di esse.

A causa della rotazione della telecamera di cui si è parlato a proposito dei satelliti SR, le immagini risultanti presentano una particolare distorsione del tipo a «bottiglia del latte»; vale a dire che le immagini presentano l'aspetto di fotografie di una superficie piatta che venga curvata intorno ad un cilindro (bottiglia), con osservazione da un punto molto vicino. Commercialmente, alcuni fabbricanti di ricevitori per immagini in «fac-simile» impiegano particolari tipi di circuiti per stiracchiare i bordi delle immagini, in modo da ottenere una proiezione molto più naturale.

Il cosiddetto «Indice di Cooperazione» (che equivale alla larghezza della scansione espressa in pollici, moltiplicata per il numero delle righe che si presentano in ciascun pollice di scansione, il tutto diviso per il fattore 3,14) rappresenta l'equivalente in «fac-simile» del rapporto di aspetto.

Il suddetto «Indice di Cooperazione» per le immagini quadrate del tipo ESSA-8 è pari a 255 (267 comprendendo le righe di partenza e di regolazione della fase), e 135 per le parti dell'immagine delle trasmissioni provenienti dal satellite NOAA-2, escludendo però le barre di regolazione della fase, ecc.

LA STAZIONE TERRESTRE

La **figura 3** rappresenta lo schema a blocchi della stazione terrestre per la ricezione dei segnali inviati attraverso lo spazio dai satelliti meteorologici: il registratore a nastro immagazzina i segnali della sottoportante demodolata provenienti dal satellite per l'impiego successivo da parte del sistema di riproduzione, oppure l'immagine può essere stampata in tempo reale durante un passaggio del satellite.

La sensibilità globale dell'intero impianto è valutabile mediante i seguenti dati:

- Uscita del trasmettitore del satellite: + 37 dBm
- Perdite nell'antenna trasmittente e nella linea: - 10 dBm

- Perdite di polarizzazione: - 3 dBm
- Perdite di percorso con 5° di elevazione: - 147 dBm
- Livello del segnale a terra: - 123 dBm

Supponiamo che un ricevitore tipico per modulazione di frequenza, con impedenza di ingresso di 50 Ω, e funzionante sulla frequenza di 137 MHz, risulti completamente «silenzioso» con un segnale di ingresso di ampiezza pari ad 1 μV. La potenza di ingresso equivale quindi a:

$$P_i = 2 \times 10^{-11} \text{ mW} \\ = -107 \text{ dBm}$$

Quindi, prima del ricevitore è necessario disporre di un guadagno di 16 dB.

Un esemplare di antenna elicoidale ad otto spire, oppure un'antenna del tipo «Yagi» a sedici elementi incrociati potrebbe presentare un guadagno di circa 12 dB. Da ciò appare evidente l'opportunità di aggiungere dopo l'antenna un preamplificatore a basso rumore con guadagno maggiore di 10 dB, la cui presenza consente di trascurare le perdite di altra natura.

L'antenna

I satelliti meteorologici si distinguono tra loro anche per la polarizzazione del segnale trasmesso. Il satellite ESSA-8 trasmette un segnale circolare destrorso, mentre il satellite NOAA-2 trasmette un segnale polarizzato in senso lineare, tanto per fare due esempi.

Dal momento che un'antenna polarizzata in modo lineare presenta perdite di 3 dB rispetto ad un segnale

polarizzato in senso circolare, e ciò per confronto diretto con le caratteristiche di funzionamento di un'antenna polarizzata appunto in senso circolare, il miglior compromesso è costituito da un'antenna per stazione terrestre per satelliti meteorologici studiata per poter funzionare con una polarizzazione circolare destrorsa. Sotto questo aspetto, esistono due possibilità per realizzare un'antenna vera e propria, e precisamente l'impiego dell'antenna elicoidale, oppure di un'antenna «Yagi» di tipo incrociato.

L'antenna elicoidale

I parametri di progetto per un'antenna elicoidale alimentata rispetto al piano di massa sono la lunghezza d'onda, λ, il passo, p, il diametro, d, e la lunghezza delle spire, t.

Per un conduttore di rame sottile, le relazioni che sussistono sono le seguenti:

$$p = 0,25 \lambda \\ d = 0,375 \lambda \\ t = 1,18 \lambda$$

Per una frequenza di 137,5 MHz, ciò significa che:

$$p = 21,5'' (= 546,1 \text{ mm}) \\ d = 32,2'' (= 817,88 \text{ mm}) \\ t = 101,4'' (= 2.575,56 \text{ mm})$$

Per una struttura elicoidale ad otto spire, sono necessari complessivamente 2,0313 m di conduttore di rame. Il guadagno risulterebbe così pari a 13 dB, la larghezza del raggio risulterebbe di 30° o di un valore simile tra punti a metà potenza, e l'impedenza della linea di alimentazione risulterebbe di 150 Ω.

L'adattamento di impedenza può essere ottenuto impiegando un trasformatore coassiale in quarto d'onda. Ad

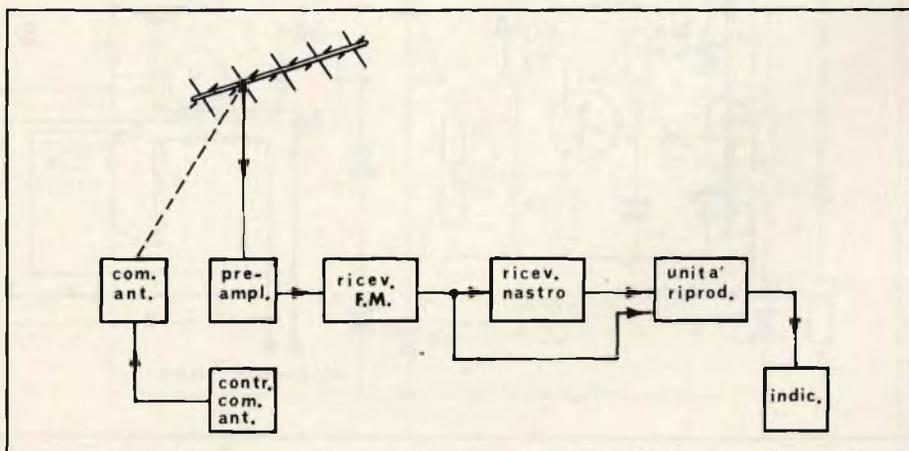


Fig. 3 - Schema a blocchi di una stazione terrestre per la ricezione dei segnali provenienti da un satellite meteorologico.

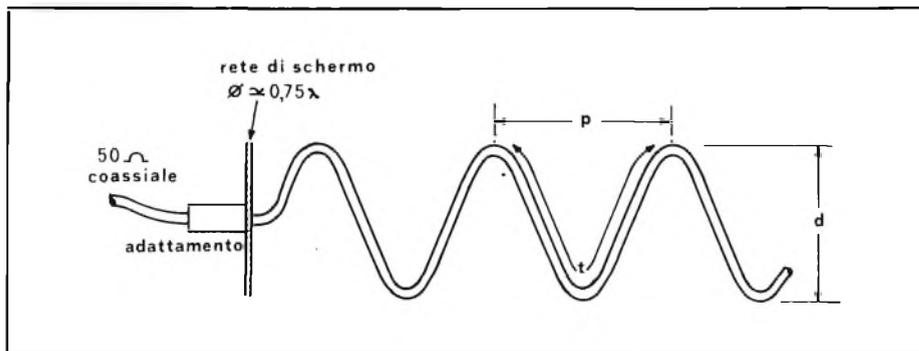


Fig. 4 - Struttura fondamentale di un'antenna di tipo elicoidale.

esempio, un adattamento abbastanza soddisfacente nei confronti di un cavo coassiale con impedenza di 50Ω può essere ottenuto impiegando un tubo di alluminio del diametro interno di 32 mm, con lunghezza pari alla quarta parte della lunghezza d'onda, disposta intorno ad una sezione in quarto d'onda di conduttore elicoidale da 6 mm, come si osserva alla figura 4.

I materiali adatti per l'allestimento dell'antenna elicoidale sono i conduttori per alimentazione in corrente alternata in rame molto ben isolati a strati multipli, i vecchi tubi di rame per gli impianti idraulici delle autovetture, oppure tratti di treccia o ancora il cavo coassiale con diametro di 6 mm.

Il senso di avvolgimento è tale che, osservandolo dal satellite, una parti-

cella che si sposti lungo il filo dell'elica sembra ruotare in senso orario; in altre parole, come se si avvittasse la parte superiore di un filetto convenzionale di tipo destrorso.

L'antenna tipo «Yagi» incrociata

Per allestire un'antenna di questo genere, in grado di funzionare con polarizzazione circolare, sono disponibili tre metodi: a questo riguardo, la figura 5 illustra in (a) il metodo di collegamento di due antenne «Yagi» separate su di un supporto incrociato, con alimentazione in fase, nel qual caso ciascun elemento ad angolo retto risulta assiale rispetto all'altro; la sezione (b) della stessa figura stabilisce come è possibile alimentare due elementi incrociati coassiali sulla stessa linea assiale a mezza

onda, e con opposizione di fase; in (c) — infine — è illustrato il metodo per alimentare due elementi coassiali incrociati del tipo «Yagi» sullo stesso supporto assiale in fase, ma predisponendo un elemento in quarto d'onda all'estremità superiore rispetto all'altro.

Il metodo illustrato in (a) è piuttosto ingombrante, ma presenta il vantaggio di risultare conveniente per il montaggio, per cui l'antenna può esplorare da un orizzonte all'altro attraverso lo «zenith» durante tutto il periodo di passaggio del satellite. Il metodo illustrato in (b) è meccanicamente più complesso del metodo (c), che viene notevolmente usato nelle antenne di produzione commerciale, come il tipo a fascio 2/10XY.

Per un determinato sistema di alimentazione, l'antenna riceve segnali con polarizzazione circolare sinistrorsa in una direzione lungo l'asse, ed i segnali con polarizzazione circolare destrorsa lungo l'altro.

La polarizzazione può essere modificata semplicemente invertendo la polarità della linea di alimentazione applicata ad un dipolo. Le formule convenzionali di progetto sono utilizzabili anche per questi tre tipi di antenne: un'antenna a doppio elemento del tipo descritto può funzionare con un guadagno di circa 15 dB, e con una larghezza del raggio di 33° , tra i punti a mezza potenza.

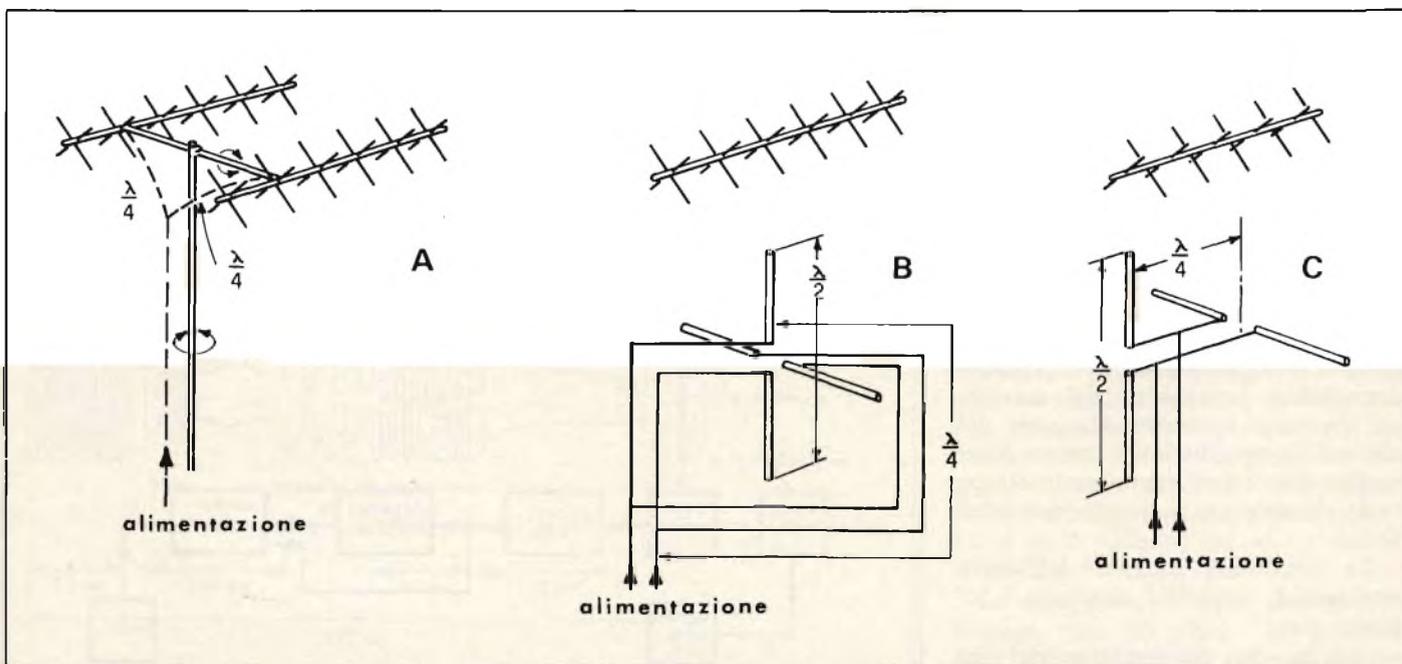


Fig. 5 - Tre metodi diversi di allestimento di antenne «Yagi» incrociate per ottenere la polarizzazione circolare: in (a) vengono alimentati due elementi separati; in (b) i due elementi vengono alimentati sul medesimo ramo assiale a mezza onda; in (c) i due elementi vengono invece alimentati in fase, ma in quarto d'onda.

Il pilotaggio di antenna

Il metodo più semplice per pilotare l'antenna consiste nel montarla su di un adeguato supporto orientato verso l'azimuth, e nel muoverla a mano. Per il pilotaggio automatico — invece — il supporto deve essere azionato mediante due motori funzionanti a corrente continua.

Naturalmente è necessario impiegare dispositivi elettronici per far partire, arrestare ed invertire il movimento dell'antenna, nonché per controllare la velocità di rotazione dei motori. A questo riguardo, la **figura 6** rappresenta un circuito di tipo adatto.

Il suddetto circuito è sostanzialmente un sistema di comando a ponte per un motore ad avvolgimento in serie ed a campo suddiviso per corrente continua, della potenza di 1/10 HP. Nell'esempio illustrato, il motore è stato previsto per il funzionamento con una tensione continua di 110 V.

I diodi compresi tra D3 e D13 costituiscono un ponte con collegamento in serie, che alimenta le linee positiva e negativa per il circuito dello stadio a giunzione singola.

Per qualsiasi polarità della linea di alimentazione a corrente alternata a 115 V, i diodi forniscono la medesima tensione di alimentazione alle linee che fanno capo al circuito a transistore, sempre con la medesima polarità.

I diodi zener D8 e D9, in serie tra loro, stabilizzano il potenziale presente tra la linea positiva e quella negativa al valore di 16,8 V.

Il circuito del transistore Tr1 a giunzione singola è semplicemente un generatore di impulsi a rilassamento, nel quale la frequenza di ripetizione degli impulsi viene determinata dalla costante di tempo che deriva dal prodotto tra il valore di C1 e quello di R7, ma dipende anche dall'intensità della corrente che scorre attraverso R5, R7 ed R8.

Il potenziometro R4 predispone il grado di sensibilità, e quindi la cosiddetta «banda morta» del potenziometro di controllo R8.

A causa dell'effetto cortocircuitante della polarizzazione diretta applicata a D12, D11 e D4 oppure a D10, D13 e D4, il potenziometro R8 si trova esattamente tra le linee di alimentazione tra le quali è presente il potenziale di 16,8 V.

Quando il cursore di R8 si trova in posizione centrale, il potenziale che esso presenta aumenta durante

ogni semiperiodo della tensione a 115 V.

Se C1 si scarica, D7 risulta polarizzato in senso diretto, ed il potenziale di emettitore di Tr1 aumenta fino a raggiungere approssimativamente il valore massimo di 8 V.

Il potenziometro R4 viene regolato in modo tale che il punto di picco di Tr1 si trovi al di sopra di tale valore.

La corrente scorre attraverso R7 per effettuare la carica di C1, e — quando il potenziale di emettitore di Tr1 supera quello presente sul cursore di R8 — D7 assume una polarizzazione inversa.

Il livello di tensione dovuto alla carica di C1 attraverso R8 e D7 costi-

tuisce la cosiddetta tensione di «pedestallo», il cui livello viene determinato dalle condizioni di interdizione di D7.

Si produce quindi una tensione a rampa sul suddetto «pedestallo», dovuta all'ulteriore carica di C1 attraverso R7. Quest'ultimo resistore viene regolato in modo che, con il cursore di R8 in posizione centrale, la costante di tempo derivante dal prodotto tra il valore di R7 e di C1 risulti eccessiva perché la tensione a rampa presente sulla sommità dell'impulso a piedestallo ai capi di C1 superi il valore di picco di Tr1.

Dal momento che la linea di alimentazione di 16,8 V non è livellata, essa ritorna istantaneamente a 0 V

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIG. 6

R1	=	680	Ω	-	10	W
R2	=	47	Ω	-	0,5	W
R3	=	1	k Ω	-	0,5	W
R4	=	2,5	k Ω	-	0,5	W
R5	=	47	Ω	-	0,25	W
R6	=	47	Ω	-	0,5	W
R7	=	1	M Ω	-	0,5	W
R8	=	5	k Ω	-	0,5	W
R9	=	3,3	k Ω	-	2	W
R10	=	3,3	k Ω	-	2	W
C1	=	0,1	μ F	-	600	V
D1	=	diode tipo 1N1616				
D2	=	diode tipo 1N1616				

D3	=	diode tipo 1N1616				
D4	=	diode tipo 1N1616				
D5	=	diode tipo 2N4444				
D6	=	diode tipo 2N4444				
D7	=	diode tipo 1N1612				
D8	=	diode zener da 6,8 V				
D9	=	diode zener da 10 V				
D10	=	1N1616				
D11	=	1N1616				
D12	=	1N1616				
D13	=	1N1616				
Tr1	=	transistore tipo 2N1671				

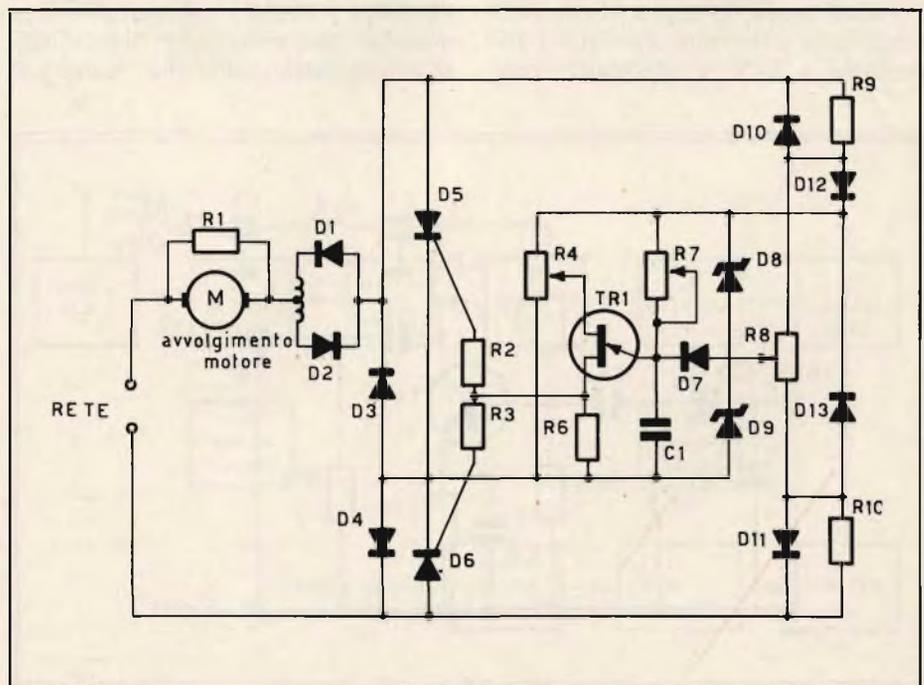


Fig. 6 - Schema dell'impianto elettronico per il comando a motore dell'orientamento dell'antenna.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIG. 7

R11	=	4,7 k Ω - 0,5 W
R12	=	1 k Ω - 0,5 W
R13	=	100 Ω - 0,5 W
R14	=	220 Ω - 0,5 W
C2	=	compensatore da 3 - 25 pF
C3	=	compensatore da 3 - 25 pF
C4	=	compensatore da 5 nF - 150 V
C5	=	1.000 pF - 150 V
C6	=	elettrolitico da 12 μ F - 15 V
C7	=	10 nF - 150 V
C8	=	10 nF - 150 V
L1	=	otto spire di rame smaltato del diametro di 0,7 mm, avvolte su di un resistore da 1 k Ω - 0,5 W
L2	=	sei spire di rame smaltato del diametro di 0,7 mm, avvolte su di un resistore da 10 k Ω - 0,5 W
L3	=	dieci spire di rame smaltato del diametro di 0,2 mm, costituenti un avvolgimento toroidale su nucleo in ferrite ad anello del diametro di 6 mm
Tr2	=	transistore tipo MS175TB

in tutti gli istanti in cui la tensione alternata sinusoidale di 115 V passa appunto attraverso il valore nullo.

Quindi, dal momento che la linea di alimentazione stabilizzata con diodo zener assume un potenziale che scende al di sotto del valore di 16,8 V, il potenziale presente tra i poli di C1 diventa uguale al punto di picco per la tensione presente tra le basi in quell'istante, e ciò determina il passaggio alla conduzione da parte di Tr1, con la conseguente scarica di C1.

Poiché in quello stesso istante l'alimentazione a corrente alternata si approssima a 0 V, i rettificatori con-

trollati al silicio non entrano in conduzione.

Se il cursore di R8 viene allontanato dalla posizione centrale, la tensione a «picdestallo» presente ai capi di C1 aumenta di ampiezza, e raggiunge il valore della tensione a rampa, mentre la tensione presente ai capi di R7 raggiunge il valore di picco dello stadio a giunzione singola durante quello stesso semiperiodo della tensione alternata.

Tr1 entra quindi in conduzione, e l'impulso che si sviluppa ai capi di R6 porta in stato di conduzione uno qualsiasi dei rettificatori controllati al silicio, ossia quello che risulta po-

larizzato in senso diretto durante quel semiperiodo della tensione alternata.

In tal caso, uno dei diodi che risultano in serie al motore entra in conduzione, per cui il motore stesso può funzionare.

Non appena il cursore di R8 attraversa il potenziometro, l'innesco della corrente di alimentazione del motore attraverso il rettificatore controllato al silicio appropriato avviene più rapidamente nel medesimo semiperiodo della corrente alternata. Quindi si verifica il classico controllo di fase della tensione di alimentazione del motore, secondo un sistema che può essere considerato convenzionale.

IL PREAMPLIFICATORE DEL RICEVITORE

Come abbiamo stabilito in precedenza, per ottenere una ricezione soddisfacente dei segnali irradiati da un satellite meteorologico è necessario aggiungere in serie all'antenna un preamplificatore che fornisca un guadagno di almeno 10 dB, sulla frequenza di 136 MHz.

Dal momento che si fa uso di un impianto funzionante a modulazione di frequenza, non è assolutamente indispensabile che il suddetto preamplificatore presenti un fattore di rumore eccellente, a patto però che si faccia uso di un ricevitore di ottima qualità. Tuttavia, se il ricevitore di cui si fa uso è di per sé stesso piuttosto rumoroso, è logico che il preamplificatore debba essere a sua volta del tipo a basso rumore.

In questo campo esistono numerosi circuiti che possono essere adottati alcuni dei quali ricorrono all'impiego di transistori bipolari, mentre altri vengono realizzati con l'aiuto di transistori ad effetto di campo. Un esemplare tipico è quello illustrato alla figura 7.

In questo circuito, Tr2 è uno stadio per UHF a basso rumore, realizzato in modo da adattarne il circuito su di un tipico «microstrip». Si tratta di un dispositivo piatto con struttura fondamentale, che può essere montato su di un isolatore triangolare di p.t.f.e. al di sopra del piano di terra di un supporto in vetroresina con rivestimento in rame.

Il merito di questo circuito consiste nel fatto che esso presenta un'interessante larghezza di banda, e risulta quindi particolarmente adatto per la ricezione in VHF della gamma sulla quale funzionano i satelliti me-

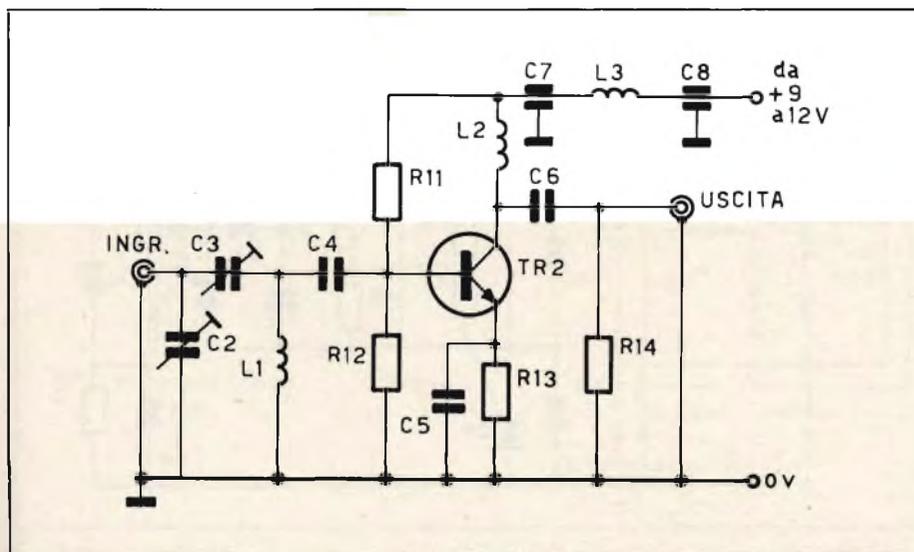


Fig. 7 - Circuito elettrico del preamplificatore che deve essere inserito tra l'antenna e l'ingresso del ricevitore.

teorologici, compresa tra 136 e 138 MHz.

L'unità fornisce un guadagno di almeno 15 dB, presenta un fattore effettivo di rumore di 1,5 dB, ed è di semplice realizzazione.

I componenti C2, C3 ed L1 costituiscono il circuito di adattamento dell'ingresso a larga banda per il transistore ad emettitore comune.

La polarizzazione viene ottenuta con un circuito del tutto normale, ed L2, C6 ed R14 costituiscono invece la rete di uscita per l'adattamento dell'impedenza a larga banda, con impedenza di circa 50 Ω.

Il consumo globale di corrente da parte del circuito ammonta a meno di 10 mA, per cui il metodo più economico di alimentazione consiste nell'impiego di una batteria a secco da 9 V. Per ottenere però i risultati più soddisfacenti, è necessario che il suddetto pre-amplificatore venga installato nella posizione più prossima possibile all'antenna.

IL RICEVITORE

Le principali esigenze relative al ricevitore sono le seguenti:

- La larghezza di banda delle trasmissioni effettuate da parte dei satelliti meteorologici è solitamente di 30 kHz, con una variazione massima di ± 10 kHz. Di conseguenza, il ricevitore deve presentare una larghezza di banda di almeno 20 kHz, ma non maggiore di 50 kHz.
- All'interno della medesima banda riservata ai satelliti meteorologici, altri tipi di satelliti trasmettono in continuità su frequenze molto prossime a quelle su cui funzionano gli stessi satelliti meteorologici. Di conseguenza è essenziale una buona selettività, allo scopo di evitare interferenze.
- La limitazione della larghezza di banda impone l'ordine di stabilità necessario. Gli eventuali slittamenti di frequenza nell'oscillatore locale influenzano il comportamento del rivelatore come se fossero segnali a modulazione di frequenza.
- La gamma dei satelliti si trova all'interno della banda di frequenze usate dall'aviazione. In Inghilterra questi segnali sono molto forti, e possono quindi essere causa di fenomeni di modulazione incrociata.
- E' necessario un valore elevato della media frequenza, per poter ottenere una buona ricezione di immagine che potrebbe manifestarsi

soprattutto nei confronti di un canale locale in uso presso l'aviazione civile.

- Infine, occorre disporre di un guadagno elevato, per poter garantire un'adeguata limitazione della variazione di ampiezza del segnale. Lo stadio limitatore deve quindi essere preceduto da stadi a forte amplificazione. L'ammontare del guadagno dipende dalla limitazione imposta dal rivelatore per poter funzionare in modo lineare.

Tutte queste esigenze, considerate simultaneamente, permettono di delineare il tipo di ricevitore con buona approssimazione: deve perciò trattarsi di una supereterodina a doppia conversione, con entrambi gli oscillatori preferibilmente controllati a cristallo, e munito di filtri di media frequenza di tipo a cristallo o meccanico, e di rivelatore del tipo «phase-lock loop», in modo da soddisfare le esigenze di cui sopra.

Ciò premesso, la **figura 8** rappresenta lo schema a blocchi del ricevitore adatto: la progettazione dettagliata di un ricevitore di questo genere fa parte delle norme concettuali e di progettazione di un ricevitore di tipo professionale, per cui non vale la pena di intrattenerci ulteriormente su questo argomento. Tuttavia, è bene esaminare con maggiore ricchezza di dettagli alcuni settori dell'apparecchio, soprattutto per quanto riguarda il primo oscillatore locale, il filtro a cristallo, il limitatore ed il rivelatore.

Il metodo più economico di approccio consiste nell'utilizzare un ricevitore per VHF del tipo «surplus», ossia

una di quelle apparecchiature che risultano attualmente abbondanti sul mercato, e che provengono dagli impianti di rice-trasmissione del tipo mobile o di tipo fisso, contenenti un primo stadio di amplificazione a radiofrequenza, un primo miscelatore, un primo stadio di media frequenza, un secondo miscelatore, un secondo oscillatore locale ed un secondo amplificatore di media frequenza, anche se il circuito originale è stato progettato esclusivamente per la ricezione in modulazione di ampiezza.

La parte restante del ricevitore può quindi essere costruita e collaudata come parte a sé stante, per essere in seguito aggiunta al telaio principale.

Se il secondo oscillatore locale è del tipo a frequenza fissa, come ad esempio nel circuito con controllo a cristallo, in tal caso il primo oscillatore locale costituisce la parte che determina lo standard di frequenza dell'intero ricevitore.

A causa della larghezza limitata di banda e delle esigenze di selettività dell'intero impianto di ricezione, il primo oscillatore locale deve essere sia del tipo sintetizzato, sia anch'esso del tipo a cristallo. La sintesi implica il conteggio digitale e l'elaborazione mediante eterodina di una sorgente di grande precisione, che può essere costituita da un radio-trasmettitore di alta qualità come ad esempio una emittente del tipo WWV oppure MSF, o — più comodamente — può consistere in un oscillatore a cristallo con controllo della temperatura, per cui le due possibilità facoltative consentono sostanzialmente i medesimi risultati.

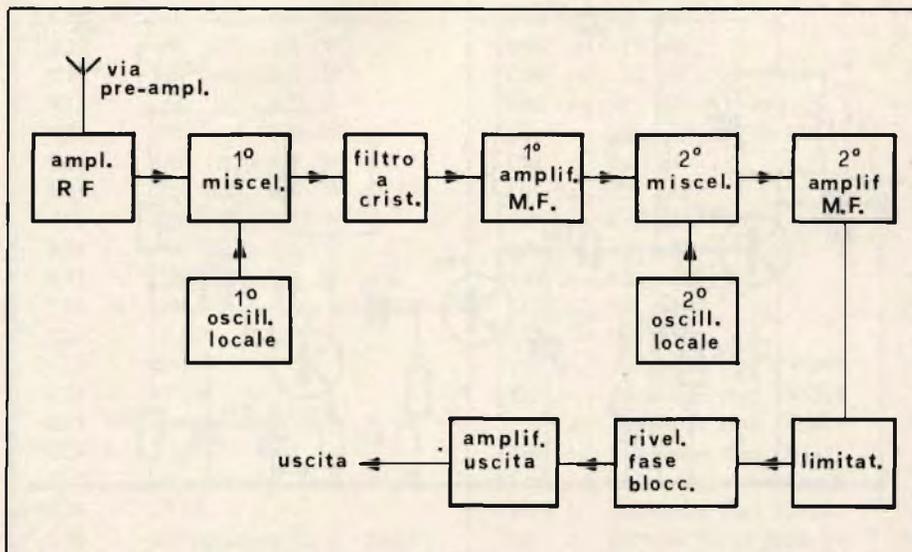


Fig. 8 - Schema a blocchi illustrante le diverse sezioni che costituiscono il ricevitore per le emissioni provenienti dai satelliti meteorologici.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIG. 9

R15	=	6,8 k Ω - 0,5 W
R16	=	47 k Ω - 0,5 W
R17	=	1 k Ω - 0,5 W
R18	=	470 Ω - 0,5 W
R19	=	470 Ω - 0,5 W
R20	=	15 k Ω - 0,5 W
R21	=	6,8 k Ω - 0,5 W
C9	=	10 pF a mica
C10	=	compensatore da 3 - 20 pF
C11	=	compensatore da 3 - 20 pF
C12	=	condensatore passante da 1 kF
C13	=	2,2 pF
C14	=	compensatore da 3 - 20 pF
C15	=	2,2 pF
C16	=	100 pF
C17	=	22 pF
C18	=	1000 pF ceramico a disco
C19	=	6,8 pF
C20	=	condensatore passante da 1000 pF
L4	=	3,5 spire di rame smaltato del diametro di 0,9 mm affiancate, avvolte su di un mandrino da 6 mm di diametro con spaziatura tra le spire di 0,9 mm
L5	=	10,5 spire di rame smaltato del diametro di 0,9 mm avvolte su di un supporto del diametro di 6 mm, e spaziate tra loro di 0,9 mm
L6	=	6,5 spire di rame smaltato del diametro di 0,9 mm, avvolte su di un supporto del diametro di 6 mm, e spaziate tra loro di 0,9 mm
L7	=	5,5 spire di rame smaltato del diametro di 0,9 mm, avvolte su di un supporto del diametro di 6 mm, e spaziate tra loro di 0,9 mm
Tr3	=	transistore tipo TIS18
Tr4	=	transistore tipo TIS18
Tr5	=	transistore tipo 2N708
X1	=	crystallo da 63,4 MHz

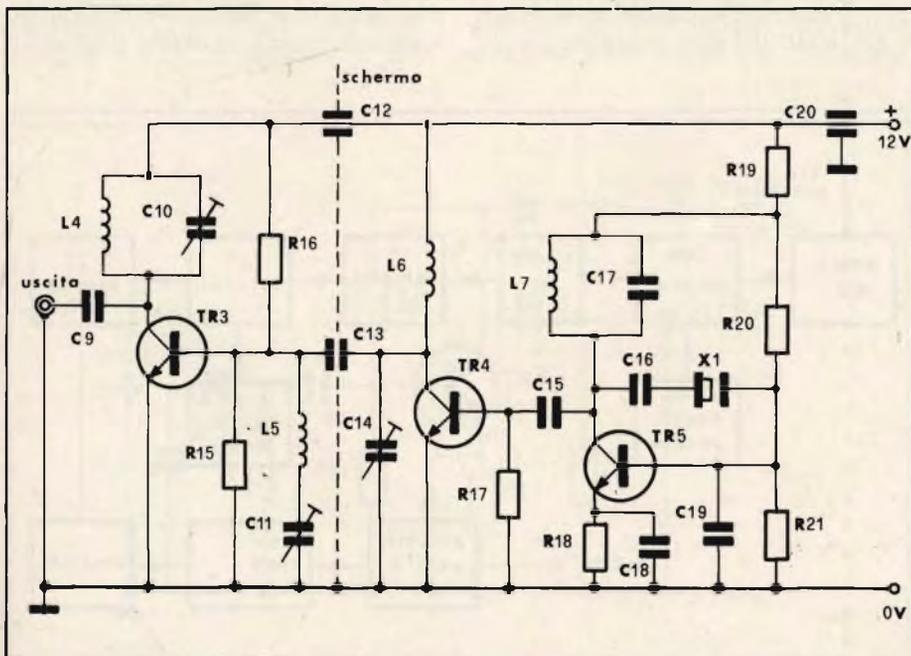


Fig. 9 - Circuito del primo oscillatore locale, la cui frequenza di funzionamento viene stabilizzata grazie all'impiego del crystallo X1.

La figura 9 illustra lo schema elettrico dell'oscillatore a crystallo con moltiplicatore, e del primo oscillatore locale, le cui caratteristiche corrispondono appunto alle esigenze suddette.

Il transistore Tr5 agisce da oscillatore in armonica, la cui frequenza di funzionamento viene determinata in funzione della frequenza di risonanza in serie del crystallo di quarzo: la combinazione tra L7 e C17 viene sintonizzata su di una frequenza leggermente più alta di quella del crystallo.

Il condensatore C16 intercetta la tensione a corrente continua, impedendole di raggiungere il crystallo.

L'uscita dell'oscillatore è costituita da un segnale che viene prelevato tramite C15, per essere trasferito allo stadio duplicatore, Tr4. L'induttanza L6 ed il condensatore C14 costituiscono a loro volta un circuito risonante in serie funzionante su di una frequenza pari al doppio di quella dell'oscillatore, il cui segnale di uscita viene prelevato tramite C13, per essere applicato all'ingresso dello stadio amplificatore Tr3.

L5 e C11 costituiscono invece un circuito che agisce come «trappola» nei confronti della frequenza dell'oscillatore. L'induttanza L4 e la capacità C10 risuonano sulla frequenza di uscita, ed il segnale viene prelevato tramite C9. Il livello di questo segnale può essere comodamente alterato in pratica sintonizzando opportunamente L7 tramite il relativo nucleo regolabile.

Adottando i valori precisanti nello schema, il segnale di uscita disponibile consiste in un'onda sinusoidale della potenza di circa 1 mW, con la frequenza di 125,80 MHz.

Le caratteristiche di funzionamento di questo circuito si basano naturalmente sulla precisione del crystallo: i cristalli di tipo moderno, sigillati ermeticamente in un involucro metallico, come ad esempio i tipi HC6/U HC18/U ed HC25/U, presentano tolleranze pari a $\pm 0,01\%$ oppure $\pm 0,005\%$.

Considerando il caso peggiore, vale a dire l'impiego di un crystallo con tolleranza di $\pm 0,01\%$, al limite estremo di quest'ultima, impiegato in un circuito triplicato di frequenza per il primo oscillatore locale, per una frequenza di 137 MHz l'errore può raggiungere il valore massimo di 12,6 kHz, partendo però dal presupposto che la media frequenza sia di 10,7 MHz.

Ciò corrisponde approssimativamente alla metà della larghezza di banda

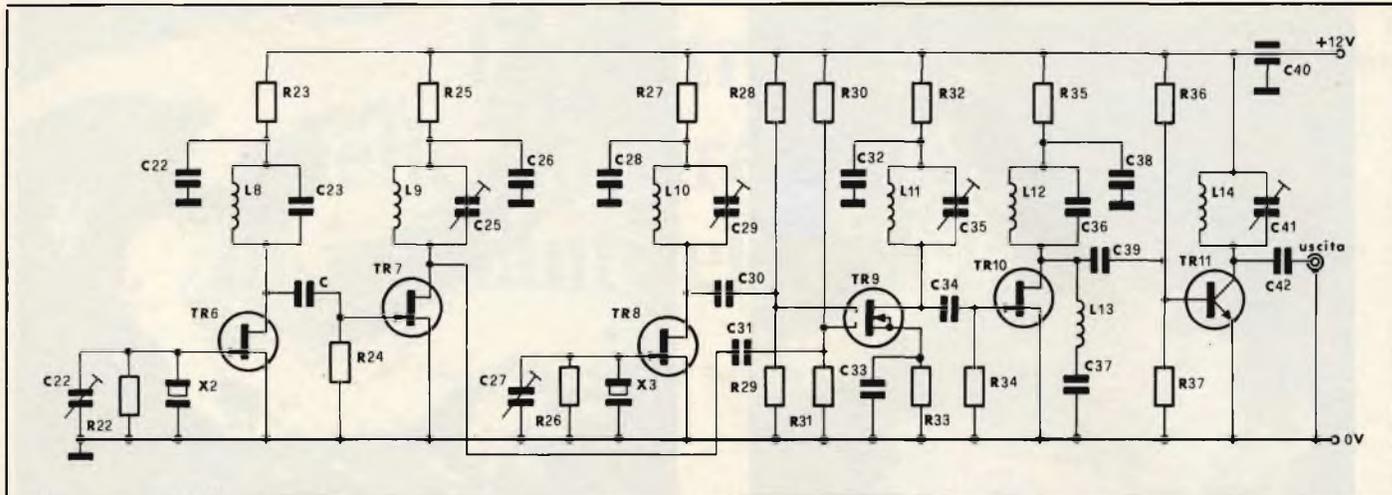


Fig. 10 - Circuito contenente l'oscillatore locale e la sezione di miscelazione. Si noti l'impiego di un transistor ad effetto di campo, Tr9, per rendere minimo il fattore rumore che, diversamente, comprometterebbe il risultato finale.

del ricevitore: ne deriva che — per una deviazione del segnale trasmesso di ± 10 kHz — è possibile che si verifichi la perdita di una metà della variazione di frequenza per ciascun ciclo di modulazione.

Per questo motivo, può essere opportuno impiegare un oscillatore locale più complesso, soprattutto nell'eventualità che l'errore del cristallo non possa essere corretto con l'aggiunta di una capacità in parallelo, cosa che accade in particolar modo quando la frequenza caratteristica del cristallo è troppo elevata.

Un circuito di questo genere è quello illustrato alla figura 10: in questo caso si fa uso di due oscillatori a cristallo.

Uno di essi contiene un certo numero di cristalli funzionanti tutti con valori di frequenza molto prossimi, in modo cioè da coprire la gamma desiderata.

Spesso è possibile procurarsi una serie di cristalli di questo genere, con incrementi di frequenza di pochi kilohertz, impiegando residuati bellici o comunque apparecchiature «surplus», nelle quali si faccia uso appunto di canali strettamente affiancati.

Se la famiglia delle frequenze è troppo bassa, è possibile ricorrere alla duplicazione di frequenza, nel modo illustrato appunto alla figura 10.

In questo caso, i transistori ad effetto di campo ed a giunzione Tr6 e Tr8 sono oscillatori del tipo a cristallo. La frequenza di uscita di Tr6 viene raddoppiata dal transistor ad effetto di campo a giunzione Tr7, ed in seguito applicata — unitamente all'uscita di Tr8 — al miscelatore MOSFET a doppio «gate», Tr9.

Il segnale di uscita fornito da questo miscelatore viene accoppiato con un circuito a resistenza e capacità all'altro amplificatore ad effetto di campo a giunzione, Tr10, munito di un circuito trappola per la differenza del miscelatore, costituito da L13 e da C37.

Il transistor bipolare Tr11 agisce da stadio pilota con uscita di 1 mW.

A titolo di esempio, sono state illustrate due frequenze del cristallo, sebbene il circuito — che è molto flessibile — sia in grado di funzionare entro ampi limiti di frequenza, con un'adatta revisione dei valori che costituiscono il circuito accordato.

Come prima, anche in questo caso è necessario tener ben presenti le caratteristiche di stabilità e di tolleranza.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIG. 10

R22 = 100 k Ω - 0,5 W	C31 = 6,8 pF
R23 = 100 k Ω - 0,5 W	C32 = 10 nF
R24 = 100 k Ω - 0,5 W	C33 = 1 nF
R25 = 270 Ω - 0,5 W	C34 = 2,2 pF
R26 = 100 k Ω - 0,5 W	C35 = compensatore da 2 - 20 pF
R27 = 100 Ω - 0,5 W	C36 = 33 pF
R28 = 330 k Ω - 0,5 W	C37 = 22 pF
R29 = 10 k Ω - 0,5 W	C38 = 1 nF
R30 = 330 k Ω - 0,5 W	C39 = 4,7 pF
R31 = 10 k Ω - 0,5 W	C40 = 10 nF
R32 = 270 Ω - 0,5 W	C41 = compensatore da 12 - 50 pF
R33 = 270 Ω - 0,5 W	C42 = 6,8 pF
R34 = 100 k Ω - 0,5 W	L8 = 0,2 μ H
R35 = 270 Ω - 0,25 W	L9 = 0,15 μ H
R36 = 47 k Ω - 0,5 W	L10 = 7,0 μ H
R37 = 6,8 k Ω - 0,5 W	L11 = 0,1 μ H
C21 = compensatore da 0 - 7 pF	L12 = 0,5 μ H
C22 = 1 nF	L13 = 0,2 μ H
C23 = 47 pF	Tr6 = transistore tipo 2N5245
C24 = 47 pF	Tr7 = transistore tipo 2N5245
C25 = compensatore da 3 - 36 pF	Tr8 = transistore tipo 2N5245
C26 = 1 nF	Tr9 = transistore tipo 3N141
C27 = compensatore da 0 - 7 pF	Tr10 = transistore tipo 2N5245
C28 = 10 nF	Tr11 = transistore tipo TIS18
C29 = compensatore da 2 - 20 pF	X2 = cristallo da 51 MHz
C30 = 6,8 pF	X3 = cristallo da 24 MHz

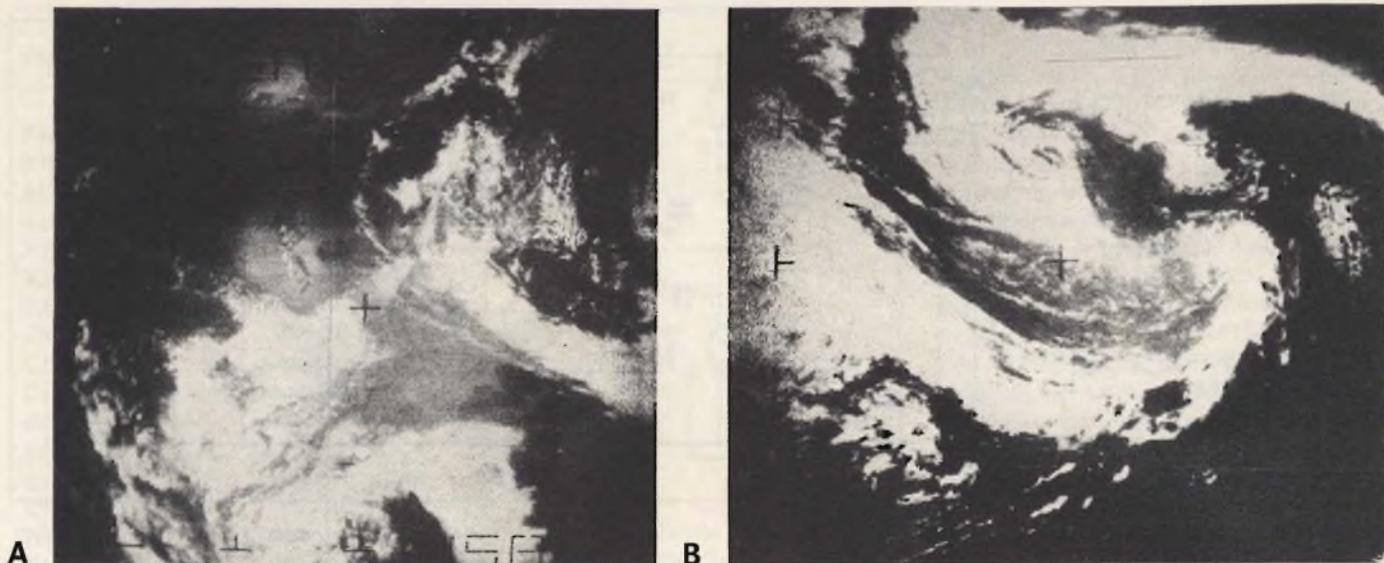


Fig. 11 - Due esempi di immagini ottenute con la riproduzione dei segnali provenienti dai satelliti meteorologici: in «A» una veduta del Mediterraneo, contenente anche l'Inghilterra e le coste settentrionali dell'Africa. In «B» l'immagine riproduce la costa nordica della Spagna, ed una parte del mare che si trova ad occidente di quest'ultima.

za col cristallo: tuttavia, se è possibile disporre di una serie di cristalli con piccoli valori incrementati della frequenza, è facile ottenere la correzione della frequenza di uscita.

IL FILTRO PER LA FREQUENZA INTERMEDIA

La banda di frequenze molto stretta ma anche molto precisa, necessaria per questo ricevitore, viene ottenuta difficilmente impiegando soltanto un semplice trasformatore ad induttanza e capacità, oppure un trasformatore a doppia risonanza. Un metodo molto più conveniente per delimitare con esattezza la larghezza di banda consiste invece nell'impiegare — come già abbiamo accennato — un filtro a cristallo o di tipo meccanico.

Il tipo di filtro dipende dal valore scelto per la media frequenza: i filtri meccanici per frequenze relativamente basse possono essere forniti da diversi Fabbricanti, tra cui la Collins e la Kokusai, mentre i tipi a cristallo per frequenze più elevate, ad esempio del valore di 10,7 MHz, risultano più facilmente reperibili, in quanto vengono prodotti dalla Cathodean/Pye, nonché dalla Salford Electrical Instruments/GEC.

Un esemplare tipico, in grado di funzionare appunto sulla frequenza di 10,7 MHz, presenta le dimensioni di mm 36x27x19 di altezza, e funziona con le caratteristiche seguenti:

- Larghezza di banda: ± 15 kHz, entro 3 dB.
- Attenuazione minima: 4,5 dB.
- Attenuazione minima di arresto di banda: 70 dB con ± 35 kHz, e 90 dB con ± 50 kHz.
- Impedenza di uscita: 910 Ω in parallelo a 25 pF.
- Massima potenza di ingresso: 10 mW.

Potrebbe essere possibile approssimare le caratteristiche di funzionamento a quelle di un filtro a cristallo di tipo commercialmente disponibile, costruendo una doppia struttura costituita da due mezze unità, sebbene l'economia derivante dall'impiego di quattro oppure otto unità discrete con tolleranza molto ristretta non sia apprezzabilmente migliore rispetto al costo di un'unica unità monolitica, normalmente del valore di circa 25 mila lire.

Un mezzo ancora più economico consiste nell'estrarre un filtro a cristallo per canale da 50 kHz da un ricevitore a modulazione di frequenza per VHF.

Occorre però tenere presente che, anche in corrispondenza della frequenza centrale, esiste una perdita di inserimento del segnale del valore tipico di 4,5 dB, oltre al fatto che, per mantenere al valore ottimo le prestazioni, è indispensabile mantenere al loro valore originale le impedenze di ingresso e di uscita.

La figura 11 — infine — rappresenta due diverse riprese effettuate col sa-

tellite Essa-8: in A sono chiaramente visibili le zone attraverso le quali i raggi del sole riescono a colpire direttamente una parte della Sardegna, dal lato della Corsica: nell'immagine si notano l'Inghilterra, la Spagna, l'Italia e parte del Nord-Africa. In B è invece visibile un forte accumulo di nuvole nella zona che si trova ad ovest della Spagna. Le coste spagnole sono sul lato destro dell'immagine, ed i dati ottenibili con questa immagine sono tali da consentire previsioni abbastanza esatte sull'evoluzione meteorologica.

La seconda parte di questo articolo descriverà con una certa ricchezza di dettagli il circuito limitatore per il filtro di media frequenza, il sistema «p.1.1.», e l'impianto di riproduzione.

MILLECANALI

l'unica rivista della
nuova struttura
radiotelevisiva italiana
il mensile di televisione,
radio, hi-fi, per la
professionalità delle
stazioni, la conoscenza
e il collegamento di
tutte le esperienze
locali.

L'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili

seconda parte

di Fabrizio CHINAGLIA della Bassani Ticino S.p.A.

Nell'articolo precedente abbiamo iniziato un discorso sullo sviluppo della tecnologia elettronica e sulle recenti applicazioni nelle apparecchiature per impianti elettrici civili con tutti i vantaggi che ne derivano.

Come si ricorderà abbiamo parlato, come primo esempio, della suoneria elettronica multitonale nella quale l'impiego dell'elettronica ha consentito di ottenere caratteristiche e prestazioni superiori rispetto a quelle ottenibili con dispositivi di natura elettromeccanica aventi analoga funzione.

In queste note porteremo altri due esempi significativi, quali il regolatore continuo di luminosità e il relé interruttore temporizzato per luce scale.

IL REGOLATORE CONTINUO ELETTRONICO DI LUMINOSITÀ

Si è fatto strada, ed è ora largamente diffuso, un nuovo concetto di ambiente e di arredamento, sostenuto da architetti, arredatori e in genere dagli operatori del settore, che tende a conferire nuove sensazioni di calore familiare (che nei tempi passati potevano venire soffocati dagli arredamenti eccessivamente pesanti) mediante una più razionale illuminazione.

Da un lato l'applicazione delle moderne idee ha invalidato il tradizionale sistema di illuminazione dei locali, soprattutto di soggiorni, camere da letto, sale da pranzo, attuato mediante un unico centro luce a soffitto.

L'odierna tendenza, infatti, è quella di sostituire tale vecchio sistema con altri più adatti a differenziare l'illuminazione nelle diverse «zone» del medesimo locale in funzione delle particolari esigenze e delle specifiche attività che vi si svolgono, distribuendo

opportunamente vari corpi illuminanti (lampade da parete, da terra, da tavolo, faretto orientabili e così via) scelti in funzione del tipo di illuminazione più adeguato (cioè a luce, secondo i casi, diretta, indiretta o diffusa).

Dall'altro si sono ricercati sistemi, dapprima con l'ausilio dell'elettrotecnica e poi con l'elettronica, atti ad adeguare il flusso luminoso emesso dagli stessi corpi illuminati (1) ai diversi momenti della vita familiare, in funzione della luminosità esterna e, spesso, per donare un preciso conforto fisiologico.

Il sistema da molto tempo più usato nelle nostre case è quello di dividere il numero di lampade, per esempio contenute in un lampadario, in una combinazione di più gruppi comandati da interruttori, oppure da commutatori, relé ciclici, ecc. Tale metodo, però,

non dà soddisfacenti risultati poiché la regolazione del livello di illuminazione, del tipo «a gradini» o «a scatti», è molto grossolana e non consente di ottenere livelli intermedi o minori. Si tenga presente che la possibilità di «variazione» (in questo caso codesto termine è forse più appropriato di «regolazione») solitamente previste non sono più di tre.

Si potrebbe prendere in considerazione, almeno come soluzioni alternative che permettano una «regolazione con continuità» da zero fino alla piena luminosità, altri sistemi utilizzando reostati, amplificatori magnetici oppure autotrasformatori a rapporto variabile. Tuttavia il loro impiego non sarebbe conveniente per l'eccessivo ingombro, per la sproporzione tra costo e servizio reso, per il basso rendimento (soprattutto nei reostati), ecc. (2).

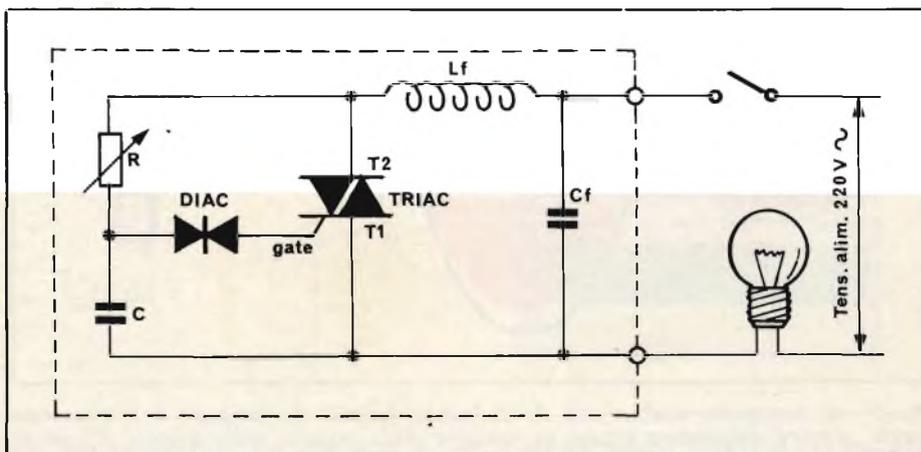


Fig. 1 - Circuito elettronico tipo del regolatore continuo di luminosità. Il DIAC, inserito in serie al gate, permette il pilotaggio del TRIAC senza dover ricorrere a un condensatore C di eccessiva capacità. Il circuito, secondo le norme CSFR, deve essere provvisto di un filtro (L_f e C_f) per evitare disturbi alle ricezioni radio e televisive. In serie al regolatore deve essere collegato un interruttore o altri organi di manovra come due deviatori, deviatori e invertitori, ecc.

L'ottimale soluzione al problema preposto è oggi offerta da un dispositivo elettronico, il regolatore continuo di luminosità, le cui caratteristiche dipendono da un particolare componente denominato TRIAC o diodo controllato bidirezionale (3). Riportiamo in fig. 1 un circuito elettronico tipo di tale apparecchio.

Il TRIAC, in un certo senso, ha una funzione paragonabile a quella di un interruttore. Richiamando l'attenzione del lettore sulla teoria che sta alla base del suo funzionamento, in assenza di segnale sull'elettrodo di controllo (gate) il componente non conduce (interruttore aperto), mentre si ottiene la sua conduzione (interruttore chiuso) applicando una certa tensione, di circa 0,7 V, tra gate e T_1 . Per disinnescarlo occorre an-

nullare la tensione applicata tra T_1 e T_2 , cosa che avviene in corrente alternata ad ogni semiperiodo. Ripristinando il segnale di controllo ad ogni semiperiodo successivo il diodo si reinnesca, e così di seguito.

A differenza dell'interruttore, il quale è un elemento che non determina altro che la continuità e la discontinuità metallica del circuito, con il TRIAC è invece possibile intervenire sulla potenza elettrica circolante (4).

Si ottiene questo risultato ritardando rispetto alle sinusoidi della tensione e della corrente, tra loro in fase, l'istante in cui il diodo viene innescato mediante il condensatore C e la resistenza regolabile R (fig.1).

L'angolo di sfasamento determinato da tali componenti varia con R per

cui, in definitiva, ne deriva una regolazione continua della corrente efficace circolante nel circuito.

Il regolatore elettronico non solo ha reso possibile la conveniente introduzione della «regolazione continua» della luminosità nelle abitazioni civili, ma con il suo impiego ne sono derivati molti altri vantaggi.

Infatti, pur imponendo una modesta spesa iniziale, esso apporta il beneficio di una successiva ed effettiva economia, considerabile sotto diversi aspetti. Innanzitutto, avendo il TRIAC un rendimento praticamente unitario, si consuma solamente quelle quantità di energia elettrica necessaria per provocare la luce artificiale.

Non essendo più richiesti lampadari con molte lampade, e quindi di grosse dimensioni, per ottenere una variazione della luminosità del tipo «a gradini» come quella prima considerata, è sufficiente l'acquisto di corpi illuminanti, meno costosi e meno ingombranti, con una o al massimo qualche lampada di adeguata potenza. Si ricordi che l'efficienza luminosa, intesa come il rapporto tra i lumen emessi e i watt dissipati, cresce con l'aumentare della potenza nominale delle lampade. Perciò, usando per esempio una lampada da 200 W (efficienza $\sim 17,5$ lumen/watt) invece che due lampade da 100 W (~ 16 lumen/watt), si ottiene un flusso luminoso maggiore a parità di potenza elettrica assorbita. Viceversa, a parità di flusso luminoso emesso, l'energia elettrica consumata è minore.

Inoltre riducendo la corrente assorbita dal filamento, risulta minore la sua temperatura di esercizio e perciò superiore la durata delle lampade.

Facciamo un altro esempio, ammettendo che per un determinato scopo occorra una lampada da 60 W. Impiegando il regolatore, è più conveniente acquistarne una di maggior potenza (75 o 100 W; il costo non è proporzionale alla potenza nominale) e attenuarne la luminosità con il duplice vantaggio di aumentarne la vita e di avere a disposizione all'occorrenza «una riserva di luce».

Infine il regolatore ha l'importante caratteristica di un ingombro ridottissimo, essendo esclusivamente composto da pochi componenti elettronici allo stato solido. In commercio se ne trovano di diverse versioni (da parete, passanti, ecc.). La più significativa è quella realizzata con criteri comuni alle serie di apparecchiature

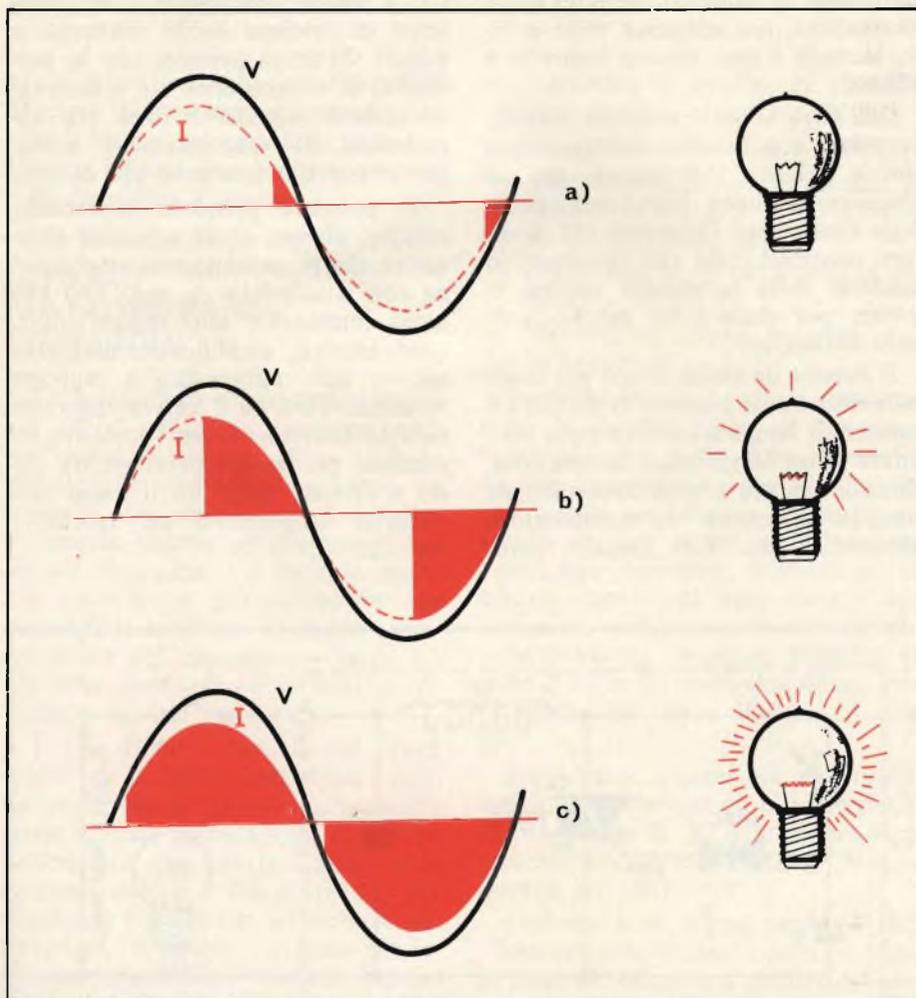


Fig. 2 - a) luminosità minima con R totalmente inserita. La lampada è praticamente spenta (oppure debolmente accesa in funzione della potenza della stessa). E' quindi consigliabile porre in serie al regolatore un organo di manovra «interruttore, ecc.». — b) luminosità intermedia. Escludendo gradualmente R, si regola il flusso luminoso emesso. Se per esempio l'istante in cui il TRIAC si innescava fosse sfasato di 90° , la corrente efficace diverrebbe la metà e la potenza elettrica assorbita dal filamento un quarto dei valori nominali. — c) luminosità massima. Con R esclusa. Permane un piccolo ritardo nell'innescamento del diodo, ma, come è stato detto nell'articolo, questo fatto aumenta la vita della lampada, anche se di poco alla piena luminosità.

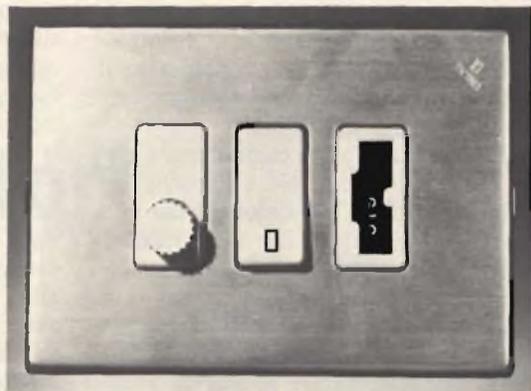
elettroniche civili, in particolare modo se di tipo modulare e componibile, in quanto è possibile l'installazione del dispositivo in modo del tutto analogo a interruttori, deviatori, prese, ecc., anche in impianti esistenti; ne vediamo un esempio in fig. 3.

IL RELE' INTERRUPTORE TEMPORIZZATO PER LUCE SCALE DI TIPO ELETTRONICO

E' noto che l'illuminazione dei vani scala, e in molti casi di corridoi e atri, nelle abitazioni condominiali in genere viene controllata mediante un relé interruttore temporizzato avente l'importante funzione di economizzare il consumo di energia elettrica. Più precisamente l'apparecchio determina lo spegnimento automatico delle luci dopo un tempo prefissato, opportunamente regolato secondo le esigenze.

Sono pure noti quali diversi sistemi ritardatori elettromeccanici sono stati adottati da tempo per la sua realizzazione. Infatti in esercizio e in commercio ne esistono di vario tipo,

Fig. 3 - Gli apparecchi della serie Magic della Bassani Ticino spa sono realizzati interamente con criteri di modularità e di componibilità, consentendo una ampia versatilità nella esecuzione di impianti civili. La serie comprende il «Dimmer», un regolatore continuo elettronico di luminosità 220 V - 500 W, il quale è installabile affiancato ai tradizionali apparecchi elettromeccanici, come si evidenzia nella foto, anche in impianti esistenti.



ad orologeria, pneumatici ecc., aventi però in comune degli inconvenienti riassumibili, oltre ad una certa rumorosità e ai frequenti impuntamenti, in una relativa breve durata dovuta alle conseguenze degli attriti e dell'azione di polvere, ossidazioni, urti, invecchiamento ecc., sui cinematismi ritardatori.

Al fine di eliminare tutti questi inconvenienti, di ridurre considerevolmente gli interventi di manutenzione

agli impianti e le frequenti sostituzioni, e in pratica per elevare il livello di qualità, negli ultimi anni i costruttori di apparecchiature elettriche civili hanno ritenuto vantaggioso offrire una soluzione elettronica.

Il funzionamento del relé temporizzato di tipo elettronico è desumibile dalla fig. 4. Si premette che, per semplicità, la sezione alimentatrice a corrente continua stabilizzata e a tensione ridotta del circuito elettronico è

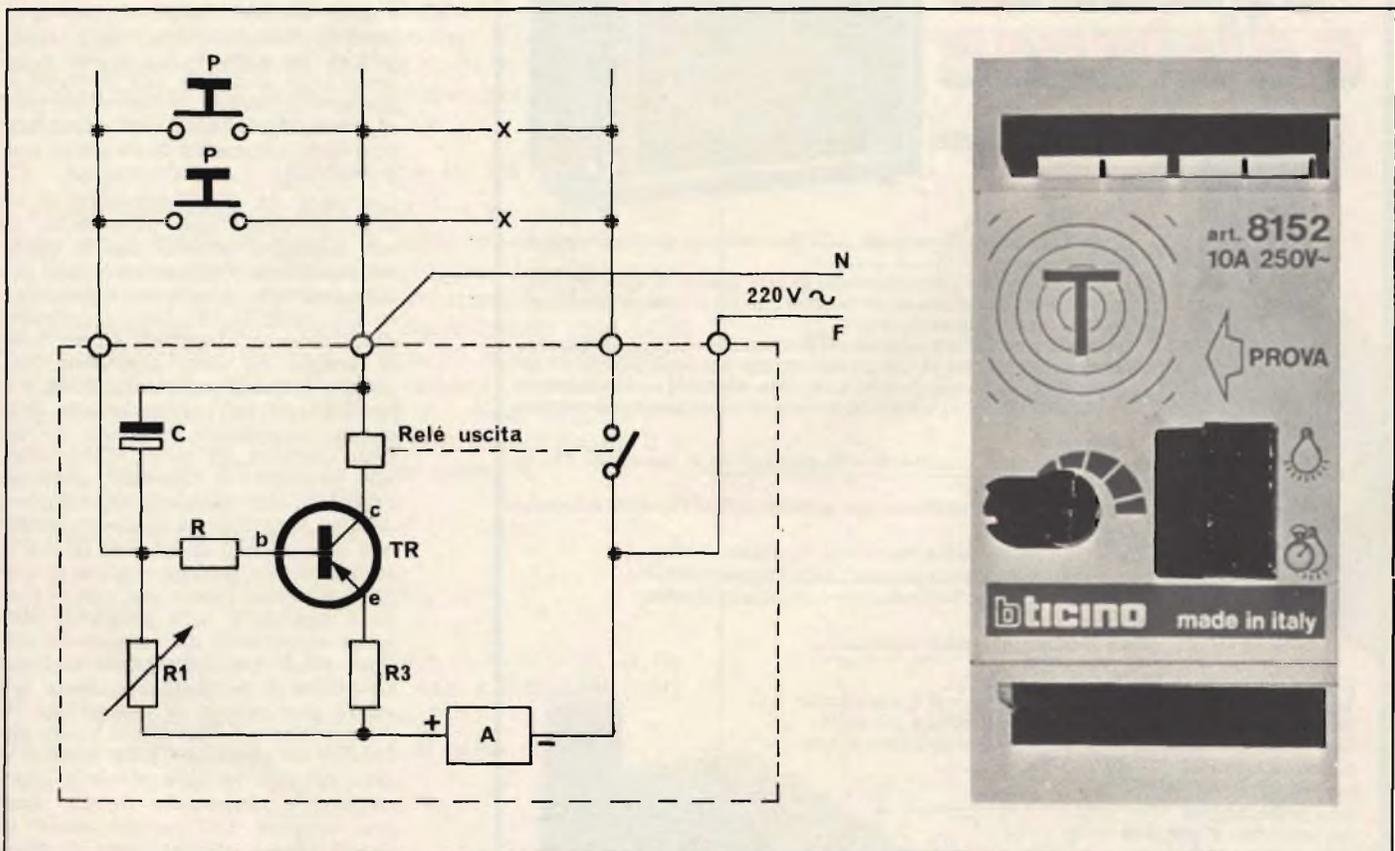


Fig. 4 - Esempio di un circuito elettronico del relé temporizzato per luce scale. A lato: il temporizzatore elettronico per luce scale della serie «TIKER» (Bassani Ticino spa) in versione modulare e componibile. Sulla parte frontale si evidenziano: un commutatore rotativo a sei posizioni per la regolazione del tempo di ritardo da 1 a 6 minuti, una zona sensibile al tocco per verificarne il funzionamento (un comportamento analogo a quello degli interruttori elettronici della linea «Surf» di cui parleremo ampiamente nel prossimo articolo) e un commutatore a slitta a due posizioni. Quest'ultimo rende possibile mantenere accese in permanenza le lampade, rappresentando un utile servizio nelle abitazioni condominiali per differenziare il tipo di illuminazione, temporizzata o permanente, rispettivamente nelle ore notturne e serali per ragioni di esercizio e di economia.

stata rappresentata con un generico elemento A. Solitamente non si impiegano trasformatori, ma, considerato il minimo assorbimento di corrente, solo componenti elettronici.

La conduzione del transistor, quindi l'eccitazione del relé e l'accensione delle lampade, è condizionata dai noti fenomeni transistori che si verificano nella sua rete di polarizzazione costituita dal condensatore C e dalla resistenza variabile R_1 . Infatti quando si preme uno dei pulsanti di comando P, il condensatore si scarica istantaneamente o quasi.

Il transistor entra in conduzione in quanto la sua base viene a trovarsi a un potenziale negativo rispetto all'emettitore. Rilasciando il pulsante ha inizio il processo di ricarica del condensatore attraverso la resistenza R_1 . Tale ricarica, che avviene con legge esponenziale retta dalla costante di tempo RC, determina una dimi-

nuzione della tensione V_{be} del transistor, finché la conduzione di quest'ultimo si interrompe. Evidentemente l'intervallo di tempo in cui il transistor conduce, e cioè l'accensione delle lampade, è regolabile con R_1 .

I vantaggi di impiego di un relé temporizzato di questo tipo sono dovuti principalmente all'utilizzazione esclusiva di componenti elettronici allo stato solido, con la sola eccezione del relé di uscita. La mancanza di dannosi attriti fra parti in movimento, la maggiore resistenza, per esempio, alla polvere e all'invecchiamento dei componenti, l'assenza di trasformatori e il buon grado di stabilizzazione della tensione di alimentazione del circuito elettronico conferiscono all'apparecchio, oltre a una superiore affidabilità e durata, anche una sufficiente precisione di ripetibilità del tempo di ritardo. La sua installazione non richiede modifica-

zioni o diverse circuitazioni rispetto ai tipi tradizionali in quanto, come si evidenzia in fig. 1, il numero dei conduttori è identico.

Si può ricordare, in conclusione, che il medesimo principio di funzionamento viene sfruttato in dispositivi temporizzati usati in vari campi, per esempio nei circuiti di comando di macchine operatrici.

Nel prossimo numero parleremo di altre apparecchiature elettroniche, in particolar modo di una interessante applicazione dell'elettronica negli interruttori destinati al comando dell'illuminazione di ambienti civili.

(continua)

NOTE

- 1) In queste note considereremo il problema della regolazione del flusso luminoso emesso dalle lampade ad incandescenza, in quanto queste sono impiegate quasi esclusivamente per l'illuminazione delle abitazioni civili. Non considereremo quello per i tubi fluorescenti, pur esistendo sistemi di regolazione, poiché vengono utilizzati prevalentemente in ambienti industriali e similari.
- 2) Fino a qualche tempo fa questi dispositivi hanno trovato molte applicazioni, per esempio nei cinema e nei teatri; oggi anche in tali ambienti si stanno diffondendo regolatori continui di luminosità a diodi controllati con intervento automatico in un tempo programmabile.
- 3) L'avvento dei diodi controllati al silicio ha avuto una importanza, se non superiore, almeno pari a quello del transistor. Oggigiorno le loro applicazioni sono innumerevoli nel settore del controllo e della regolazione delle potenze elettriche. Come noto la famiglia dei diodi controllati comprende sia quelli unidirezionali (SCR), per impieghi nel raddrizzamento delle correnti alternate e in genere in corrente continua, sia quelli bidirezionali, per impieghi in corrente alternata (TRIAC). Allo stato attuale si dispone di diodi controllati in grado di controllare tensioni fino al migliaio di volt e correnti fino a qualche migliaio di ampère. Risulta evidente che, con il continuo espandersi delle grandezze elettriche sopportabili dai componenti allo stato solido (appunto grazie ai diodi controllati di potenza), non risulti più valido quel criterio di separazione tra l'elettrotecnica e l'elettronica basato sull'ordine di grandezza delle tensioni e delle correnti. In altre parole le apparecchiature elettroniche trovano sempre maggiori utilizzazioni anche in settori fino a qualche anno fa riservati esclusivamente alla tecnologia elettromeccanica.
- 4) L'interruttore può assumere solamente le due posizioni di aperto e di chiuso, perciò la potenza circolante nel circuito è solo funzione della tensione applicata e della resistenza del carico.

Comando a distanza

General purpose



È costituito da un trasmettitore, dalle dimensioni estremamente ridotte e da un ricevitore. La sua installazione è semplicissima: basterà inserire la spina del ricevitore in una presa ed alimentare l'apparecchio che si desidera comandare tramite la presa posta sul ricevitore. Quando si premerà la A posta sul trasmettitore, si accenderà o si spegnerà l'apparecchio utilizzatore. Questo telecomando non causa disturbi alle ricezioni televisive o radiofoniche, ha un funzionamento estremamente sicuro ed è insensibile ai segnali che non provengono dal trasmettitore in dotazione.

Applicazioni

- Può comandare l'accensione e lo spegnimento di apparecchi TV, impianti stereo e radio
- È particolarmente indicato negli automatismi per l'apertura automatica di garage e cancelli
- Trova una corretta applicazione anche nei sistemi di allarme antifurto, nei dispositivi "cerca persone", nelle serrature elettriche
- Può essere impiegato in campo fotografico per comandare a distanza lo scatto dell'otturatore
- Serve per accendere e spegnere impianti di illuminazione

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di commutazione: 250V c.a. - Corrente di commutazione: 2A. Portata max: 30 metri. - Alimentazione trasmettitore: pila da 9V. Disponibile in 5 diversi modelli funzionanti su frequenze diverse.

- mod. A ZA/0425-02
solo trasmettitore ZA/0420-02
mod. B ZA/0425-04
solo trasmettitore ZA/0420-04
mod. C ZA/0425-06
solo trasmettitore ZA/0420-06
mod. D ZA/0425-08
solo trasmettitore ZA/0420-08
mod. E ZA/0425-10
solo trasmettitore ZA/0420-10

in vendita presso le sedi G.B.C.



Montaggi di alimentatori

a cura di G. BARBIERI

In materia di alimentatori vi è una grande varietà di montaggi possibili nei quali gli autori si sbizzarriscono a studiare sistemi di raddrizzamento, o metodi di filtraggio e di autoregolazione o di regolazione manuale, tutto ciò che, insomma, può apportare miglioramenti sia negli alimentatori classici che nei convertitori continua-continua e continua-alternata.

AUTOREGOLATORI

Nel caso degli autoregolatori, dei quali una serie è descritta in un articolo comparso su «LE HAUT-PARLEUR», le caratteristiche necessarie a identificarli che possono fornire. Seguono, come è naturale, la qualità della regolazione e il sistema con cui è ottenuta la tensione di entrata rispetto alla rete di alimentazione esterna. Allorché si utilizzano i semiconduttori di una certa potenza e si deve necessariamente fare ricorso a radiatori del calore, se ne indica la resistenza termica in °C/W.

1) Autoregolatore a 15 V da 0 a 10 mA.

Questi autoregolatori sono usati nei montaggi a consumo molto basso per evitare di sostituire sempre le pile. La figura 1 rappresenta lo schema proposto dalla Sescosem, nel quale si utilizza un integrato del tipo SFC2100M che ha otto terminali. Nello schema è rappresentato visto dalla parte superiore, e il punto 8 è indicato come riferimento.

La tensione di entrata V_e può essere al massimo 18 V e quella di uscita regolata è di 15 V e viene indicata con V_o ; l'intensità della corrente che può fornire va da 0 a 10 mA senza che sia previsto alcun radiatore.

Ecco la regolazione ottenuta:

1) Relativamente alla tensione:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} = 5 \times 10^{-4}$$

la quale significa che se V_e varia di ΔV_e volt, la variazione corrispondente di V_o , vale a dire ΔV_o , sarà di 5/10.000 della variazione ΔV_e .

2) Relativamente alla variazione di carico:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} = 10^{-2}$$

la quale significa che fra la variazione del carico e la corrispondente variazione della tensione di uscita vi è un rapporto di 1/100.

Questo alimentatore ha una deriva ridottissima in funzione della temperatura, ma si possono ottenere risultati ancora migliori con l'integrato SFC2105M.

Se la richiesta di corrente è maggiore di 10 mA, si ricorre allo schema che segue.

2) Autoregolatore a 15 V da 0 a 200 mA

Lo schema è quello della figura 2 e i semiconduttori adoperati sono il BDX14 che è un PNP ed un integrato che può essere il tipo SFC2205 oppure SFC2305.

I valori dei componenti sono indicati nello schema stesso e la tensione entrante V_e può variare da 18 a 40 V mentre quella di uscita rimane fissa a 15 V con un consumo di corrente che può andare da zero a 200 mA. Come si vede può sopportare variazioni da un minimo

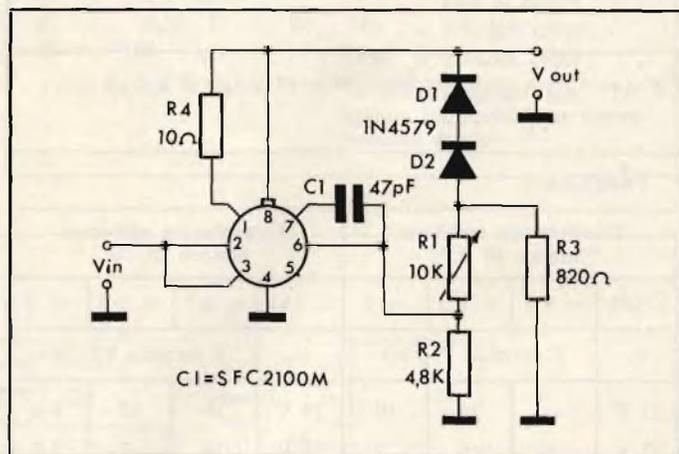


Fig. 1 - Alimentatore autoregolato a 15 V, da 0 a 10 mA.

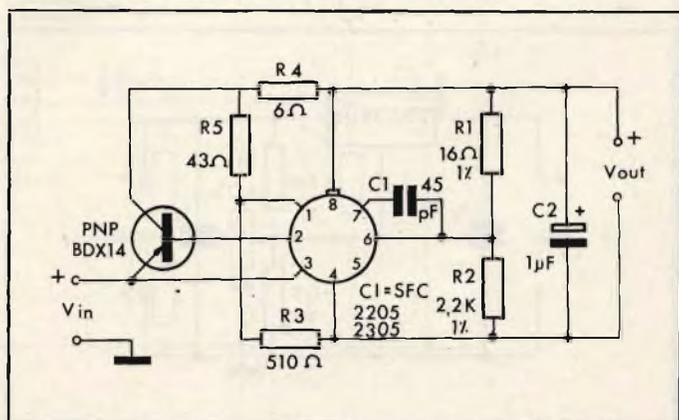


Fig. 2 - Alimentatore autoregolato a 15 V, da 0 a 200 mA.

di 3 V (18-15) a un massimo di 25 V (40-15). Le regolazioni sono:

1) Relativamente alla tensione $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} = 3 \times 10^{-4}$ (ved. caso precedente)

2) Relativamente al carico $\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} = 30 \times 10^{-3}$ (ved. caso precedente)

E' necessario un radiatore la cui resistenza termica dipende dalla temperatura ambiente e che è dimensionato nel modo seguente:

fino a 35 °C, se $i_o = 0,2$ A e $V_e = 40$ V..... $R_t = 15$ °C/W
 fino a 70 °C, se $i_o = 0,2$ A e $V_e = 40$ V..... $R_t = 10$ °C/W

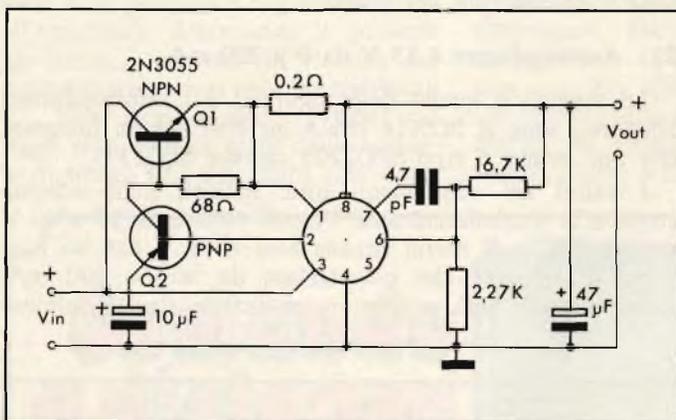


Fig. 3 - Alimentatore autoregolato a 15 V, da 0 a 1 A.

TABELLA 1							
Temperatura ambiente minore di 35°			Temperatura ambiente minore di 70°				
i_o (A)	= 0,2	= 0,5	= 1	i_o (A)	= 0,2	= 0,5	= 1
V_e	R termica (°C/W)			V_e	R termica (°C/W)		
25 V	—	15	10	25 V	15	10	1
35 V	15	10	7	35 V	10	7	3,8
45 V	10	7	3,8	45 V	7	3,8	1,8

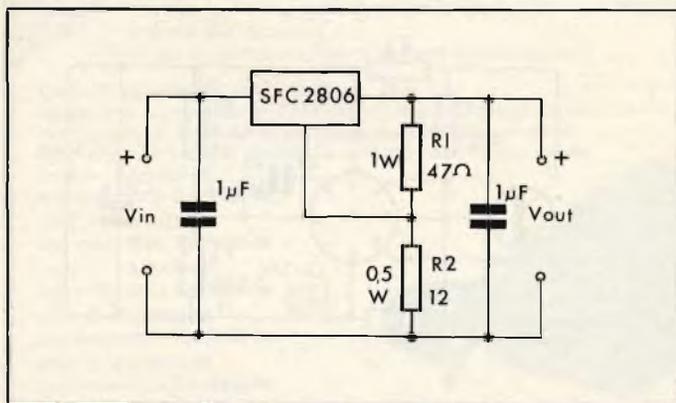


Fig. 4 - Alimentatore autoregolato a 7,5 V da 0 a 1,5 A.

Si noti che i condensatori di filtro C_1 e C_2 sono inseriti all'entrata e all'uscita del regolatore.

1) Autoregolatore a 15 V da 0 a 1 A

In questo autoregolatore, il cui schema è rappresentato in figura 3, l'integrato è un SFC2105 e vengono utilizzati due transistori, il 2N3055 che è un NPN di potenza e un 2N2905 che è un PNP.

Questo alimentatore è in grado di sopportare tensioni di entrata variabili da 18 V a 45 V mantenendo costante la tensione di uscita a 15 V fornendo una corrente che può raggiungere il valore di 1 A.

Le regolazioni sono:

1) Relativamente alla tensione $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} = 3 \times 10^{-4}$ (ved. caso 1)

2) relativamente al carico $\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} = 20 \times 10^{-3}$ (ved. caso 1)

Per quel che concerne il radiatore ci si può regolare in conformità della tabella 1 che fornisce i valori delle resistenze termiche.

E' da notare che quanto più la resistenza termica è debole, tanto più sarà il calore dissipato dal radiatore e quindi tanto più necessario usarlo.

4) Autoregolatore a 7,5 V da 0 a 1,5 A

La semplicità di questo circuito è estrema non richiede che l'integrato, due condensatori e due resistenze i cui valori sono indicati nello schema stesso, alla figura 4. Si tratta dell'integrato SFC2806 il quale contiene anche il transistore di potenza e perciò limita i componenti a quelli che per difficoltà tecniche non si possono introdurre nel contenitore, rendendo così inutili i chiarimenti. Ci limitiamo pertanto a trascrivere i dati relativi alle regolazioni, le quali sono però meno buone di quelle che abbiamo visto nei casi precedenti.

1) Relativamente alla tensione $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_e} = 2 \times 10^{-2}$ (ved. caso 1)

2) relativamente al carico $\frac{\Delta V_o}{\Delta i_o} = 0,3$ (vedi caso 1)

La tensione di entrata V_e può variare tra i 10,5 V e 35 V mentre la tensione di uscita rimane costante sui 7,5 V. La corrente assorbita può raggiungere di 1,5 A. E' possibile, quando lo si desidera, variare la tensione di uscita V_o cambiando i valori di R_1 ed R_2 e cioè facendo diminuire il primo ed aumentare il secondo; nulla impedisce che ciò venga ottenuto mediante un potenziometro di sufficiente portata amperometrica. La tabella 2 fornisce i valori delle resistenze termiche in gradi centigradi per watt per i diversi valori della temperatura ambiente, di V_e e di i_o .

5) Autoregolatore a 12 V da 0 a 5 A

Lo schema di questo apparecchietto è rappresentato nella figura 5 in cui è indicato che il transistore di potenza è un PNP tipo BDX18 mentre il circuito integrato è l'SFC2X12R. Il circuito esterno non comporta, oltre i semiconduttori suddetti, che due condensatori e una resistenza.

TABELLA 2							
Temperatura ambiente minore di 35°			Temperatura ambiente minore di 70°				
i_o (A)	0,1	0,5	1	i_o (A)	0,1	0,5	1
V_e	R termica °C/W			V_e	R termica °C/W		
10	—	—	—	10	—	—	5
15	—	10	7	15	—	10	3,8
20	—	7	3,8	—	—	3,8	1,8

Le regolazioni ottenibili sono:

Relativamente alla tensione: $\frac{V_o}{V_e} = 7 \times 10^{-3}$ (ved. caso 1)

Relativamente al carico: $\frac{V_o}{i_o} = 0,05$ (ved. caso 1)

Si possono ottenere 12 V in uscita fornendo da 16 a 25 V in entrata, con una erogazione di corrente da 0 a 5 A. La tabella 3 mostra le resistenze termiche in gradi centigradi per watt per diversi valori della temperatura ambiente. Si noti che i 400 mA quando $i_o = 5A$.

6) Autoregolatore variabile da 0 a 20 V con 2 A

Questo alimentatore, di tecnica americana, utilizza un conosciutissimo integrato, il $\mu A723C$ nella versione che incorpora il diodo Zener e richiede tre transistori che ne fanno aumentare considerevolmente le possibilità. Pro-

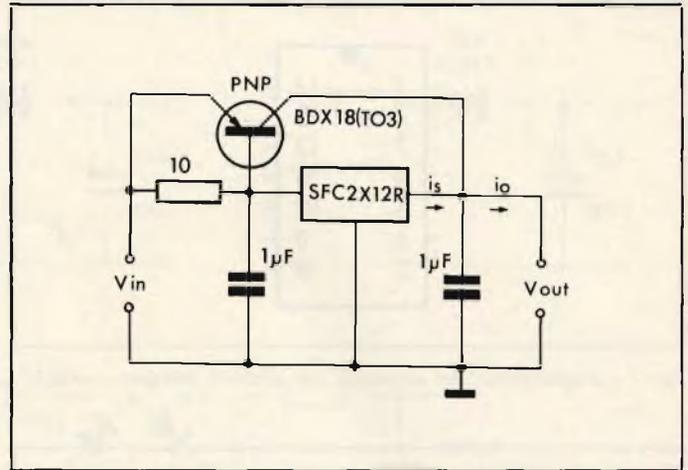


Fig. 5 - Alimentatore autoregolato a 12 V da 0 a 5 A.

Valori dei componenti dello schema di figura 6

$R_1 = 18 \text{ k}\Omega$	$C_1 = \text{elettrolitico } 2000 \mu\text{F}, 30 \text{ V}$
$R_2 = 51 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 470 \text{ pF}$
$R_3 = \text{potenziom. } 2,5 \text{ k}\Omega$	$C_3 = \text{elettrolitico } 100 \mu\text{F}, 25 \text{ V}$
$R_4 = 18 \text{ k}\Omega$	$Q_1 = 2N3055 \text{ (NPN) da montarsi con radiatore di calore}$
$R_5 = 51 \text{ k}\Omega$	$Q_2 = 2N2905 \text{ (PNP)}$
$R_6 = 47 \Omega$	$Q_3 = 2N5228 \text{ (PNP)}$
$R_7 = 1,8 \text{ k}\Omega$	
$R_8 = 0,36 \Omega - 2 \text{ W}$	
$R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	

Tutte da 0,5 W salvo R_8

Circuito integrato $\mu A 723C$ oppure un equivalente rigorosamente esatto

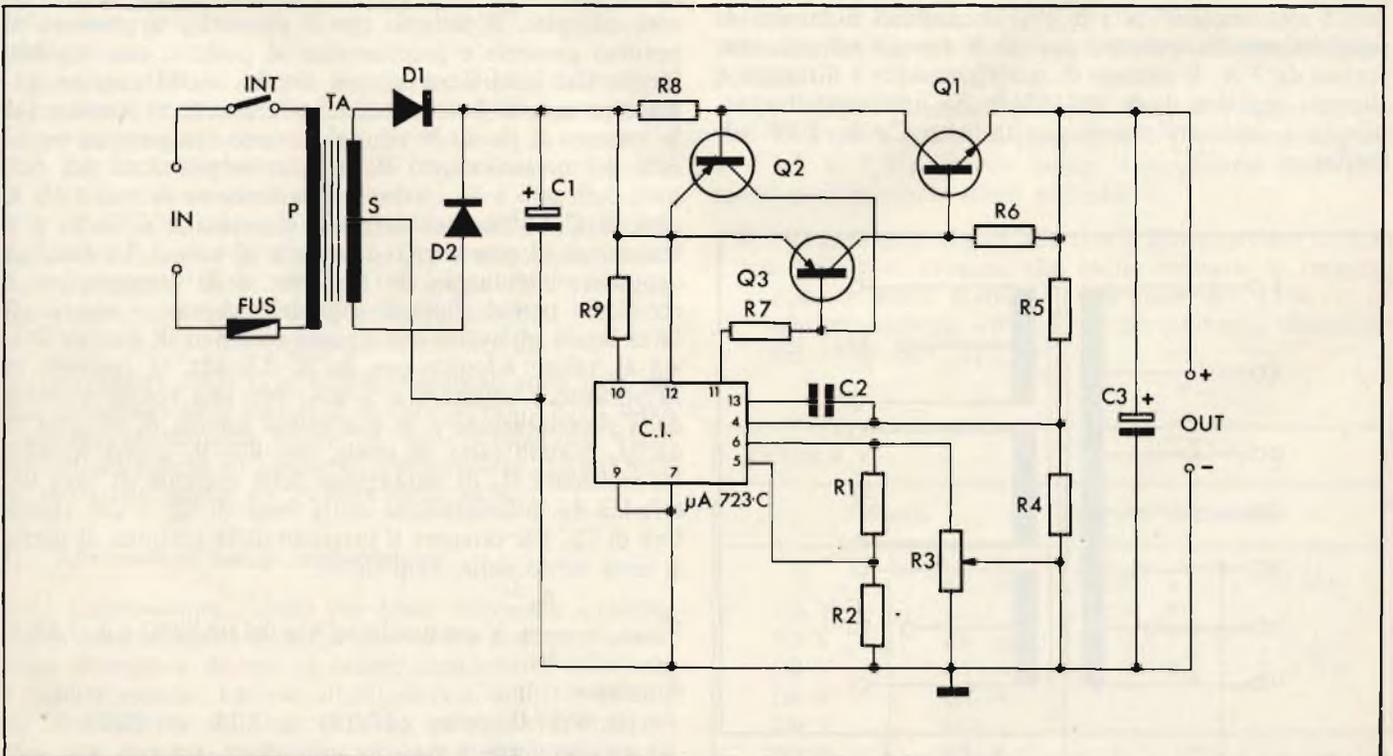


Fig. 6 - Alimentatore regolabile e autoregolato da 0 a 20 V e da 0 a 2 A.

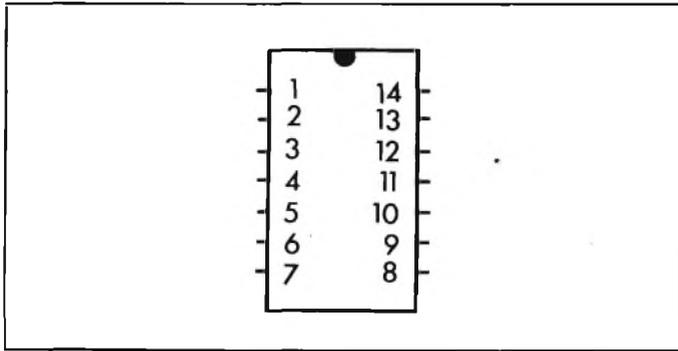


Fig. 7 - Disposizione dei terminali del circuito integrato $\mu A723C$.

TABELLA 3							
Temperatura ambiente minore di 35°			Temperatura ambiente minore di 70°				
i_o (A)	= 0,2	= 0,5	= 1	i_o (A)	= 0,2	= 0,5	= 1
V_c	R termica °C/W			V_c	R termica °C/W		
17	10	7	3,8	17	7	3,8	1,8
22	7	1,8	0,8	22	1,8	0,8	—
25	3,8	1,8	0,8	25	1,8	0,8	—

posto da Frank P. Miles di Rochester in un articolo comparso su Electronics, l'alimentatore in argomento è rappresentato in figura 6. Ha una tensione di uscita regolabile da 0 a 20 V in maniera continua e la corrente massima che può erogare è di 2 A.

Il trasformatore TA deve essere di buona qualità, largamente calcolato ed esente da vibrazioni, col primario adatto alla tensione di rete e il secondario S fornito di presa intermedia, previsto per 40 V fra gli estremi, con portata da 2 A. Il sistema di raddrizzamento e filtraggio è ottenuto con due diodi MR1031B che utilizzano due semionde e un condensatore elettrolitico C_1 da 2000 μF livellatore.

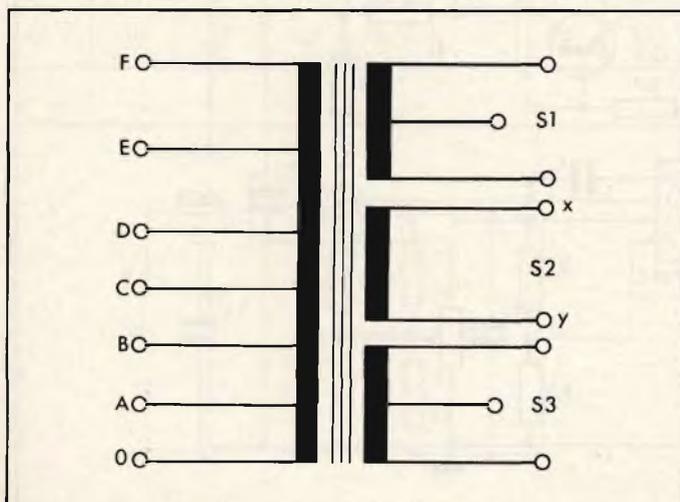


Fig. 8 - Trasformatore di alimentazione per ricevitori, ricetrasmittitori e televisori a valvole.

A questi componenti si deve aggiungere una piastra isolante, un supporto a 14 fori per integrati, un pezzo di cordone con spina per l'attacco alla rete, un interruttore e un fusibile da 0,5 A. Il cablaggio può essere effettuato su circuito stampato di propria costruzione oppure su piastra isolante con filo da collegamenti isolato. E' naturale che debbano essere previste delle boccole, o altri terminali a piacere, per l'uscita della corrente regolata. In un montaggio più completo si potrà disporre sul pannello frontale oltre all'interruttore, al fusibile, alle boccole di uscita e al potenziometro di regolazione, anche un voltmetro che permetta di conoscere la tensione di uscita. Un'occhiata allo schema mostra come il secondario 20 + 20 V - 2 A con scarti massimi del 10 ÷ 15%, ha la presa centrale al negativo generale e perciò i due estremi, tramite l'entrata in funzione alternativa di D_1 e D_2 vanno al positivo generale. Un primo filtraggio è assicurato dal grosso elettrolitico C_1 che deve essere montato rispettando le polarità, poi da C_3 .

In figura 7 sono indicati i terminali del circuito integrato $\mu A723C$ il quale potrà essere sostituito solo da altri assolutamente equivalenti, come il filo L123 della SGS-ATES. Si noti, a tal proposito, che esiste il $\mu A723C$ in contenitore cilindrico il quale non è consigliabile perché manca dell'uscita V_z del diodo Zener. Con riferimento alla figura 6, si effettueranno i collegamenti in questo modo:

- V_o al punto 10
- V_+ al punto 12
- V_c al punto 11
- Comp. al punto 13
- Inv. al punto 4
- Vrif al punto 6
- Non inv. al punto 5
- V_z al punto 9
- V_- al punto 7

Nessun altro piedino dell'integrato (che nello schema è visto di sopra, in modo che il punto 1 sia a sinistra del riferimento) che non sia menzionato nell'elenco dev'essere collegato. Ripetiamo che il punto V_+ è connesso al positivo generale e precisamente al positivo non regolato fornito dal raddrizzatore, così che V_- va al negativo generale o massa. La tensione di riferimento è ottenuta fra la massa e il punto V rif. del circuito integrato al terminale del potenziometro R_3 per cui la posizione del cursore, collegato a R_4 , determina la tensione di uscita V_o ai capi di C_3 . L'entrata inversa è connessa a C_2 - R_5 - R_4 e il transistor di potenza Q_1 è in serie al carico. La stabilità di questo montaggio, in funzione della temperatura, è eccellente perché dipende solo dall'integrato e non è affatto legata al livello del segnale continuo di uscita. Grazie al valore adottato per R_3 di 2,5 k Ω , la corrente di riferimento è inferiore a 5 mA. Per una buona stabilità della polarizzazione e di una estesa gamma di tensioni di uscita, è stato fatto in modo che $R_1 = R_4$ e che $R_2 = R_5$. La resistenza R_6 di limitazione della corrente di fuga determina la polarizzazione della base di Q_1 e del collettore di Q_2 . Per ottenere il massimo della tensione di uscita si terrà conto della condizione:

$$V_{o \max} = \frac{R_2}{R_1} V_{\text{rif}} \text{ e poich\`e la } V_{\text{rif}} \text{ del } \mu A723C \text{ \`e di } 7,15 \text{ V}$$

si ottiene:

$$(R_2/R_1): V_{\text{rif}} = (51/18) \times 7,15 = 20,23 \text{ V}$$

La scelta di R_1 è fatta in modo da soddisfare due condizioni:

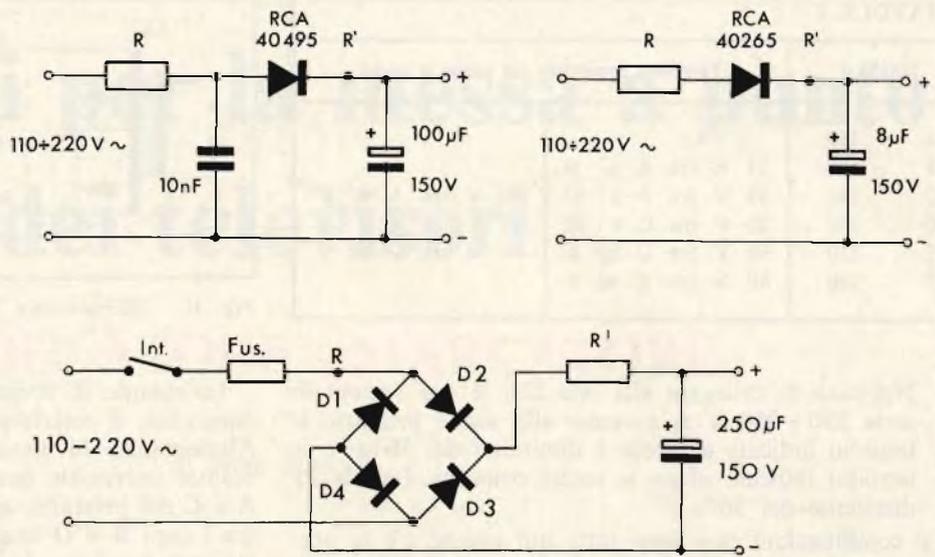


Fig. 9 - Tre esempi di raddrizzatori alimentabili direttamente dalla rete.

- 1) Essere abbastanza grande per minimizzare il carico su R_3 .
- 2) Essere abbastanza piccola per soddisfare alla condizione di polarizzazione dell'entrata dell'amplificatore di errore dell'integrato.

Si può calcolare R_2 in base alla relazione:

$$R_2 = (V_{o \max} / V_{rif}) R_4 \text{ che risulta essere } (20,23/7,15) \times 18000 = 51000 = R_2$$

La resistenza R_7 limita la corrente di uscita del $\mu A723C$ a 10 mA circa in ragione dell'impiego del diodo Zener interno all'integrato e si calcola in $k\Omega$ con la seguente formula empirica:

$R_7 = 0,12 \cdot V_c - 0,62$ da cui $(20 \times 0,12) - 0,62 = 1,78 \text{ k}\Omega$ abbastanza prossimo al valore di 1,8 $k\Omega$ che è stato adottato.

Il valore di R_8 si calcola per mezzo di un'altra formula approssimativa secondo la quale $R_8 = 0,65 \cdot I_{\max}$; poiché come sappiamo la massima corrente è di 2 A, si ha $0,65 \times 2 = 1,30$ mentre in realtà è stato usato un valore di 0,33 Ω che s'è rivelato più adatto.

Il valore della corrente massima determina le caratteristiche del radiatore di Q_1 mentre R_9 è calcolabile in $k\Omega$ con la relazione $R_9 = 6V_c - 31$ la quale dà un risultato abbastanza in accordo con il valore adottato:

$$R_9 = 6 \times 20,23 - 31 = 90 \text{ k}\Omega$$

I transistori 2N3055 e 2N2905 figurano sulla lista dei semiconduttori della Fairchild insieme al $\mu A723C$. I diodi raddrizzatori possono essere di tipo diverso da quelli menzionati purché di analoghe caratteristiche, infatti vanno benissimo anche gli 1N1614 della RCA.

7) Alimentatori senza trasformatore

Se l'alimentatore è fatto per basse tensioni è evidente che in qualche modo si dovrà provvedere a ridurre la tensione alternativa di rete al valore stabilito per effettuare il raddrizzamento. La cosa si ottiene con facilità mediante un trasformatore riduttore o di un autotrasformatore nel caso che non sia necessario separare galvanicamente la rete dall'utilizzatore.

Non ci stancheremo mai di ripetere i notevoli vantaggi della separazione galvanica, anche se chi adopera le apparecchiature è persona pratica; apriamo una parentesi per ricordare al lettore che è sempre facile che abbia fra il materiale inutilizzato un vecchio trasformatore di alimentazione per radioricevitori a valvola o per televisori. Egli si accorgerà di avere tra le mani un oggetto prezioso perchè una breve osservazione delle numerose tensioni primarie e secondarie gli farà scoprire quali e quante utilizzazioni ne può ricavare. Prendiamo un trasformatore per ricevitori a valvole il quale era sempre, o quasi, fatto in questo modo (fig. 8):

Basterà sistemarlo in una cassetta fornita di fori di aerazione e di una serie di bocche a cui fissare i terminali secondo l'ordine che più si riterrà opportuno. Si otterranno, tanto per citare le più importanti combinazioni possibili:

Poi, usando il secondario come tale, si avranno 250 e 500 V; 11,3 V con vari ampere; 1,3 V con vari ampere ($6,3 - 5 = 1,3$). Usando invece il secondario come primario e il primario come secondario:

1°) Nel caso di collegare alla rete a 220 una delle sezioni a 250 V si avranno alle uscite primarie le tensioni indicate nella tavola 1, diminuite del 15%, e le tensioni indicate «fra» le uscite primarie, diminuite del 15% (tav. 2).

TAVOLA 1			
Primario		Secondario	
0	0,7 A	250 V	80 mA
110 V		250 V	
125 V	0,6 A	6,3 V	5 A
140 V	0,5 A	5 V	2 ÷ 3 A
160 V	0,5 A		
220 V	0,35 A		
280 V	0,3 A		

TAVOLA 2		
Inizio 0		Tensioni prelevate tra presa e presa
A	110	.
B	125	15 V tra A e B
C	140	15 V tra B e C 30 V tra A e C
D	160	20 V tra C e D 35 V tra B e D
E	220	60 V tra D ed E 80 V tra C ed E
F	280	60 V tra E ed F

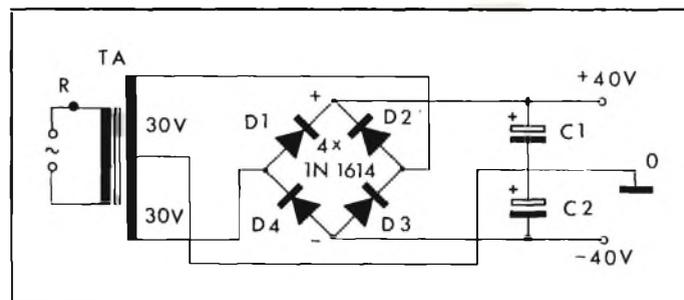


Fig. 10 - Alimentatore a tensioni in opposizione.

2°) Nel caso di collegare alla rete 220 le due sezioni in serie 250+250 V si avranno alle uscite primarie le tensioni indicate a tavola 1 diminuite del 56%; e le tensioni indicate «fra» le uscite primarie (tavola 2) diminuite del 56%.

Le combinazioni non sono tutte qui perché c'è la possibilità, ricchissima, di collegare il primario di 280 V alla rete 220 V ottenendo un'altra lunga serie di tensioni. Si avverte che nel fare questi «giochetti» va rispettata l'avvertenza di collegare alla rete SEMPRE un avvolgimento fatto per tensione uguale o superiore a quella di rete. Insomma, fatti i conti, il dilettante avrà a sua disposizione la tensione che gli interessa: sta alla sua intelligenza saper scoprire la migliore utilizzazione che si può fare del trasformatore tornato... alla luce.

Nel caso, praticamente difficilissimo, in cui fra le tante tensioni a disposizione non trovi quella che gli serve, sarà possibile sia alimentare il raddrizzatore direttamente con la rete sia, tramite una resistenza di caduta, col trasformatore universale. Gli schemi per l'alimentazione diretta dalla rete sono quelli di cui alla figura 9. C'è scritto genericamente che l'entrata è fra 110 e 220 V, e non è indicata la tensione V_0 . Immaginando di desiderare 30 V con 50 mA si ha:

- 1) Per produrre una c.d.p. di $220-30 = 190$ V
- 2) occorre una resistenza che faccia cadere 190 V con 50 mA
- 3) perciò dovrà avere $190/0,05 = 3800 \Omega$
- 4) con dissipazione in calore di $190 \times 0,05 = 10$ W.

Lo sciupio di corrente è notevole, il calore dissipato è parecchio, il resistore da 10 W è costoso e voluminoso. Alimentando lo stesso raddrizzatore col nostro trasformatore universale potremmo prelevare i 30 V tra i capi A e C del primario usato come autotrasformatore; oppure tra i capi B e D usandolo come trasformatore perché in tal caso funziona da primario una delle sezioni a 250 V del secondario, infatti:

$35 - 15\%$ di $35 = 35 - 5,25 = 29,7$ (vedi tav. 2)
 Ma nella ipotesi che 29,7 V fossero insufficienti e se ne desiderassero esattamente 30 si può prelevare la tensione fra i capi C ed E, usando come primario le due sezioni a 250 V del secondario. Infatti:

$$80 \text{ V} - 56\% \text{ di } 80 = 80 - 45 = 35 \text{ V}$$

Perciò:

- 1) per produrre una c.d.p. di $35-30 = 5$ V
- 2) occorre una resistenza che faccia cadere 5 V con 50 mA
- 3) essa dovrà avere $5/0,05 = 100 \Omega$
- 4) con una dissipazione di $5 \times 0,05 = 0,250$ W

Come si vede questa è una piccola resistenza che nulla ha delle eccessive proporzioni della resistenza calcolata precedentemente per l'inserzione diretta alla rete, inoltre essa esercita una azione utilissima ai fini del livellamento della corrente pulsante in uscita dal raddrizzatore.

Lo schema di figura 10, realizzato con 4 diodi 1N1614R utilizza un trasformatore da far costruire appositamente. Questo alimentatore serve nel caso che si desideri una tensione doppia +40, 0, -40. Nello schema non è indicato che i due condensatori di filtro devono essere da 3000 μF a 75 V.

ANCHE
IN SARDEGNA
LA

G.B.C.
italiana

C'È

NUORO

Via Ballero, 65
Telef. 37363

ORISTANO

Via V. Emanuele, 15/17
Telef. 73422

TROVERETE

...UN VASTO ASSORTIMENTO DI COMPONENTI ELETTRONICI
E LA PIÙ QUALIFICATA PRODUZIONE DI MATERIALE
RADIO-TV, HI-FI, RADIOAMATORI E CB

Strumenti per la messa a punto dei televisori

IL VOBULATORE - MARCATORE

di Piero SOATI

Oggi giorno un tecnico che per ragioni di lavoro, od anche per hobby, sia interessato alla messa a punto ed alla riparazione dei televisori, come abbiamo già avuto occasione di affermare, non può essere sprovvisto di alcuni strumenti di misura essenziali: fra questi annoveriamo il generatore sweep-marker, che, con terminologia italiana, si dovrebbe chiamare vobulatore-marcatore. Del resto, il fatto che ormai siamo lontani dal tempo dei prezzi iperbolici per questi strumenti, ne ha consentito la diffusione anche nei laboratori più modesti.

GENERALITA' SUGLI SWEEP-MARKER

Anche quando questi particolari tipi di generatori siano progettati e costruiti con tecnologia molto avanzata, difficilmente possono raggiungere dei limiti di precisione molto elevata per il fatto che il loro compito è quello di generare delle prestabilite gamme di frequenza la cui larghezza deve essere regolabile a seconda delle esigenze. Pertanto, allo scopo di ovviare a questo inconveniente alla sezione generatrice, cioè allo sweep, si accoppia la sezione marker che consente di avere a disposizione, mediante appositi circuiti controllati a quarzo, delle frequenze pure esse prestabilite la cui stabilità sia sufficiente per il controllo dei circuiti accordati dei televisori.

Ad esempio il generatore sweep-marker modello VU 167 della TES di cui in figura 1 è visibile l'aspetto esteriore, è suddiviso in due unità fondamentali: un generatore marker a frequenza variabile e generatore sweep, alle quali si aggiunge un oscillatore a cristallo avente la frequenza fondamentale di 5,5 MHz le cui armoniche sono utilizzate per il controllo della taratura del marker e per l'esatta taratura della distanza tra la frequenza della portante video e quella audio. Inoltre un apposito circuito consente la modulazione in ampiezza del segnale del generatore marker con una frequenza sinusoidale di 400 Hz. Questo particolare, comune, a quasi tutti gli apparecchi di questo tipo permette di utilizzare lo stesso strumento quale generatore convenzionale, ad esempio da utilizzare per il controllo dei normali radiorecettori.

ESAME DEL CIRCUITO DI UN SWEEP-MARKER

Come è nostra consuetudine passiamo adesso ad analizzare brevemente il circuito di un vobulatore-marcatore del commercio. A questo proposito sentiamo il dovere di precisare che tale procedura, nel modo più assoluto, non ha l'intenzione di reclamizzare un apparecchio piuttosto che un altro. La nostra lunga esperienza nel campo delle radioteleriparazioni ci ha insegnato che anche per quanto concerne la strumentazione, la materia è meglio assimilata se si ricorre a degli esempi pratici prendendo, in questo caso, in considerazione degli strumenti del commercio, che a parità di prezzo più o meno si equivalgono, anziché dilungarci in astruse esposizioni teoriche che sovente lasciano il tempo che trovano. La scelta dello strumento da acquistare verrà fatta dal singolo in base a valutazioni strettamente personali che sono legate ai motivi per cui si deve fare tale acquisto, al prezzo e ad altre considerazioni del genere.

La figura 2 si riferisce allo schema elettrico del generatore sweep-marker VU 167 di cui, per meglio far comprendere quanto diremo in seguito diamo le principali caratteristiche tecniche.

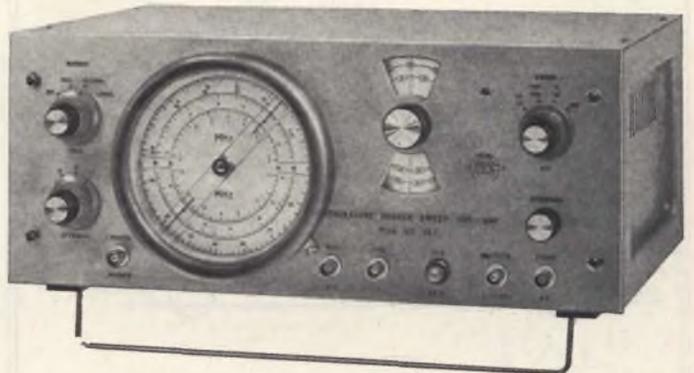


Fig. 1 - Un generatore sweep-marker del commercio: il modello VU 167 della Tecnica Elettronica System.

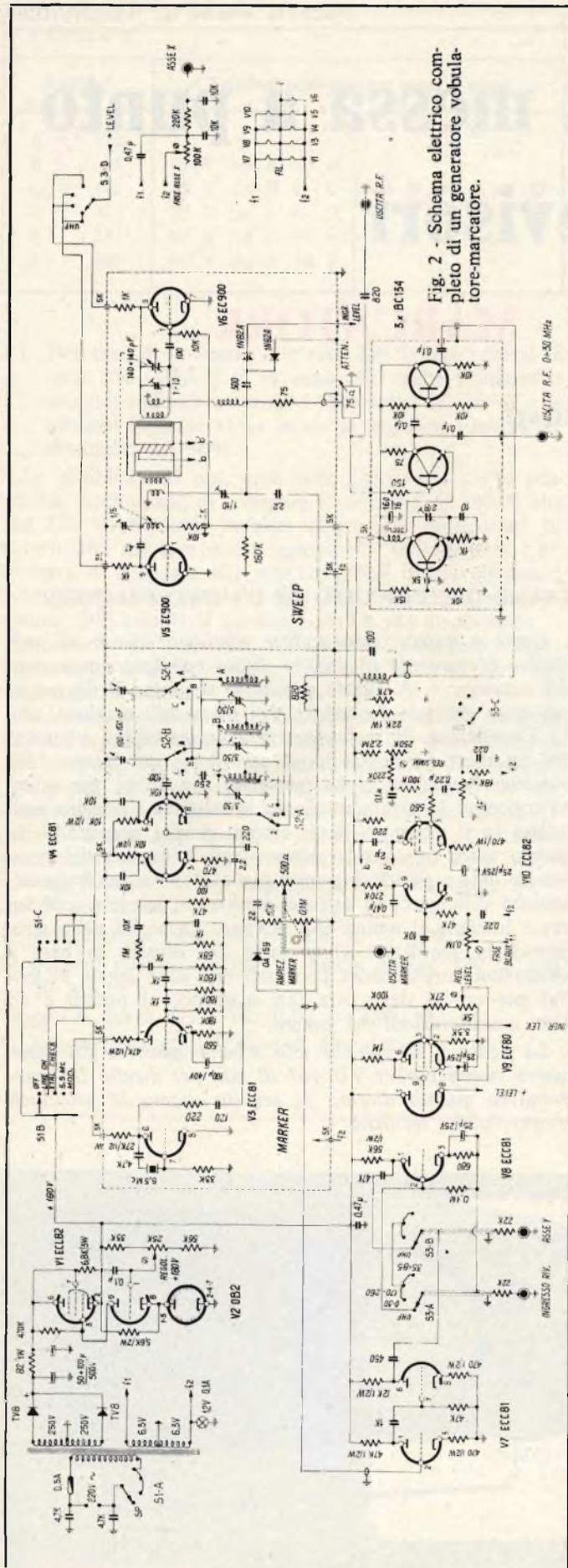


Fig. 2 - Schema elettrico completo di un generatore vobulatore-marcatore.

Sweep - Gamme di frequenza: $1 \div 30$ MHz (conversione), $35 \div 85$ MHz (fondamentale), $170 \div 260$ MHz (fondamentale), $470 \div 780$ MHz (3^a armonica). Segnale massimo di uscita: da 30 mV a 0,2 V a seconda della gamma. Attenuatore: variazione continua max 80 dB. Impedenza di uscita: 75 Ω . Larghezza dello spazzolamento (regolabile): $0 \div 15$ MHz. Livellamento: entro 2 dB per sweep max. Segnale uscita per asse X: sinusoidale, regolabile in fase circa 180°. Marker - Gamme di frequenza, A: $3 \div 6$ MHz (fondamentale), $6 \div 12$ MHz (2^a armonica), $12 \div 24$ MHz (4^a armonica). B: $20 \div 47$ MHz (fondamentale), $40 \div 94$ MHz (2^a armonica). C: $40 \div 66,5$ MHz (fondamentale), $80 \div 133$ MHz (2^a armonica), $160 \div 266$ MHz (4^a armonica), $480 \div 880$ MHz (12^a armonica). Precisione di frequenza: migliore dell'1%, con controllo a quarzo entro $\pm 0,1\%$. Attenuatore: potenziometrico. Impedenza di uscita: 500 Ω . Modulazione interna: AM 400 Hz, 30%. Segnali marker: battimenti sovrapposti, applicati all'asse Y dell'oscilloscopio. Osservando attentamente lo schema elettrico si può constatare che il generatore è costituito dalle seguenti sezioni circuitali:

- 1°) Alimentatore
- 2°) Oscillatore a quarzo.
- 3°) Oscillatore a 400 Hz.
- 4°) Separatore marker.
- 5°) Oscillatore marker
- 6°) Oscillatore sweep canali alti.
- 7°) Oscillatore sweep canali bassi.
- 8°) Amplificatore segnali marcatori.
- 9°) Amplificatore segnale rivelato per gamma UHF.
- 10°) Regolatore automatico della tensione di uscita.
- 11°) Stadio controllo della corrente per il reattore sweep.
- 12°) Oscillatore-mescolatore per uscita $0 \div 20$ MHz.

SEZIONE ALIMENTAZIONE

L'alimentatore comprende una valvola ECL82 ed una OB2, il cui compito è quello di stabilizzare la tensione continua che esce dal raddrizzatore a ponte.

La OB2 funziona da riferimento (reference) e la sezione triodica della ECL82 da amplificatrice in corrente continua. La sezione pentodica della stessa valvola funge invece da regolatrice in serie.

Pertanto l'alimentatore fornisce una tensione di 180 V, che è regolabile tramite il potenziometro da 25 k Ω , il cui cursore fa capo alla griglia del triodo ECL82. E' evidente che la tensione di uscita, che alimenta tutti i circuiti del generatore, è perfettamente stabilizzata.

OSCILLATORE A QUARZO

L'oscillatore a quarzo è costituito dalla sezione triodo della valvola V3, cioè l'ECC81, che è montata in circuito Pierce, la cui frequenza è ovviamente quella del quarzo, in questo caso di 5,5 MHz.

Tale stadio può essere inserito od escluso agendo su un apposito commutatore che generalmente è detto Selettore Marker (Marker Selector).

OSCILLATORE A BASSA FREQUENZA (400 Hz)

Per generare le oscillazioni di bassa frequenza, che servono a modulare in ampiezza il segnale del generatore marker, si utilizza la seconda sezione triodo della valvola

V3 (ECC81), tramite un circuito del tipo «phase shift» ossia a sfasamento.

Anche questo circuito può essere inserito agendo sul commutatore di cui si fa riferimento al paragrafo precedente.

SEPARATORE MARKER

Ovviamente il circuito separatore-marker è interposto fra il generatore marker e l'uscita ed assolve anche alle funzioni di modulatore. Di esso fa parte una sezione triodo della valvola V4 (ECC81).

OSCILLATORE MARKER

La seconda sezione triodo della V4 (ECC81) è utilizzata in un circuito oscillante del tipo Hartley il cui compito è quello di marcare, con elevata precisione, le frequenze che sono generate dall'oscillatore sweep, tanto per i canali alti quanto per quelli bassi.

OSCILLATORE SWEEP PER CANALI ALTI

Le frequenze comprese fra 170 MHz e 260 MHz sono generate da un circuito di cui fa parte la valvola V5 (EC900).

Il circuito oscillante è collocato fra le espansioni polari di un reattore che provvede a modulare in frequenza la portante.

Le oscillazioni sono avviate all'uscita tramite un condensatore di piccola capacità, e l'attenuatore.

OSCILLATORE SWEEP PER CANALI BASSI

Questo circuito, del tipo Colpitts, utilizza anch'esso una valvola EC900, V6, e copre la gamma che va da 35 MHz a 85 MHz.

La modulazione di frequenza si ottiene nello stesso modo illustrato nel paragrafo precedente mentre la tensione di uscita è avviata all'attenuatore mediante un accoppiamento induttivo.

AMPLIFICATORE DEI SEGNALI MARCATORI

I segnali che provengono dall'oscillatore a quarzo, oppure dall'oscillatore marker, e dal generatore sweep sono mescolati fra loro tramite il diodo 1N82A. In questo modo si ottiene un battimento a bassa frequenza che dopo essere amplificato dalle 2 sezioni della valvola V7 (ECC81), viene sovrapposto all'informazione proveniente dall'ingresso rivelazione e quindi inviata all'asse Y dell'oscilloscopio, mettendo così in evidenza i marker che, in questo caso, non agendo sulla radiofrequenza non danno luogo ad alcuna alterazione della curva in esame.

AMPLIFICAZIONE SEGNALE RIVELATO PER UHF

Quando si opera su frequenza della gamma UHF i segnali che arrivano ai morsetti «ingresso rivelazione» generalmente hanno un'ampiezza poco consistente poiché il segnale a radiofrequenza generato dallo sweep è dovuto alla terza armonica della frequenza fondamentale. Pertanto questo segnale viene amplificato dalla sezione triodo della V8 (ECC81) prima che essa sia inviato all'uscita Asse Y, ossia alla sezione verticale dell'oscilloscopio.

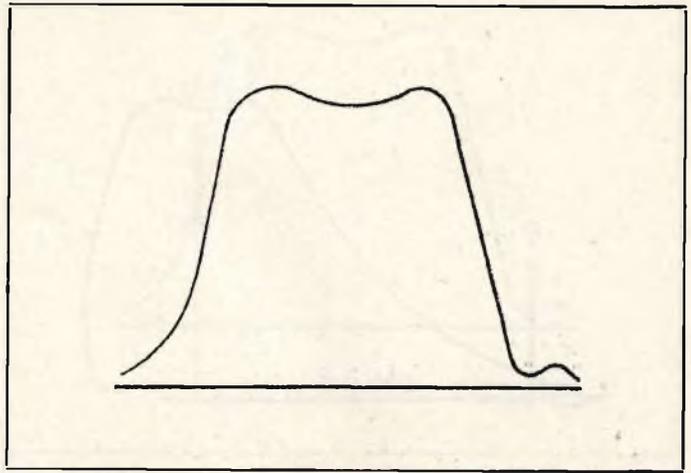


Fig. 3 - Immagine sullo schermo dell'oscilloscopio di una curva di risposta esatta corrispondente cioè ad una corretta messa in fase fra il segnale di modulazione e quello di scansione.

REGOLATORE AUTOMATICO DELLA TENSIONE DI USCITA A RADIO FREQUENZA

Il circuito per la regolazione automatica della tensione di uscita a radiofrequenza (leveler) è costituito da una valvola ECF80 (V9) la quale provvede automaticamente l'ampiezza della componente RF che è fornita dallo sweep, variandone opportunamente la tensione di alimentazione.

La tensione a radiofrequenza fornita dagli oscillatori sweep viene infatti rivelata picco a picco da due diodi 1N82A; la tensione unidirezionale che si ottiene è inviata alla griglia della sezione pentodo della V9 per essere amplificata ed invertita di fase. La sezione triodo della stessa valvola provvede ad un adattamento d'impedenza migliore della tensione che va ad alimentare gli oscillatori sweep. Il circuito pertanto funziona in modo che ad ogni diminuzione della tensione a radiofrequenza di uscita corrisponde un aumento della tensione anodica e viceversa.

I limiti del controllo sono tali da mantenere lineare la tensione di uscita al variare della frequenza anche per il massimo sweep.

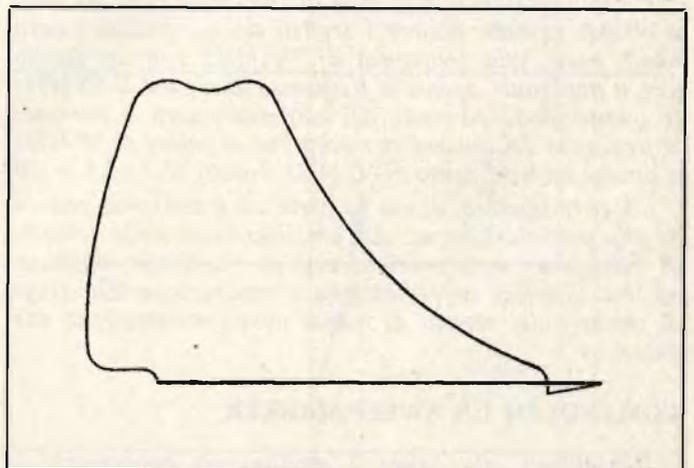


Fig. 4 - Esempio di messa in fase del segnale di modulazione e del segnale di scansione errata.

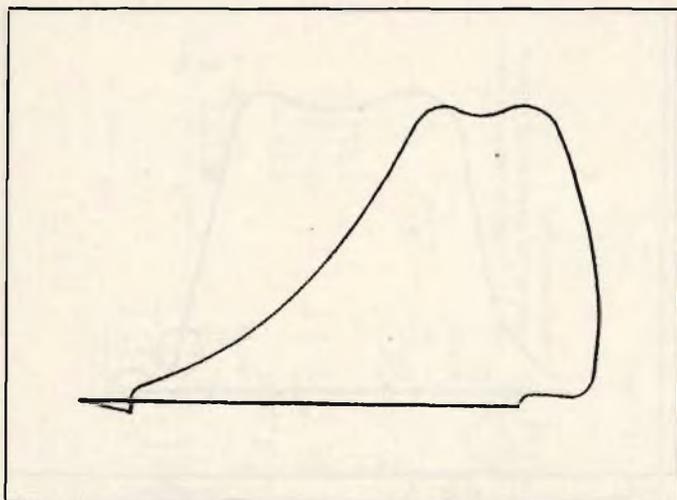


Fig. 5 - Altro esempio di messa in fase dei segnali di modulazione e di scansione errate.

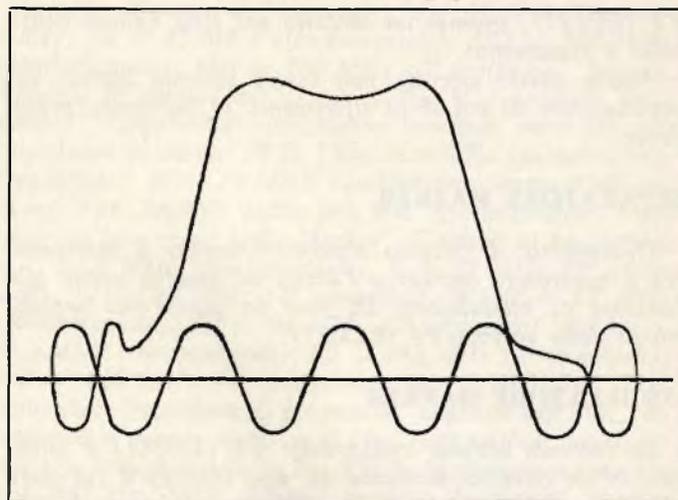


Fig. 6 - Curva di risposta con battimento dovuto all'oscillatore marker con un'armonica dell'oscillatore a quarzo 5,5 MHz.

CIRCUITI DI CONTROLLO CORRENTE REATTORE

L'avvolgimento è inserito nel circuito di placca della valvola V10 (ECL82). Il punto migliore di funzionamento di questo dispositivo circuitale è stato ottenuto scegliendo degli adatti valori di tensione di griglia sia per la corrente continua sia per la corrente alternata.

In questo modo la corrente continua, che ha il compito di polarizzare il reattore, varia per effetto della tensione alternata a 50 Hz che è applicata alla griglia della V10; ciò ha la conseguenza di far variare la permeabilità della barretta di ferro su cui è avvolto il circuito oscillante dello sweep.

Naturalmente la variazione di permeabilità dà luogo alla desiderata variazione di frequenza.

La sezione triodo della V10 ha invece il compito di fissare, mediante un apposito circuito, la linea di riferimento la cui costante è tale che l'oscillatore entra in oscillazione per un periodo di 10 ms a cui segue un identico periodo di pausa.

GRUPPO OSCILLATORE-MESCOLATORE

0 ÷ 30 MHz

L'uscita relativa alla gamma di frequenza 0 ÷ 30 MHz si ottiene facendo battere i segnali del generatore sweep, canali bassi, alla frequenza di 85 MHz con un oscillatore, a transistori, avente la frequenza fissa pure di 85 MHz. In questo modo partendo dal battimento zero, e portando la frequenza del generatore sweep fino al valore di 55 MHz, si ottiene un battimento di 30 MHz. Infatti $85 - 55 = 30$.

Un altro circuito, di cui fa parte un transistor, provvede alla mescolazione ed alla amplificazione della tensione di battimento mentre un successivo transistor dà luogo ad una ulteriore amplificazione e separazione allo scopo di ottenere dei segnali di marca aventi un'ampiezza adeguata.

COMANDI DI UN SWEEP-MARKER

Riferendoci alla figura 1 analizziamo brevemente le funzioni dei comandi che sono chiaramente visibili nella stessa.

SP - spegne lo strumento, ACC - accende lo strumento ed inserisce l'oscillatore marker. Xtal CHECK - inserisce l'oscillatore marker e l'oscillatore a cristallo per la calibrazione della scala del marker e per determinare la distanza fra le portanti audio-video. 5,5 MHz - in questa posizione funziona solo l'oscillatore a quarzo 5,5 MHz. MOD - funziona solo l'oscillatore marker a frequenza variabile modulato in ampiezza. FREQ. - varia la frequenza dell'oscillatore marker. SCALE A, B, C - servono a coprire le rispettive gamme dell'oscillatore marker. ATTENUAT - regola l'ampiezza dei segnali marcatori del segnale di uscita dell'oscillatore marker modulato e del quarzo a 5,5 MHz.

USCITA MARKER - uscita di tutti i segnali marker. INGR. RIV. - ingresso del segnale rivelato proveniente dal televisore o dai circuiti in esame. ASSE Y - uscita per il collegamento dello strumento all'ingresso verticale dell'oscilloscopio SPIA RETE - indica se lo strumento è acceso o spento. USCITA 0 ÷ 30 MHz - uscita sweep solo per la gamma 0 ÷ 30 MHz. USCITA RF - uscita sweep di tutte le gamme, esclusa quella da 0 a 30 MHz.

COMM. SWEEP - commuta le gamme dell'oscillatore sweep. La manopola ΔF serve a regolare la larghezza, in frequenza, dello spazzolamento. ATTENUAT - regola la tensione di uscita dello sweep.

USO PRATICO DELL'OSCILLATORE SWEEP-MARKER

Ovviamente affinché i risultati dei controlli siano precisi occorre utilizzare unitamente al generatore sweep-marker un buono oscilloscopio la cui banda passante dell'oscillatore non sia inferiore ai 100 kHz e che inoltre abbia una buona linearità, per quanto concerne le scansioni verticali ed orizzontale.

E' consigliabile che l'oscilloscopio sia provvisto della scansione orizzontale a frequenza di rete con possibilità di regolazione della fase.

Le misure dovranno essere iniziate dopo circa 15 minuti che il generatore è stato acceso.

RILIEVO DELLE CURVE VOBULATE AD ALTA E MEDIA FREQUENZA

L'uscita a radiofrequenza dovrà essere collegata all'ingresso del televisore o all'ingresso degli stadi di media frequenza che hanno una frequenza centro banda superiore a 35 MHz. Dovendo eseguire la messa a punto di stadi di MF con centro inferiore ai 35 MHz si dovrà usare l'uscita $0 \div 30$ MHz.

All'ingresso rivelato si dovrà collegare l'uscita rivelata del circuito che si deve controllare mentre l'uscita Asse Y si conetterà all'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio.

Sul retro esiste pure un uscita asse X che sarà collegata all'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio nel solo caso che lo stesso non disponga di scansione orizzontale a frequenza di rete con relativa regolazione di fase.

In linea di massima le operazioni di taratura, tenendo sempre presente le istruzioni della casa che ha costruito il televisore, dovranno essere eseguite nel seguente modo:

- 1°) regolare al massimo l'amplificazione verticale dell'oscilloscopio.
- 2°) regolare l'attenuatore dello sweep per il massimo segnale di uscita.
- 3°) portare il commutatore di gamma dello sweep sulla gamma desiderata.
- 4°) regolare la manopola ΔF (variazione di frequenza) per la massima larghezza dello sweep.
- 5°) ruotare la scala delle frequenze sweep fino a portarsi, in modo approssimativo sui valori relativi alla frequenza di funzionamento del circuito in esame. Sullo schermo dell'oscilloscopio dovrà rendersi visibile la curva di risposta.
- 6°) ridurre il segnale di uscita RF agendo sull'attenuatore dello sweep e l'amplificazione verticale dell'oscilloscopio, sino ad ottenere una giusta altezza della curva. Se è necessario ridurre anche la larghezza dello sweep.
- 7°) regolare il comando della fase relativo alla scansione orizzontale a frequenza di rete dell'oscilloscopio (se lo stesso ne è sprovvisto agire sulla regolazione fase asse X posta sul retro dello strumento collegando l'apposito cavo) sino ad ottenere una corretta messa in fase tra il segnale di vobulazione e quello di scansione come mostra la figura 3 (le figure 4 e 5 mostrano condizioni di fase errata).

Successivamente è necessario determinare con la massima esattezza la frequenza su cui il circuito in esame è accordato e la relativa larghezza di banda. Ciò è possibile impiegando in unione al generatore sweep il generatore marker. Innanzitutto occorre controllare la taratura della scala del generatore marker utilizzando l'oscillatore a cristallo a 5,5 MHz. Includere quindi tale oscillatore mediante l'apposito comando e portare il commutatore del marker sulla gamma desiderata.

L'attenuatore dovrà essere portato in una posizione che consenta di ottenere il massimo segnale di uscita. Agendo sull'apposita manopola portare l'indice della scala marker il più vicino possibile alla frequenza da calibrare, proseguendo molto lentamente nella rotazione fino a che sullo

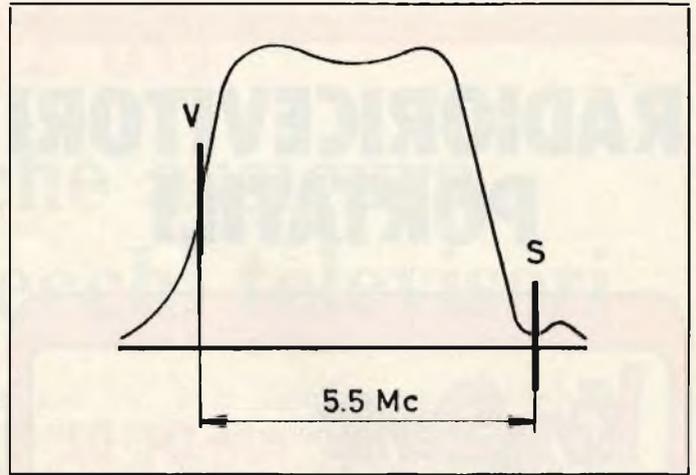


Fig. 7 - Curva di risposta con i due caratteristici «pip» che indicano la distanza di 5,5 MHz esistente fra la portante audio e quella video, data dall'oscillatore a quarzo.

schermo dell'oscilloscopio compare una curva con battimento simile a quella illustrata in figura 6. Tale battimento è dovuto all'oscillatore marker che batte con un'armonica dell'oscillatore a quarzo; la distanza fra due successivi battimenti è esattamente di 5,5 MHz.

La taratura dovrà essere controllata per battimento zero cioè nella posizione di annullamento al centro delle due bande laterali del battimento stesso. Realizzata questa condizione occorre controllare che l'indice della scala marker collimi esattamente con il segno di riferimento tracciato sul quadrante: in caso contrario si dovrà ruotare il quadrante, tramite l'apposito piolino laterale, fino ad ottenere la perfetta collimazione.

Dopo questa operazione si può essere certi che il generatore marker è perfettamente tarato per tutte le frequenze prossime al segno di riferimento. Ovviamente se si cambia gamma oppure ci si sposta verso un altro segno di riferimento è indispensabile rifare la taratura.

Per tarare il sintonizzatore o gli stadi MF è di fondamentale importanza conoscere l'esatta distanza tra la portante audio e quella video; per eseguire tale controllo è sufficiente portare il cosiddetto pip in corrispondenza di una delle due portanti ed inserire l'oscillatore a cristallo tramite il commutatore. Come mostra la figura 7 dovrà apparire un altro pip esattamente corrispondente all'altra

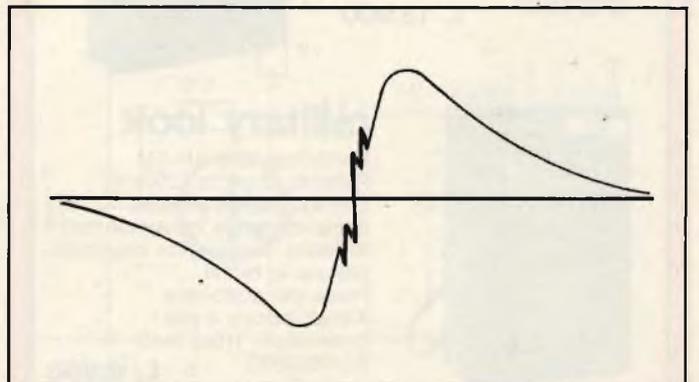


Fig. 8 - Curve caratteristiche di un circuito discriminatore perfettamente allineato.

RADIORICEVITORI PORTATILI

KingSonic AM·OC·OL

Radoricevitore AM OC OL
Potenza di uscita: 3W
Presa per auricolare
Controlli di volume e tono a cursore
Antenna telescopica incorporata
Alimentazione a pile e a rete
Dimensioni: 290x155x65
ZD/0718-00 **L. 33.500**



TENKO

military look

Radoricevitore AM FM
Potenza di uscita: 0,2W
Controllo numerico del volume
Presa per auricolare
Antenna telescopica incorporata
Alimentazione a pile
Dimensioni: 125x80x40
ZD/0595-00 **L. 11.000**



military look

Radoricevitore AM-FM
Potenza di uscita: 0,3W
Presa per auricolare
Commutatore per c.c. o c.a.
Alimentazione a pile e a rete
Dimensioni: 220x160x80
ZD/0758-00 **L. 13.900**



military look

Radoricevitore AM-FM
Potenza di uscita: 250mW
Circuito supereterodina completamente transistorizzato
Antenne: telescopica regolabile, più una in ferrite
Presa per auricolare
Alimentazione a pile
Dimensioni: 115x75x40
ZD/0592-00 **L. 8.850**



In vendita presso le sedi GBC

portante essendo la distanza fra i due pip come è noto, di 5,5 MHz.

TARATURA DEL DISCRIMINATORE AUDIO

Per effettuare la taratura del circuito discriminatore occorre connettere l'uscita $0 \div 30$ MHz all'ingresso dell'amplificatore audio e l'uscita rivelazione, all'uscita del discriminatore, seguendo le istruzioni della casa costruttrice del televisore. Per quanto concerne gli altri collegamenti è necessario attenersi a quanto detto nel paragrafo precedente.

Il commutatore di gamma dello sweep dovrà essere portato sulla gamma $0 \div 30$ MHz regolando la frequenza sul valore di 5,5 MHz, riducendo contemporaneamente la larghezza dello sweep, agendo sull'apposita manopola. L'attenuatore sweep dovrà essere regolato per la massima uscita.

Regolare la fase dello sweep e calibrare la scala marker sulla frequenza di 5,5 MHz facendo sempre riferimento al paragrafo precedente e quindi riportare il commutatore marker nella posizione di accensione.

Il discriminatore dovrà essere tarato in modo che le due punte sopra e sotto la linea di base siano perfettamente simmetriche e quanto più possibile ampie ed in modo che il punto di incrocio del tratto rettilineo con la linea di base corrisponda esattamente alla frequenza di 5,5 MHz.

Il segnale marker è piuttosto ampio comunque agendo con un po' di attenzione è facile determinare il centro del battimento, (figura 8).

Volendo tarare il discriminatore senza fare uso dello sweep si porta il commutatore marker nella posizione 5,5 MHz applicando l'uscita marker all'ingresso del circuito audio del televisore e collegando l'uscita del discriminatore ad un voltmetro elettronico predisposto per misure di tensione continua con zero a centro scala. I nuclei del discriminatore dovranno essere regolati per uscita zero. E' questo un procedimento che permette di ottenere una elevata precisione nella taratura del discriminatore e che noi preferiamo.

IMPIEGO DEL MARKER MODULATO

In primo luogo è necessario calibrare la scala del marker portando il commutatore marker nella posizione di controllo cristallo: connettere l'oscilloscopio all'uscita Asse Y e regolare l'attenuatore per la massima uscita. Naturalmente il commutatore di gamma dovrà essere portato sulla gamma desiderata facendo come al solito la calibrazione del quadrante marker, per battimento zero, sul segno di riferimento più vicino alla frequenza richiesta.

Si porterà successivamente il commutatore marker nella posizione MOD e connettendo il cavo di uscita al morsetto uscita marker. L'attenuatore in questo caso regola l'ampiezza del segnale a radiofrequenza di uscita.

In queste condizioni il generatore può essere utilizzato come normale oscillatore di servizio di uso generale. Non consente però di effettuare dei rilievi di curve punto a punto in quanto non ha la calibratura in ampiezza del segnale RF di uscita.

Nel prossimo numero, per comodità dei lettori, daremo le caratteristiche tecniche di alcuni modelli di generatori sweep-marker attualmente in commercio.

II + 12 dB

uno stadio che assicura nuova vita ai vecchi televisori

Uno dei problemi che più angustiano i riparatori TV, è la decisione da prendere allorché giunge in laboratorio un apparecchio con il tubo in buono stato, ma con tutto il resto «stanco». Ovvero, con il video scarso, il suono affievolito e i sincronismi traballanti. Il proprietario chiede se «è possibile far qualcosa»; ma cosa? Sostituire tutti i tubi dello chassis di media frequenza, dar di mano allo sweep e revisionare la taratura, perdere ore o giorni in una revisione «impossibile»? Poco pratico, perché è un tipo di lavoro che non è remunerativo. E allora, per non dispiacere al cliente, quale soluzione vi può essere? Una, a livello di «altomedica chirurgia TV» la presentiamo ora nelle righe che seguono.

di Gianni BRAZIOLI

Gli utenti che detengono televisori decisamente anziani, con oltre cinque anni di lavoro soddisfacente al merito, o anche sette-nove, sono assai più numerosi di quanti si potrebbe credere. Anzi, li si può dividere in due diverse categorie. Vi sono quelli che affermano: «Il mio apparecchio non lo cambierò mai, perché oggi non li fanno più come una volta!».

Gli altri usano dire: «Si è rotto solo una volta in sette anni ... ciò dimostra che è buono; ed allora, con qualche **riparazioncina**, perché non dovrebbe durare ancora altrettanto?».

Questi sono clienti che danno seri problemi al riparatore TV, infatti non vogliono assolutamente rendersi conto che ogni dispositivo è soggetto ad una usura tipica, e che gli apparecchi equipaggiati con i tubi elettronici più degli altri si «consumano» perché gli elementi attivi sono deperibili per proprio conto, oltre al quadro generale.

Quindi, regolarmente si «scandalizzano» dei preventivi.

Ma per la revisione di un apparecchio tipicissimo, che abbia le valvole di potenza in buono stato perché sostituite con una certa regolarità, eppure vari stadi pilota dei sincronismi piuttosto scadenti, e soprattutto lo

chassis di media frequenza bisogno di un completo ripristino (con sostituzione generale dei vari 6CB6, 6BZ6, 6HJ8 e simili) si può forse chiedere meno di 25.000 lire, specie se si intende eseguire un lavoro completo e ben fatto, comprensivo di una attenta taratura strumentale?

Certo no. Ma il cliente, leggendo nel preventivo 25.000-30.000 lire, di solito tuona: «Come! Ma è assurdo! Se il televisore è sempre andato bene, adesso, d'un tratto è **impossibile** che vi siano tante cose da cambiare!».

No, in questi casi non vale la vecchia buona norma di dire che è pro-

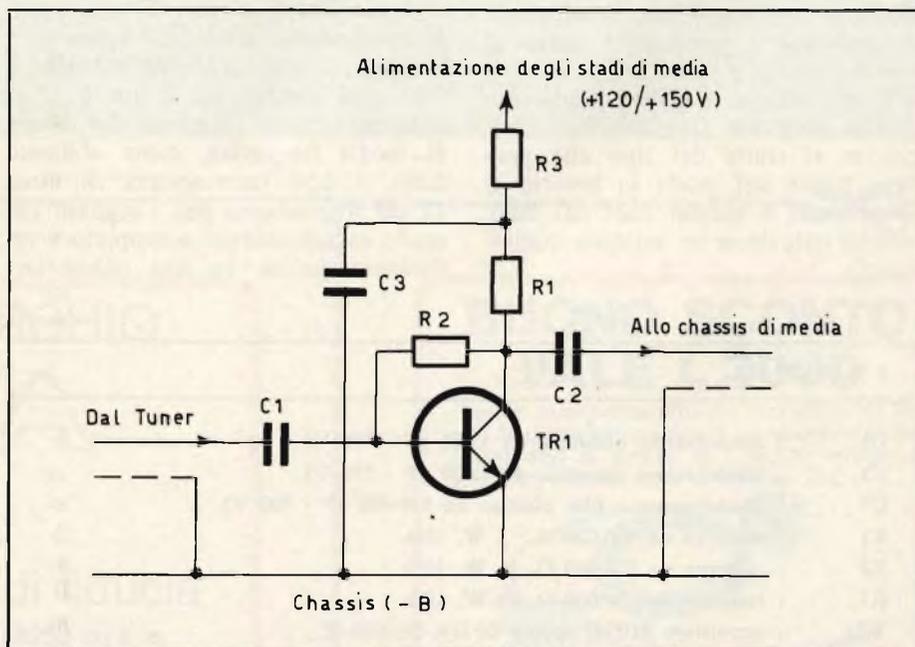


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore con guadagno di 12 dB.

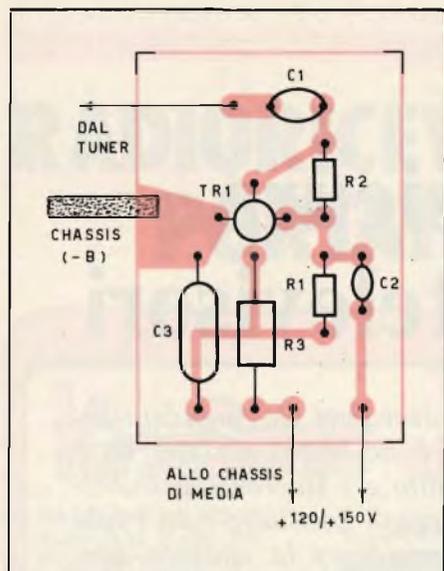


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato dello schema di figura 1.

prio il motore automobilistico che ha consentito una percorrenza di 199.999 Km senza fastidi, quello che fonde d'un tratto allo scattare del duecentomillesimo chilometro.

«L'antagonista» ha dalla sua il perfido detto che suona «il riparatore TV ha un mestiere 'cieco' e fa il prezzo che vuole» quindi diffida.

L'ex cliente, divenuto d'un tratto un contraddittore specioso, cavalloso e sofisticato non sente ragioni, e intende rilevare il suo carcassone con i sincronismi bene agganciati, un video dettagliato, un suono nitido spendendo una cifra modesta. «Altrimenti» afferma «non vale la pena», ribaltando con subitanea, subdola improvvisazione il concetto che il televisore in questione è pressapoco unico al mondo.

Il serviceman, a questo punto, dovrebbe sollevare l'apparecchio (meglio se si tratta del tipo che pesa circa trenta kg) porlo in braccio al proprietario e cacciar fuor dal laboratorio, televisore e relativo rompiscatole.

Ma non sempre questa estrema ratio può essere praticata, perché la noiea di persona arrogante ed intrattabile, anche se del tutto imméritata, nel caso percorre il quartiere come un incendio con le inevitabili conseguenze.

Quindi?

Beh, un possibile sistema per produrre l'immediato riaggancio dei sincronismi, l'audio molto più forte e netto, il video ben contrastato senza cambiare nulla v'è.

No, non si tratta di alimentare l'apparecchio con una sovratensione ruotando il cambiatensione su 180 V per 220 V di rete; questo mezzuccio porterebbe solamente all'ancor più rapido decadimento dell'efficienza di tutti i tubi e magari al guasto immediato nell'AT. Poi, in quanti televisori odierni, appunto, vi è una presa a 180 V sul C.T. oppure il ponticello «+ 20 V / - 20 V» che un tempo era comune?

Proponiamo, al contrario un «in-nesso» nel vecchio televisore, ovvero il montaggio di uno stadio supplementare collocato tra sintonizzatore e canale di media frequenza, che comporta una spesa modestissima per le parti ed un tempo minimo per la realizzazione. Follia? No, e lo dimostriamo prontamente.

Non si pensi che dato che l'apparecchio è valvolare, il complemento debba essere di questo tipo, con la relativa lavorazione meccanica, le difficoltà di raggiungere punti idonei nell'alimentatore per accendere il filamento e via di seguito.

Lo stadio «gerovital» può essere transistorizzato, e per di più privo di avvolgimenti accordati: figura 1.

Come si vede in questo schema, il TR1 sarà inserito tra il punto di uscita dei tuner e l'ingresso del canale di media frequenza, come abbiamo detto, e così incrementerà di circa 12 dB il guadagno per i segnali. Essendo semplicemente accoppiato a resistenza-capacità, ha una banda lar-

ghissima, quindi al tempo incrementa gli impulsi del sincro, l'ampiezza del video, delle informazioni audio etc.

In tal modo, promuove un funzionamento del televisore che è uguale a quello che si otterrebbe cambiando molteplici tubi ed effettuando le corrispondenti tarature.

Per chi non comprenda la necessità di queste regolazioni, diremo brevemente, che se si cambia una valvola in un amplificatore a larga banda, quale è lo chassis di media frequenza TV, l'elemento che funge da sostituto, per mantenere il medesimo prodotto banda-guadagno, dovrebbe avere le medesime capacità interne dell'originale, fatto concretamente impossibile date le tolleranze di produzione.

E' quindi indispensabile compensare le nuove capacità applicate in circuito agendo sulla regolazione degli accordi per ottenere il medesimo centro-banda, e così l'eguale responso.

Tutto ciò può essere dimenticato, impiegando lo «stadio a innesto».

Senza regolare alcun nucleo, il vecchio televisore manifesterà un video «da fotografia», un sincro lock e tutto quel che ci si può attendere dalla più complicata riparazione-revisione.

E' necessario dire qualcosa sul circuito? Beh, forse, in breve ...

TR1 lavora con l'emettitore comune; si ha quindi un guadagno notevole, come indicato. C1 e C2 devono essere ceramici di buona qualità. La polarizzazione della base è ricavata in controeazione CA/CC (dal collettore tramite R2) per allargare la banda al massimo. Il carico dello stadio è R1, che vale ben 100.000 Ω perché si prevede l'allacciamento dello stadio alla medesima sorgente di alimentazione che serve per lo chassis di media (anodi) quindi a + 140 V circa.

Ci si chiederà allora a cosa serve la cellula formata da R3 e C3. Questa è inserita per evitare che in ogni caso gli impulsi che circolano sulla tensione rialzata, ed in qualche modo «rimbalzano» sulla rete generale AT, possano influire sullo stadio supplementare, che è delicatissimo perché si trova «prima» del canale amplificatore di media frequenza. In altre parole, mancando la cellula di disaccoppiamento detta, sul tubo apparirebbero facilmente delle barre nere verticali ed orizzontali in rapido scorrimento, difficilmente eliminabili.

Parlando sempre di dettagli pratici, il TR1 può essere qualunque NPN al Silicio adatto per l'impiego nel primo stadio MF dei televisori solid-state: si consiglia un BF273, elemen-

I MATERIALI

C1	: condensatore ceramico da 1.000 pF - 750 VL
C2	: condensatore ceramico da 1.000 pF - 750 VL
C3	: condensatore a film plastico da 470.000 pF - 500 VL
R1	: resistore da 100.000 Ω , 1 W, 10%
R2	: resistore da 220.000 Ω , 1/2 W, 10%
R3	: resistore da 10.000 Ω , 1/2 W, 10%
TR1	: transistor BF274, oppure BF314, SE5030/C



ERSA Sprint

Saldatore rapido a pistola, di nuovo disegno, maneggevole e leggerissimo (solo 200 g) dal sicuro funzionamento e lunga durata. Funziona con tensione di rete di 220 V e dissipa 80 W. L'elevata potenza consente alla punta di raggiungere la temperatura di funzionamento in soli 10 secondi. L'innesto a baionetta rende facilmente intercambiabili le punte, che sono disponibili in quattro forme diverse e con due diverse tecnologie di costruzione: rame nichelato o rame Ersadur. Il saldatore viene fornito con punta in rame nichelato.
LU/5950-00

CERCA IL MARCHIO



distingue i negozi di fiducia

Questo mese il saldatore LU/5950-00 è in offerta, per tutti i lettori di con lo sconto di L. 3.000.

SELEZIONE RADIO-TV

BUONO SCONTO VALE L.3000

Questo buono, debitamente compilato sul retro, da diritto all'acquisto di un saldatore Ersa Sprint 860 al prezzo di L.18.300 invece di L. 21.300 in tutti i punti di vendita GBC



to tipico, ma non sono da meno i vari BF274, BF314, SE5030/C.

Il montaggio dello stadio è semplicissimo, come si vede nella figura 2; si impiega il «solito» circuito stampato, piccolissimo, e nulla di particolare va citato non essendovi diodi, elettrolitici, o altri componenti polarizzati.

Ad evitare pericolose autooscillazioni, il pannellino deve essere collegato a massa tramite una treccia di rame brevissima e larga.

Poiché si lavora in VHF, non si possono in alcun caso tenere «indirette» le connessioni di ingresso ed uscita, anzi, il cavetto che corre dall'uscita tuner al primo stadio di media frequenza va interrotto per inserire lo stadio aggiuntivo **senza prolunghe**, e si deve curare molto bene la «massa generica».

Se non si è impiegato un transistore a basso guadagno (di scarto) e se i collegamenti sono fatti a regola d'arte, qualunque televisore ormai definitivamente «stanco», equipaggiato con il nostro stadio, tornerà a funzionare in modo brillante.

Può avvenire che l'improvviso guadagno aumentato provochi l'iniezione del video nell'audio, con un conseguente forte ronzio; se ciò si verifica, la relativa trappola sarà da regolare. Normalmente, anche i controlli semi-fissi del sincronismo necessiteranno di una ritoccata.

In ogni caso, si dovrà indicare in poche righe dattiloscritte la modifica effettuata, ed incollare questo «tag» sul coperchio posteriore dell'apparecchio rinnovato.

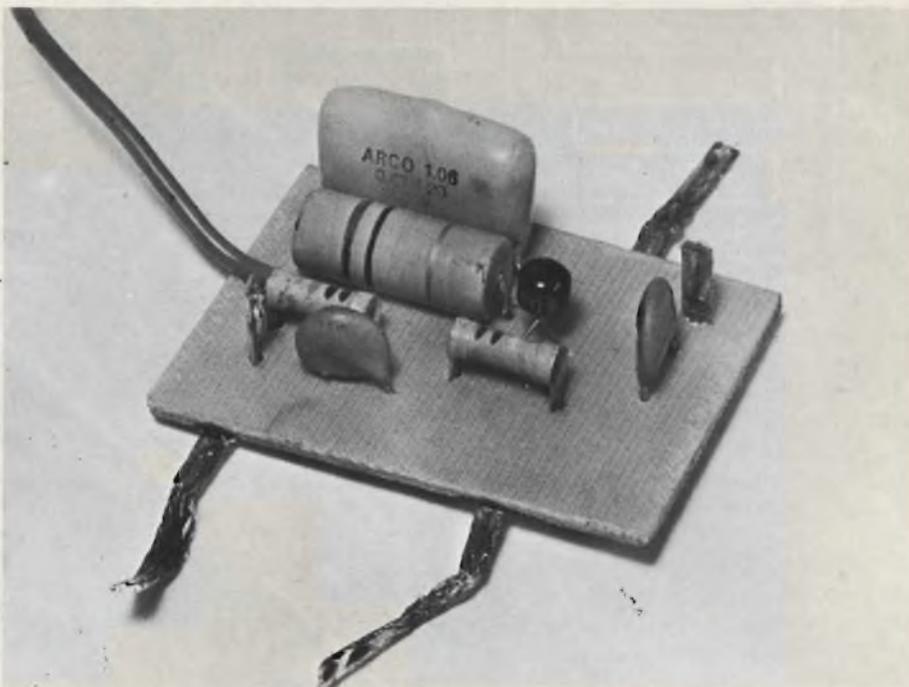


Fig. 3 - Prototipo dell'amplificatore a realizzazione ultimata.

Infatti, mettiamo che il proprietario del televisore un bel giorno si trasferisca e porti a riparare altrove il carcassone cui è affezionato. Poniamo anche che, a livello di ipotesi, accetti il notevole preventivo del serviceman «lontano». Se questo non è più che occhiuto, e non comprende «al volo» le funzioni dell'amplificatore che ci piace definire «gerovital» (con una ovvia connessione alle ipotetiche doti del corrispondente medicinale) può incontrare notevoli difficoltà per il ripristino dell'apparato.

Una volta cambiati i tubi della media, infatti, il guadagno risulterà «esagerato» e di conseguenza il C.A.G. faticcherà assai per normalizzare le funzioni. Potrà avvenire che si affacci la «neve» sullo schermo, o addirittura che accadano delle oscillazioni parassitarie impossibili a priori con i tubi semiesauriti.

Poiché nessun riparatore gradisce di trovarsi alle prese con circuiti manomessi, sia pure a fini provvisori o di estrema utilità, la «nota da gentiluomo» è indispensabile.

BUONO SCONTO
valido per l'acquisto
di un ERSA Sprint 860

nome

cognome

via

n°

città

cap

CERCA IL MARCHIO



distingue i negozi di fiducia

Questo mese il saldatore LU/5950/00 è in offerta, per tutti i lettori di con lo sconto di L. 3.000.

SELEZIONE
RADIO - TV

DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

UN MONITORE DELL'ATTIVITA' CEREBRALE (Da «Radio Plans» - Giugno 1976)

Un tipico personaggio dei fumetti francesi, probabilmente noto anche in Italia, reca sulla testa uno strano cappello a struttura conica, all'estremità del quale una lampada si illumina con intensità tanto maggiore quanto più «luminosa» è l'idea che nasce nel cervello che sta sotto.

L'articolo che recensiamo non propone la realizzazione di questo meraviglioso cappello, ma al contrario descrive un'applicazione elettronica che può assomigliare a un tale dispositivo, almeno concettualmente: si tratta in realtà di un vero e proprio monitor dell'attività cerebrale, con cui è possibile migliorare e completare i cicli di rilassamento.

La presenza dell'onda « α » nell'elettroencefalogramma è in pratica strettamente correlata all'esistenza di uno stato meditativo: ciò premesso, il monitor descritto nell'articolo mette in evidenza le onde di questo tipo, il che permette all'utilizzatore di suscitare volontariamente la loro comparsa. E' ciò che gli inglesi definiscono con l'espressione «bio feed-back», difficilmente traducibile: in ogni caso, il piccolo strumento permette anche di osservare diversi segnali fisiologici, e fornisce infine il ritmo cardiaco.

Lo schema è quello che riproduciamo alla figura 1: un amplificatore a forte guadagno ed a basso rumore, preleva, a seguito dell'applicazione di elettrodi disposti sul cranio, segnali dell'ordine di pochi microvolt, che sono appunto quelli che vengono sfruttati per l'elettroencefalogramma, e li utilizza per modularne in frequenza il segnale prodotto da un apposito generatore.

L'utente che desideri far comparire il ritmo « α », che corrisponde allo stato di rilassamento, dovrà fare in modo che compaia la modulazione caratteristica di questo ritmo.

I circuiti integrati IC1 ed IC2 amplificano la differenza di potenziale prelevata tra i due elettrodi, senza tuttavia apportare alcun guadagno per le tensioni di modo comune. IC3 funziona invece come amplificatore differenziale, ed R40 permette di regolare la perfetta simmetria, e di ottimizzare quindi la reiezione di modo comune.

Il complesso costituito dai tre circuiti integrati forma dunque ciò che viene nor-

malmente definito come amplificatore differenziale per strumentazione. Il segnale di uscita di IC3 viene applicato ad IC4, funzionante come amplificatore a guadagno variabile grazie alla presenza di R41, con fattori compresi approssimativamente tra 5 e 95, oltre alla presenza di un filtro passa-basso.

IC5 funziona invece come filtro passa-alto del secondo ordine, ed IC6 costituisce un ultimo filtro passa-basso, anch'esso di secondo ordine, con frequenza di taglio commutabile tramite S1B ed S1C.

IC7 è un'altra unità integrata che funziona come multivibratore: il segnale prelevato sulla sorgente del transistore ad ef-

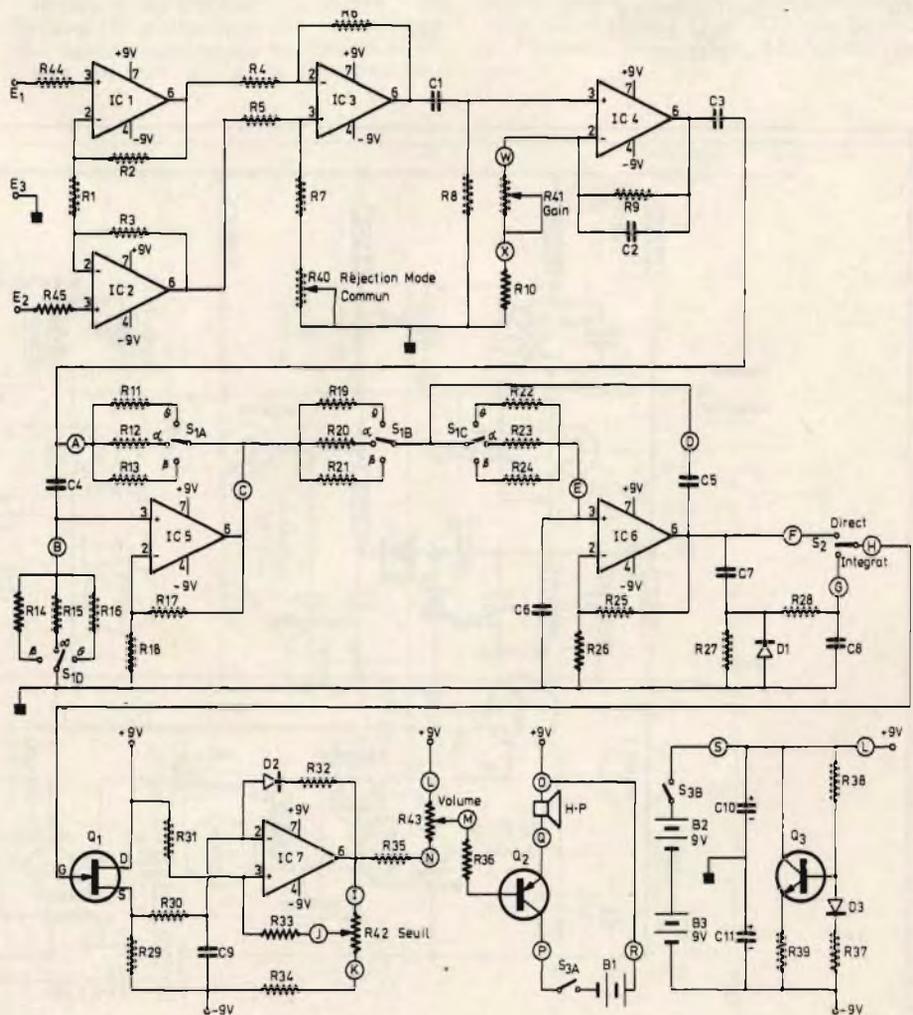


Fig. 1 - Schema elettrico completo del monitor di attività cerebrale, di una certa utilità non solo agli effetti del rilassamento, ma anche per il controllo sistematico del ritmo cardiaco.

fetto di campo Q1 modifica la corrente di carica di C9, e modifica quindi la frequenza del suono prodotto.

Si noti per concludere, che per evitare problemi insolubili di oscillazioni parassite a frequenza molto bassa, dovute alla resistenza interna delle batterie impiegate, si è preferito fare uso di una alimentazione separata per l'amplificatore di bassa frequenza Q2.

Per chi desiderasse eventualmente effettuare la prova pratica di questo circuito, rammentiamo che tutte e tre le batterie devono essere da 9 V, e che i valori dei componenti sono i seguenti:

- C1 = 1 μ F in poliestere o mica metallizzata
- C2 = 0,01 μ F in poliestere o mica metallizzata
- C3-C4-C5-C6 = 0,22 μ F in poliestere o mica metallizzata
- C7-C8 = 0,1 μ F in poliestere o mica metallizzata
- C9 = 1000 pF in poliestere o mica metallizzata
- C10-C11 = 100 μ F elettrolitico, 12 V
- D1-D2-D3 = 1N4148
- IC1-IC2 = N5556
- IC3-IC4-IC5-IC6-IC7 = Amplificatore operazionale tipo 741
- Q1 = Transistore FET tipo 2N3819
- Q2 = 2N2905

- Q3 = 2N1711
- R1-R36 = 1 k Ω
- R2-R3 = 47 k Ω
- R4-R6 = 3,9 k Ω
- R7 = 3,3 k Ω
- R8-R12-R15-R19-R22-R23 = 100 k Ω
- R9-R31-R42-R43-R44-R45 = 470 k Ω
- R10-R39 = 4,7 k Ω
- R11-R16 = 220 k Ω
- R13-R14-R20-R23 = 68 k Ω
- R17-R25 = 56 k Ω
- R18-R21-24-R26-R29 = 39 k Ω
- R27 = 1 M Ω
- R28 = 4,7 M Ω
- R30 = 1,5 M Ω
- R32-R37-R38 = 22 k Ω
- R34-R35 = 10 k Ω
- R40 = Potenziometro di taratura da 1 k Ω
- R41 = Potenziometro miniatura da 100 k Ω
- R42 = Potenziometro miniatura da 50 k Ω
- R43 = Potenziometro miniatura da 10 k Ω
- S1 = Commutatore rotante a tre posizioni, quattro vie
- S2 = Invertitore a leva ad una via due posizioni
- S3 = Interruttore a leva a doppia deviazione

RIVELATORE DI PROSSIMITA' E DI CONTATTO

(Da «Radio Plans» - Giugno 1976)

Un secondo interessante dispositivo descritto in questo numero della Rivista Francese è in un sistema che garantisce la chiusura di un relè non appena un essere umano o un animale si avvicina o tocca un elettrodo metallico. Si tratta di un'applicazione originale dell'elettronica che presenta diverse possibilità di sfruttamento, tra cui il montaggio di un impianto per la rivelazione di passaggio, per i conteggi automatici, per i sistemi di allarme, per l'animazione delle vetrine, ecc.

La sensibilità del dispositivo permette l'innesco con l'approssimarsi dell'individuo ad una distanza media di 30-40 cm: il relè di uscita è un modello di una certa potenza, (550 W), il che permette di controllare il funzionamento praticamente di qualsiasi applicazione elettrica o elettromeccanica.

Lo schema del dispositivo è illustrato alla figura 2: lo stadio costituito dal transistore PC238 non è altro che un oscillatore ad alta frequenza, che funziona sul classico valore di 27 MHz: le condizioni di oscillazione dipendono dalla regolazione del compensatore applicato tra emettitore e collettore da 490 pF, nonché dalla regolazione del valore induttivo dell'induttanza di sintonia L.

Una volta che questo stadio sia stato regolato in modo da produrre uniformemente

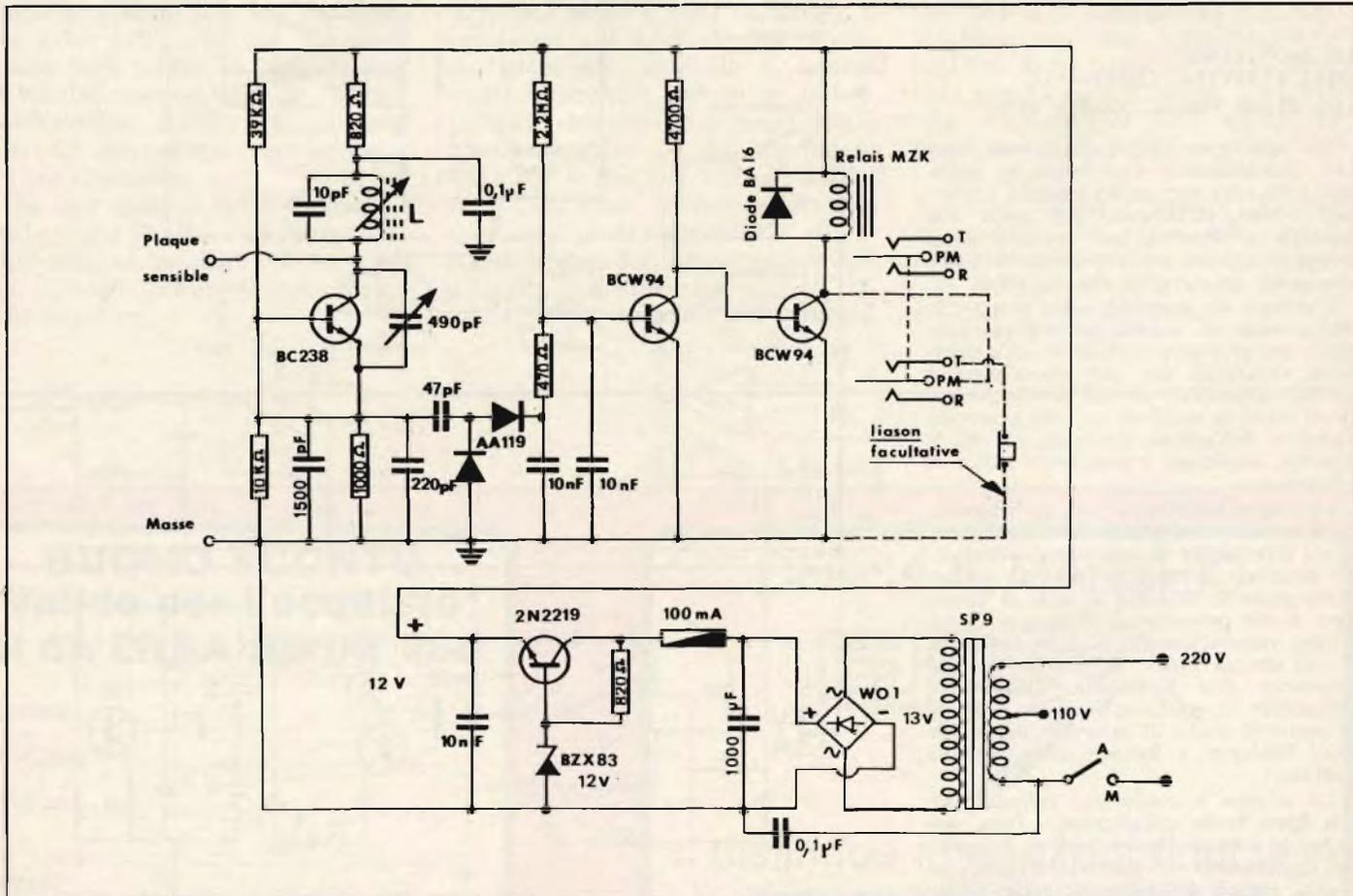


Fig. 2 - Circuito elettrico completo, con i valori dei componenti, per il rivelatore di prossimità e di contatto, funzionante sulla frequenza di 27 MHz. Il circuito comprende anche la sezione di alimentazione, che prevede la disponibilità di una tensione alternata secondaria di 13 V, con corrente di circa 60 mA.

e costantemente le suddette oscillazioni, il relativo segnale viene prelevato ai capi del resistore da 1.000 Ω nel circuito di emettitore, e — dopo il disaccoppiamento mediante due capacità disposte a «L» — viene rettificato da due diodi, in modo da costituire un potenziale di polarizzazione a corrente continua per la base del secondo stadio, del tipo PCW94. Quando questa polarizzazione esiste, grazie all'accoppiamento diretto tra il collettore del secondo stadio e la base del terzo (del medesimo tipo), quest'ultimo si trova praticamente in stato di interdizione, nel senso che non scorre alcuna corrente di collettore. Di conseguenza, il relè non si trova in stato di eccitazione.

Al circuito di collettore dello stadio oscillatore, viene però collegato un elettrodo sensibile, costituito da una superficie metallica di alluminio, rame, stagnola, ecc., di dimensioni che possono essere stabilite sperimentalmente, e comunque non inferiori a circa 30 x 40 cm.

Non appena una massa conduttrice, come ad esempio un corpo umano, si avvicina a questo elettrodo alla distanza di circa 20 cm, l'effetto capacitivo che si manifesta verso massa compromette la produzione delle oscillazioni: viene quindi a mancare la polarizzazione di base per il secondo stadio, e, di conseguenza, il terzo stadio entra immediatamente in conduzione, eccitando il relè.

L'effetto di commutazione in tal modo

ottenuto può servire per azionare un motore, una sirena, un contatore elettromeccanico, o qualsiasi altra apparecchiatura si rende necessaria.

La parte inferiore dello schema descrive anche la sezione di alimentazione, e l'intero circuito riporta tutti i valori dei componenti necessari.

STUDIO E REALIZZAZIONE DI UN COMPRESSORE DI MODULAZIONE

(Da «Radio Plans» - Giugno 1976)

Un compressore di modulazione è un apparecchio molto utile quando occorre registrare frequentemente su nastro segnali di varia natura, tramite un microfono. Si tratta del complemento quasi indispensabile per tutti i dilettanti, che desiderano essere in possesso di registrazioni corrette, senza sovrarmodulazioni.

Quando ad esempio si parla davanti ad un microfono, è sempre piuttosto difficile mantenere un tono di voce costante: ne consegue che i segnali che vengono registrati variano notevolmente di intensità, sia col variare del livello diretto della voce, sia col variare del quadrato della distanza tra le labbra di chi parla ed il microfono propriamente detto.

In queste circostanze, il compito del compressore di modulazione consiste proprio nel fornire in uscita un segnale di ampiezza costante, anche se all'origine esso

subisce notevoli variazioni.

E passiamo alla descrizione del circuito, che riproduciamo alla figura 3: tramite una presa miniatura, i segnali provenienti dal microfono possono essere applicati direttamente all'ingresso del registratore, quando (tramite S1a ed S1b) vengono predisposti in modo da scavalcare il circuito. Quando invece questo doppio commutatore viene predisposto nella seconda posizione, il segnale, tramite C1, viene applicato alla base di Q1, del tipo ad effetto di campo. L'impedenza di ingresso di questo stadio è molto alta, e consente quindi una efficace protezione contro il rumore di fondo. Grazie a questo accorgimento, è possibile l'impiego di qualsiasi tipo di microfono, di impedenza compresa tra 200 e 470 Ω .

Il circuito di «drain» di questo stadio comprende un resistore, R2, ai capi del quale risulta disponibile il segnale amplificato. R3, disaccoppiato da C2, serve invece per controllare la polarizzazione.

Dopo una prima amplificazione da parte di Q1, il segnale procede alla volta del terminale di ingresso N. 4 del circuito integrato IC1, attraverso C4. Questo condensatore è in serie al resistore R4, per ottenere un razionale effetto di compensazione.

Il circuito IC1 amplifica ulteriormente il segnale, e lo manda al potenziometro di regolazione del livello di uscita, P1, attraverso gli elementi C13 ed R22, che filtrano le frequenze più elevate del registro sonoro.

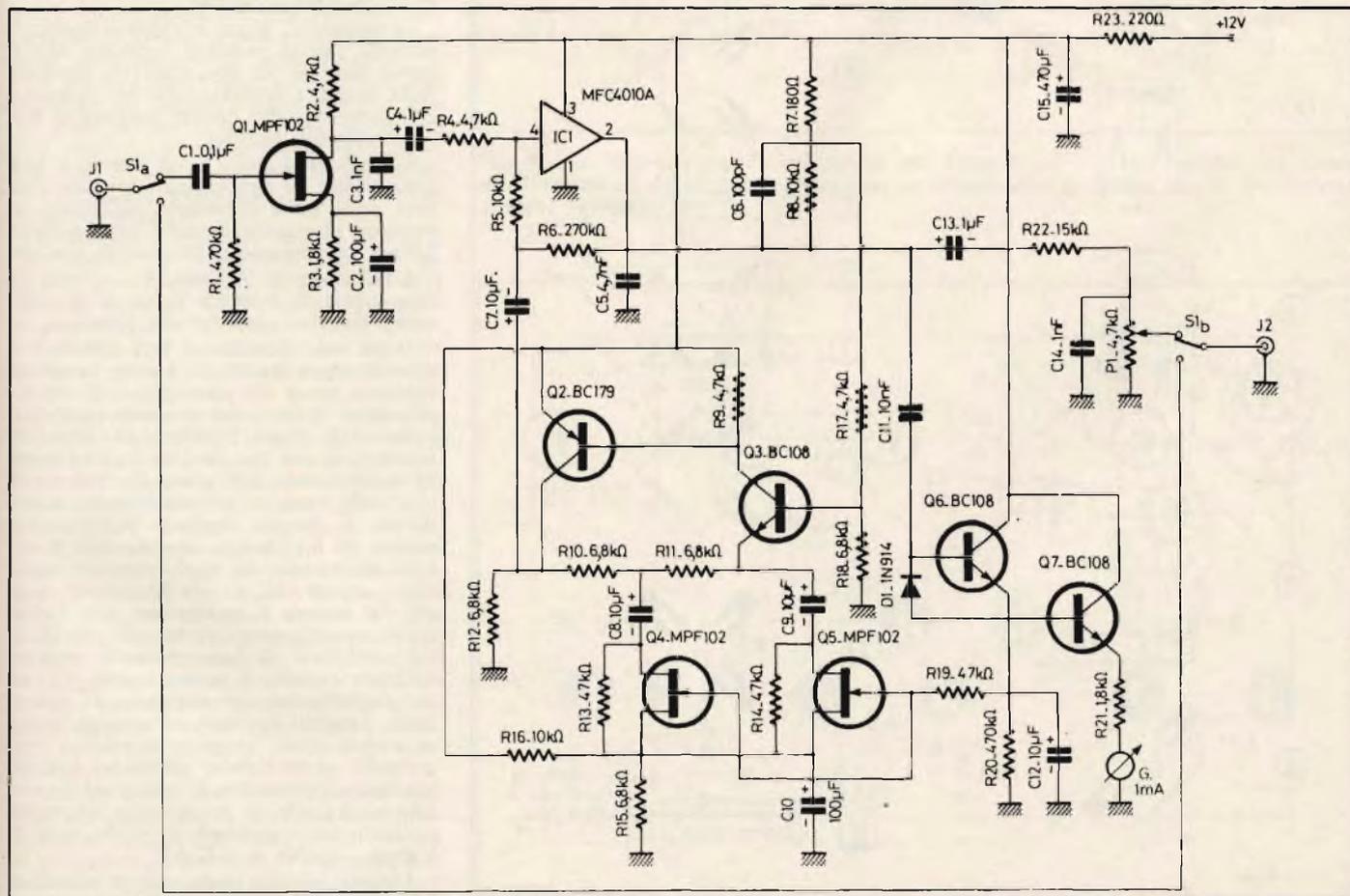


Fig. 3 - Schema elettrico del compressore di modulazione, mediante il quale è possibile mantenere ad un livello costante segnali di ampiezza variabile, agli effetti della registrazione su nastro. Grazie al gioco di commutazione di ingresso e di uscita, il dispositivo può essere inserito o disinserito, a seconda delle circostanze.

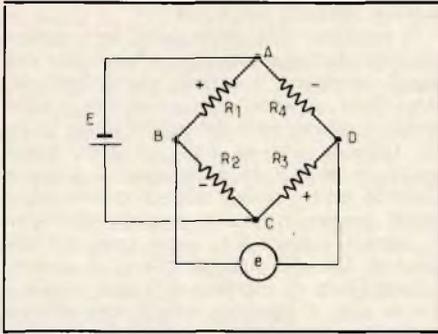


Fig. 4-A - Circuito fondamentale per l'impiego dei trasduttori ad elementi resistivi, in una tipica configurazione a ponte.

Una frazione del segnale di bassa frequenza di uscita viene però prelevata anche tramite il divisore costituito da R7 e da R8, per essere inoltrato verso l'amplificatore costituito da Q2 e da Q3, a guadagno variabile, inserito in controreazione ed in opposizione di fase, tra l'uscita e l'ingresso di IC1, grazie alla presenza di C7.

Il guadagno dell'amplificatore è reso variabile con l'impiego di Q2 e Q3, disposti in serie ai condensatori C8 e C9: di conseguenza, l'impedenza dinamica varia in

funzione della tensione di polarizzazione che viene loro applicata, attraverso l'uscita di IC1.

Il segnale prelevato tramite C11 viene poi applicato al diodo D1, ed allo stadio Q6, disposti in modo da costituire un raddrizzatore. La tensione continua variabile in tal modo ottenuta viene applicata alle porte degli stadi ad effetto di campo Q4 e Q5, il che provoca la variazione della loro resistenza interna, in modo da compensare le variazioni di livello del segnale.

L'articolo, sul cui schema sono riportati i valori dei componenti, contiene anche un grafico che ne illustra la curva di risposta, i disegni costruttivi per il contenitore, e il disegno della bassetta a circuito stampato, sulla quale vengono sistemati tutti i componenti, ad eccezione dei comandi esterni.

IMPIEGO DEI CAPTATORI AD ELEMENTO RESISTIVO

(Da «Toute l'Electronique» - Dicembre '75)

Col termine di captatore si definisce un elemento destinato a trasformare una grandezza fisica qualsiasi in una grandezza elettrica: si tratta quindi del medesimo concetto che viene espresso dal termine di «trasduttore».

Un captatore del tipo al quale ci riferiamo comprende in sostanza un elemento

resistivo, il cui valore varia in funzione di diversi fenomeni, come ad esempio le variazioni di temperatura, del grado di umidità, di un campo magnetico, ecc.

La figura 4-A rappresenta il circuito fondamentale a ponte, che consente appunto di sfruttare le caratteristiche dinamiche di un elemento resistivo del tipo al quale ci riferiamo. Quando il rapporto tra R1 ed R2 equivale al rapporto tra R3 ed R4, il ponte è in equilibrio, per cui lo strumento «e» non può denotare alcun passaggio di corrente. Se però uno dei quattro bracci del ponte comprende anziché un resistore fisso un elemento termosensibile, è chiaro che qualsiasi variazione termica successiva alla regolazione dell'equilibrio compromette tale condizione, per cui si ottiene l'indicazione di un passaggio di corrente di intensità tanto maggiore quanto maggiore è lo scompenso.

La figura 4-B rappresenta diverse tipiche circostanze attraverso le quali è possibile controllare il funzionamento dei captatori: in a viene dimostrato come un elemento sottoposto ad effetto di trazione subisce un allungamento nel senso della trazione stessa, ed una contrazione uguale approssimativamente al 30% in senso perpendicolare. Nel caso illustrato in b, vengono invece considerati i fenomeni che si verificano a seguito degli sforzi di flessione; c considera ancora il medesimo tipo di circostanza, ma con una diversa configurazione dell'elemento sensibile, mentre d ed e illustrano due diversi modi di inserire eventualmente due elementi sensibili nel circuito a ponte del quale ci siamo occupati.

Le sezioni f, g ed h rappresentano altrettanti casi di torsione applicata all'elemento sensibile di tipo resistivo, partendo dalla struttura fondamentale del supporto, e considerando due diverse posizioni di due o più elementi resistivi.

Gli schemi sintetici i ed j sono a loro volta riferiti ad applicazioni chimiche, l'ultima delle quali contempla addirittura la presenza di quattro elementi per costituire i bracci corrispondenti del circuito a ponte.

L'ultima figura in basso, k — infine — rappresenta la struttura tipica di un captatore resistivo sensibile alla pressione.

Dopo aver descritto i vari tipi di trasduttori appartenenti a questa categoria, l'articolo passa alla descrizione di tre applicazioni tipiche, che vengono tutte illustrate dagli schemi riprodotti alla figura 5: il primo di essi (a) consiste in un sistema di alimentazione del ponte di elementi in una delle versioni precedentemente considerate. Il circuito centrale (b) è invece riferito ad un classico amplificatore di misura, all'ingresso del quale vengono applicati i segnali +U e -U provenienti sempre dal sistema di trasduzione. Con l'aiuto di un amplificatore operazionale (A1), le cui condizioni di funzionamento vengono calibrate tramite il potenziometro P2, ed un amplificatore convenzionale a quattro stadi, i segnali applicati all'ingresso, anche se molto deboli, vengono costretti a raggiungere caratteristiche elettriche tali da consentire l'esecuzione di misure molto precise, usufruendo di un apposito strumento collegato tra i terminali di uscita contrassegnati -U1NR e +U1NR.

L'ultimo circuito riprodotto in basso (c) consiste infine in un rivelatore a soglia regolabile, sempre del tipo che può essere collegato ad un trasduttore resistivo, per poter eseguire misure di vario tipo.

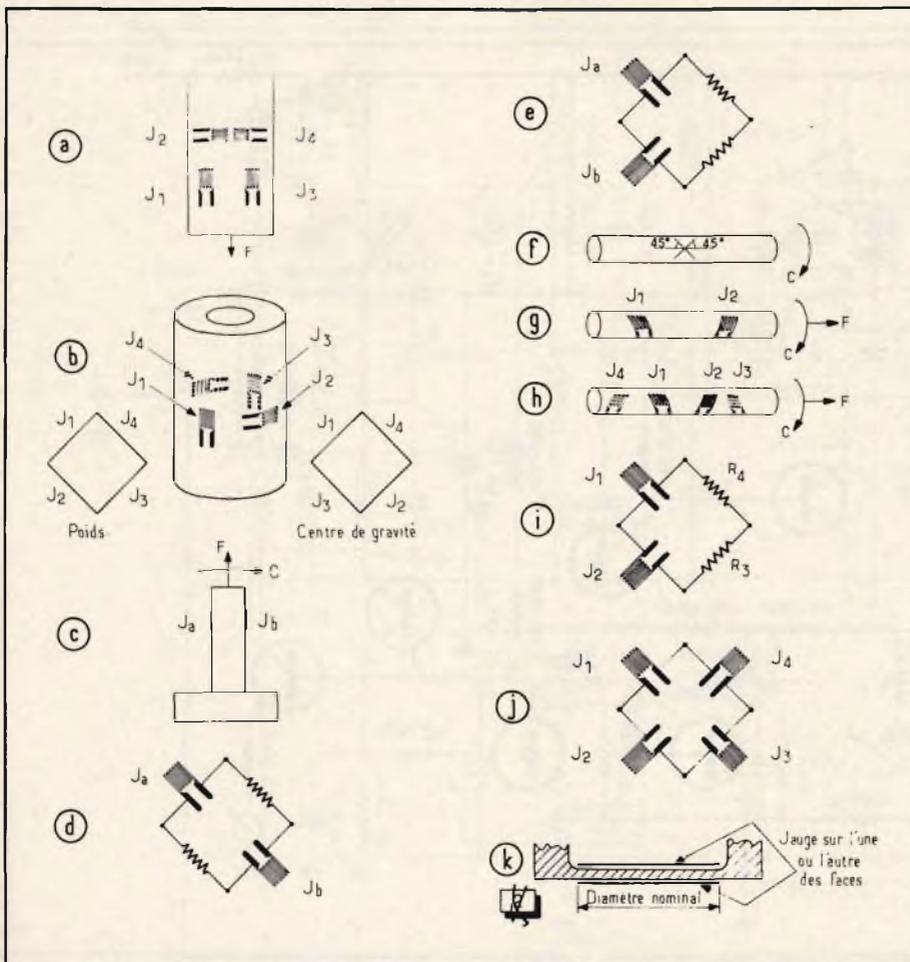


Fig. 4-B - Sono qui rappresentate sei diverse strutture dei captatori ad elemento resistivo, oltre alle relative prestazioni, ed ad alcuni esempi tipici di impiego nel circuito per il rilevamento di tensioni, torsioni e pressioni meccaniche.

Nella conclusione, l'articolo sostiene che è possibile prevedere altre possibilità di impiego per i captatori resistivi: il loro interesse risiede soprattutto nella possibilità di realizzare una misura precisa di qualsiasi tipo di deformazione meccanica.

Tuttavia, per le applicazioni in regime dinamico, è più interessante ricorrere a elementi resistivi a semiconduttori (generalmente costituiti da barrette di silicio), che sono molto più sensibili in quanto il loro fattore oltrepassa il valore di 100, mentre quello degli elementi a pellicola metallica è dell'ordine compreso tra 2 o 3 unità. Tuttavia, occorre anche tener presente che gli elementi a semiconduttori sono spesso troppo sensibili nei confronti delle variazioni di temperatura.

GENERATORE DI FUNZIONI ANALOGICHE

(Da «Toute l'Electronique» - Dicembre '75)

L'utilità di un generatore di funzioni è già stata messa più volte in evidenza, e non è quindi più da dimostrare. E' tuttavia importante sottolineare che, in molte applicazioni, l'impiego di un apparecchio complesso, e con elevate prestazioni, non si impone affatto. Da ciò deriva l'utilità di un generatore concettualmente semplice, di impiego facile, come quello che viene descritto in questo articolo, ed il cui schema è illustrato alla figura 6.

In esso, gli stadi T1 e T2, associati ai diodi zener Z1 e Z2, definiscono i potenziali di riferimento necessari all'intero circuito. Questi potenziali non variano praticamente in funzione delle variazioni eventuali della tensione di alimentazione.

Il resistore R1 è l'unico elemento che può apportare un leggero peggioramento a questa stabilità, ma il suo valore molto alto non esercita che un'influenza trascurabile, pur essendo esso indispensabile per garantire il regolare funzionamento della sezione di alimentazione.

Il complesso costituito da T3, T4, T5 e T6, nonché dai componenti ad essi associati, serve per produrre, partendo dalla tensione negativa di riferimento e tramite il potenziometro P, le correnti I e I1.

Il circuito di cui fanno parte T7 e T8 assicura, oppure impedisce, l'iniezione della corrente I1 tramite C. Si tratta quindi dell'interruttore; la parte del circuito comprendente T9, T10, T11 e T12, nonché i resistori ad essi associati, svolgono le funzioni di confronto e di memoria. T9 e T10 confrontano infatti le tensioni presenti ai capi di R e di C.

La tensione presente ai capi di R varia a seconda che T13 sia in conduzione oppure in interdizione. Questo sistema sostituisce i due comparatori classici a soglie differenti, che di solito vengono impiegati nei generatori di funzione.

La funzione di memoria viene infine assicurata mediante un accoppiamento a reazione negativa tra le informazioni di parità delle tensioni su R e C, e la commutazione di T13.

Naturalmente, oltre a chiarire con ogni possibile argomento il principio di funzionamento del circuito, l'articolo ne precisa le prestazioni, soprattutto in riferimento al valore di C che collega a massa i collettori di T3 e di T8, a seconda della gamma di frequenza dei segnali che devono essere prodotti con le diverse forme d'onda disponibili.

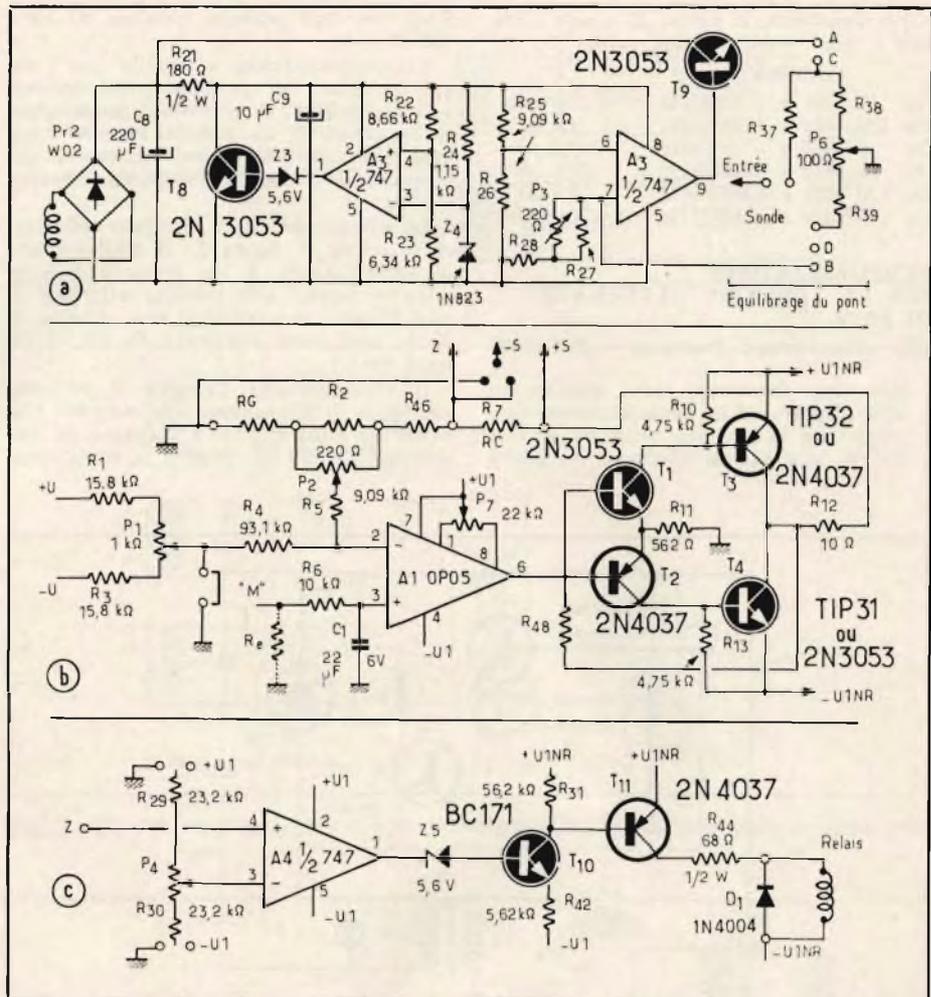


Fig. 5 - Tre diversi circuiti per l'impiego dei captatori ad elementi resistivi: un sistema di alimentazione del circuito a ponte (a), un amplificatore di misura (b), ed un rivelatore a soglia regolabile (c).

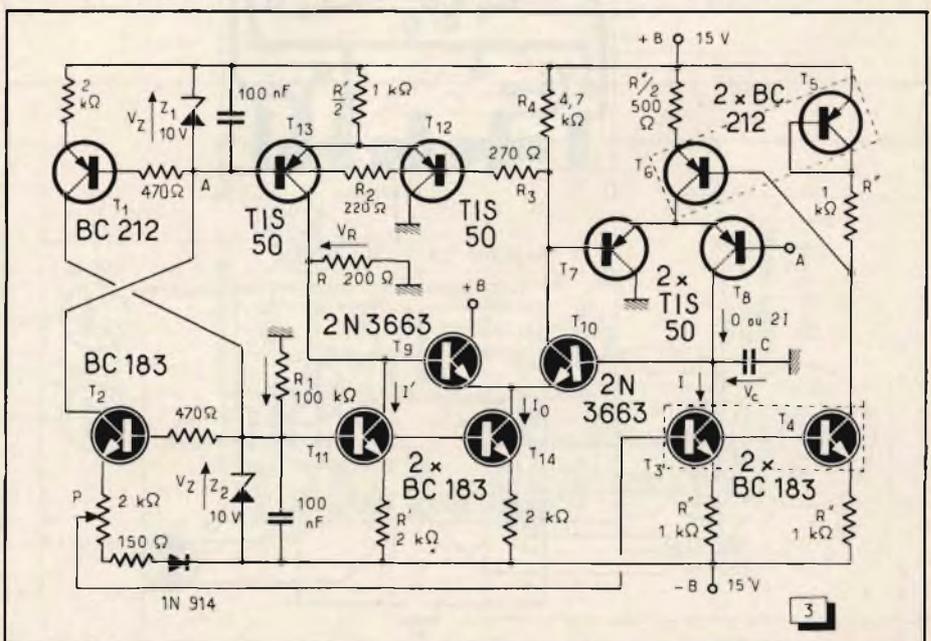


Fig. 6 - Schema elettrico completo del generatore di funzioni analogiche, che può essere facilmente realizzato senza un costo eccessivo, e che può svolgere molte delle funzioni che vengono svolte da analoghe apparecchiature, ma di tipo molto più complesso e costoso.

Per l'esattezza, il valore di questa capacità è stato stabilito come segue:

GAMMA		C
Da 10 Hz a	100 Hz	22,0 μ F
Da 100 Hz a	1.000 Hz	2,0 μ F
Da 1 kHz a	10 kHz	220,0 nF
Da 10 kHz a	100 kHz	22,0 nF
Da 100 kHz a	1.000 kHz	2,2 nF
Da 1 MHz a	10 MHz	220,0 pF

TEMPORIZZATORE PER LA TENSIONE ALTERNATA DI RETE

(Da «Electronique Pratique» - 25-3-1976)

Non sono certamente rari i casi in cui è utile disporre di un temporizzatore funzionante con la tensione alternata di rete a 220 V, in grado di effettuare commuta-

zioni con una potenza massima di circa 500 W.

La temporizzazione ottenibile con i valori consigliati dei componenti può arrivare a cinque minuti, e l'intero complesso viene realizzato su di un piccolo circuito stampato, contenente la propria sezione di alimentazione, grazie ad un piccolo trasformatore.

Lo schema elettrico è illustrato nella parte superiore di figura 7: il trasformatore di alimentazione, il cui primario è naturalmente adatto alla tensione alternata di rete, fornisce al secondario una tensione di 12 V, che viene rettificata da D1, e filtrata da C1.

Il temporizzatore presenta il notevole vantaggio di consumare una corrente praticamente nulla quando è collegato ad una sorgente di 220 V, mentre la temporizza-

zione vera e propria non è in funzione. In effetti, studiando lo schema di principio, ci si rende conto che il pulsante P1 carica il condensatore C2 tramite l'anodo numero 1 del triac, il che rende nullo il consumo in stato di riposo.

Quando C2 si è caricato, si scarica poi fino a raggiungere tra i suoi elettrodi una tensione che è funzione, del guadagno e del fattore V_{BE} dei transistori.

La resistenza dovuta alla somma tra i valori di R1 e di R'1 permette di regolare la temporizzazione tra 1,5 s ed 1 m', attribuendo a C2 il valore di 100 μ F. Aumentando il valore di C2 fino ad un massimo di 500 μ F, è però possibile ottenere temporizzazioni dell'ordine di 5 m'.

Se si desidera ottenere una temporizzazione di circa 40 s, è sufficiente sostituire R1 + R'1 con un resistore fisso da 330 k Ω , con potenza di dissipazione nominale di 0,5 W.

Il triac impiegato permette la commutazione con una corrente di 1 A, senza dissipatore termico, con tensione alternata di 220 V. Oltre tale dissipazione conviene applicare un dissipatore termico, poiché — in caso contrario — la temperatura prodotta risulterebbe eccessiva.

La parte centrale della stessa figura 7 rappresenta il lato rame del circuito stampato, avente le dimensioni approssimative di mm 50 x 35, mentre la parte inferiore illustra il lato dei componenti della stessa basetta, e chiarisce come questi ultimi debbano essere reciprocamente orientati, e quali siano i collegamenti ai pochi componenti esterni.

Per quanto riguarda l'elenco dei componenti, si precisa che tutti i valori sono già stati riportati direttamente nello schema: il trasformatore Tr1, di alimentazione, deve fornire al secondario una potenza di 1,7 W, per cui la tensione di 12 V deve essere disponibile con una corrente nominale di circa 140 mA.

Il circuito è sostanzialmente semplice, e — agli effetti della costruzione — chi non fosse eventualmente attrezzato per l'allestimento di circuiti stampati potrà agevolmente costruire il dispositivo ricorrendo alla tecnica convenzionale di montaggio.

UNA CHIAVE ELETTRONICA

(Da «Le Haut-Parleur» - 15 Gennaio 1976)

La soluzione più elegante per il problema della serratura elettronica è quella che ricorre all'effetto a distanza, con campo elettrostatico o elettromagnetico, in quanto in questo caso il dispositivo risulta perfettamente invisibile dall'esterno, poiché nulla può effettivamente assomigliare al foro di una serratura.

In funzione di «chiave», questi dispositivi comportano generalmente un piccolo oscillatore la cui frequenza di funzionamento deve essere uguale esattamente a quella del captatore di cui è munita la serratura.

Beninteso, una serratura di questo genere non costituisce alcun ostacolo per chiunque si presenti con un oscillatore a frequenza variabile. Ciò nonostante, è possibile immaginare delle serrature più sofisticate, che offrono la maggior sicurezza possibile. Gli esempi descritti nell'articolo dimostrano che l'aumento della sicurezza non implica affatto una esagerata complessità, anche quando il dispositivo implica che la corrente di alimentazione della serratura sia nulla in stato di riposo.

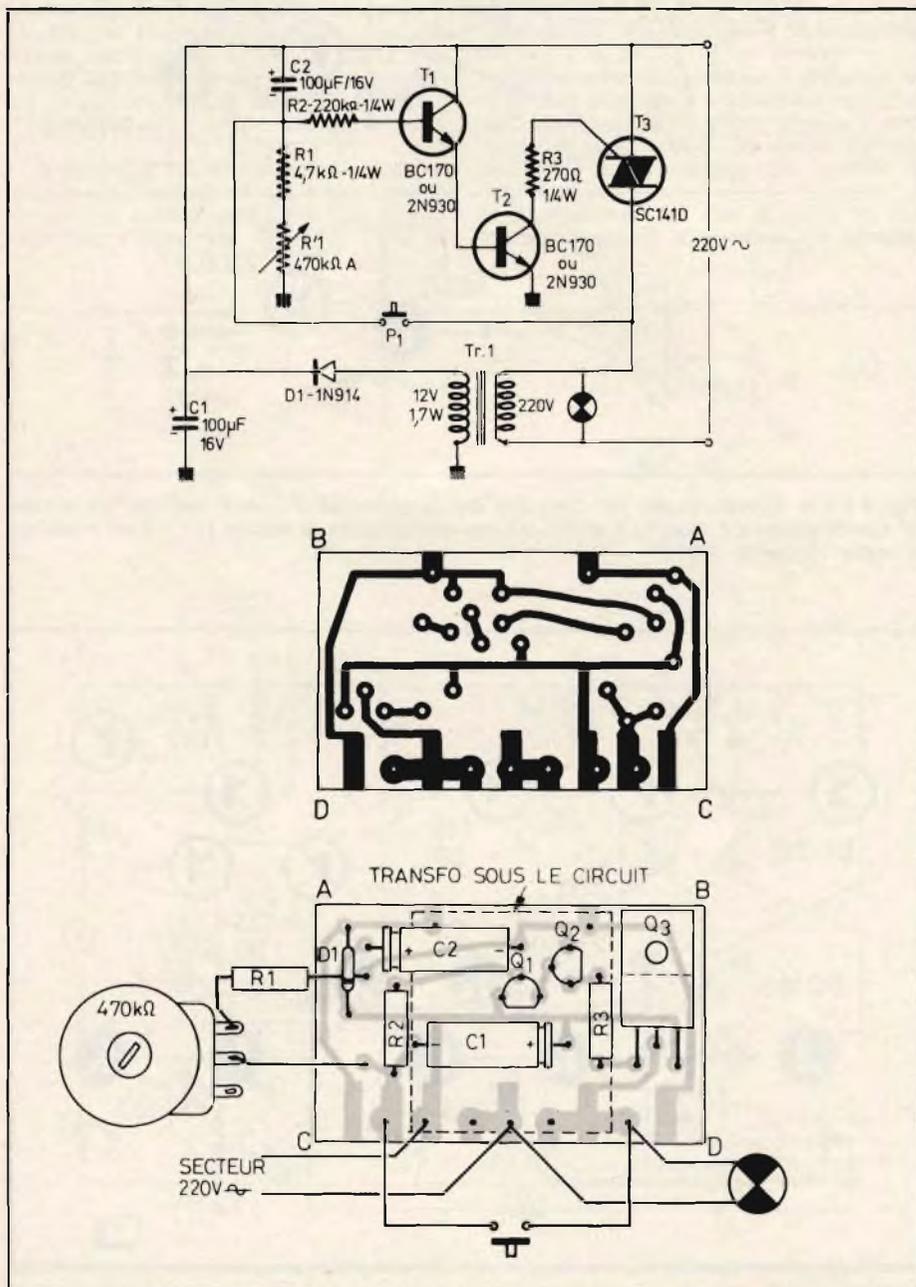


Fig. 7 - In alto, schema del temporizzatore per corrente alternata. Al centro ed in basso la basetta di supporto a circuito stampato, vista da entrambi i lati.

La **figura 8** rappresenta un circuito tipico il cui consumo risulta nullo in stato di riposo: la serratura non entra in funzione se non quando i due circuiti oscillanti vengono eccitati con esattezza mediante due frequenze «chiave». Naturalmente, una serratura di questo tipo comporta anche un circuito ausiliario di protezione, come quello riprodotto alla **figura 9**: i valori indicati tra parentesi in questo schema non vengono dati che a titolo di esempio, e possono naturalmente essere sostituiti con una «combinazione» del tutto personale, vale a dire che può essere determinata a discrezione del progettista o comunque del costruttore.

Con le serrature di questo genere, la chiave propriamente detta consiste in un oscillatore del tipo illustrato alla **figura 10**, in grado di funzionare in modo sequezionale su due diverse frequenze. Logicamente, gli intervalli di commutazione tra la produzione di una frequenza e quella della seconda frequenza devono essere pre-regolati, e devono corrispondere alle esigenze della sezione di ricezione.

La **figura 11** illustra in **A** un tipo di serratura elettronica in grado di mettere in funzione un segnale di allarme, nell'eventualità che si verifichi un caso di tentativo di violazione elettronica: il dispositivo comporta quattro circuiti accordati, ciascuno dei quali funziona su di una frequenza prestabilita. Il fatto è che, sebbene la tensione di alimentazione provenga soltanto da una batteria rettangolare da 4,5 V, eventualmente sostituibile con la tensione fornita da un alimentatore avente caratteristiche adeguate, le quattro frequenze di eccitazione devono essere prodotte nella sequenza appropriata, affinché il dispositivo di scatto funzioni regolarmente. All'uscita degli stadi T2 e T5 sono infatti presenti due triac, uno dei quali serve per il controllo del comando di apertura, mentre l'altro entra in funzione esclusivamente per la produzione del segnale di allarme, nell'eventualità che l'apertura venga tentata da chi non è autorizzato, e non dispone quindi dell'apparecchiatura originale di eccitazione.

Un circuito captatore aperiodico, del tipo illustrato in **B** può, tramite uno stadio tam-

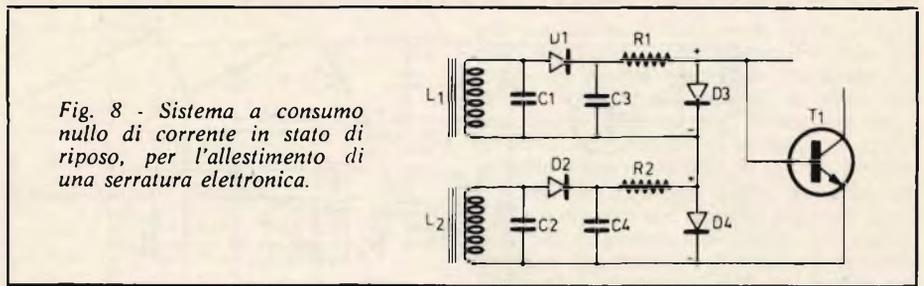


Fig. 8 - Sistema a consumo nullo in stato di riposo, per l'allestimento di una serratura elettronica.

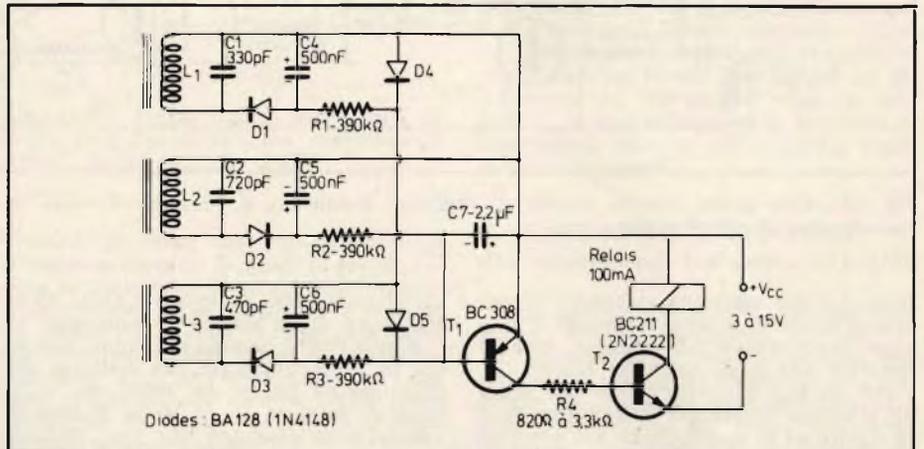


Fig. 9 - Tipo di serratura elettronica contenente un circuito supplementare di protezione.

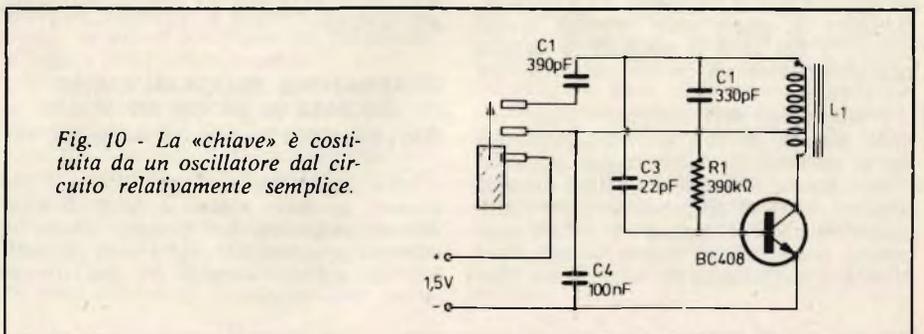


Fig. 10 - La «chiave» è costituita da un oscillatore dal circuito relativamente semplice.

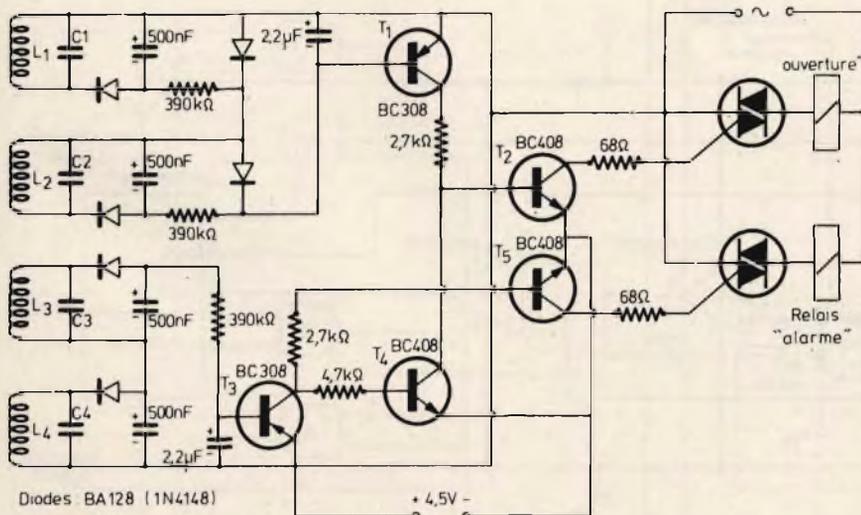


Fig. 11-A - Questo tipo di serratura elettronica provvede alla produzione di un segnale di allarme in caso di tentativo di scasso.

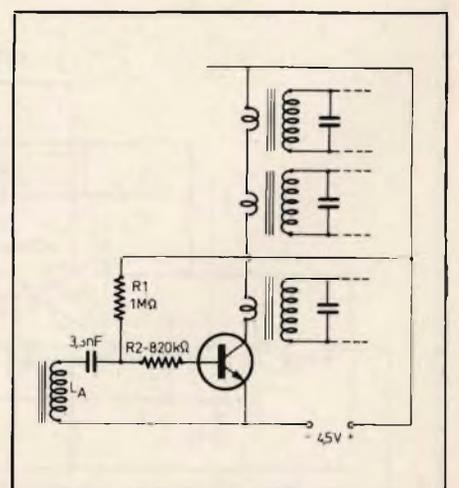


Fig. 11-B - Un avvolgimento aperiodico di ricezione può — tramite uno stadio «tampon» — eccitare contemporaneamente diversi circuiti accordati.

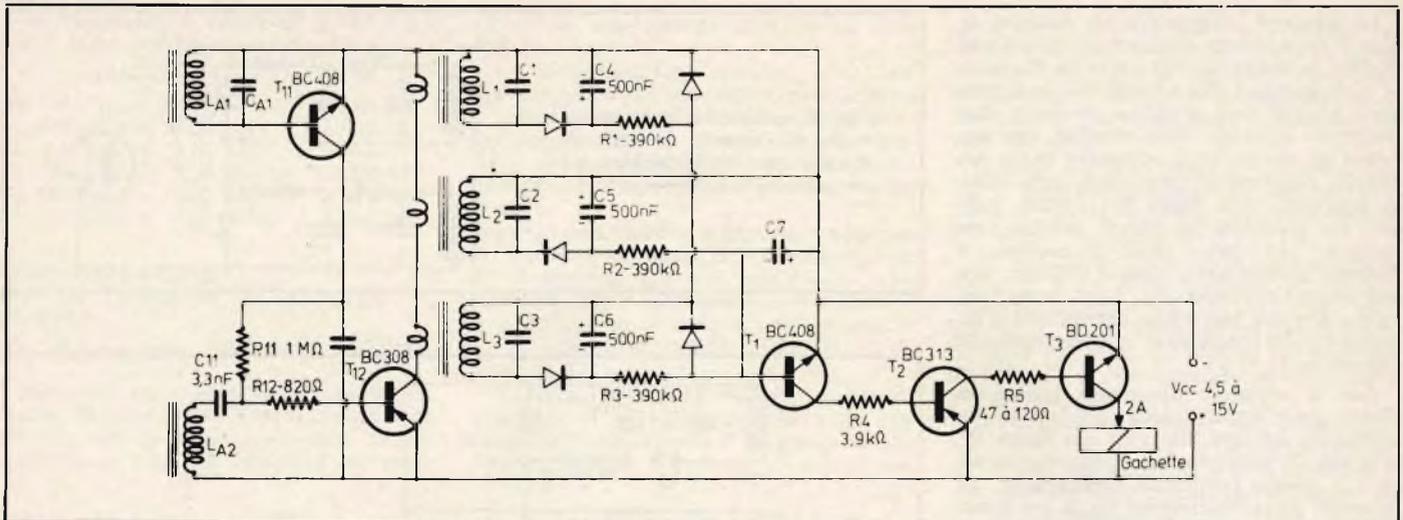


Fig. 12 - Con questo circuito munito di captatore aperiodico, il consumo è nullo in stato di riposo, grazie alla presenza di un commutatore di alimentazione.

pone, eccitare contemporaneamente diversi circuiti accordati. Questo è appunto il principio fondamentale sul quale si basa la serratura alla quale ci siamo riferiti.

Nel circuito illustrato infine alla figura 12, si ottiene ugualmente un consumo nullo in condizioni di riposo, grazie alla presenza di un commutatore automatico di alimentazione: in questo schema l'Autore precisa che R5 deve avere un valore di 47Ω a patto che la tensione di alimentazione V_{cc} presenti un valore compreso tra 4 ed 8 V. Il valore di questo resistore verrà invece portato a 120 Ω se la tensione di alimentazione presenta un valore compreso tra 8,5 e 15 V.

I valori degli altri componenti, precisati nello schema, restano invariati qualunque sia la tensione di alimentazione adottata.

In sostanza, i diversi dispositivi descritti possono essere di un certo aiuto per chi è costantemente alla ricerca di sistemi elettronici di protezione contro i furti e le effrazioni, così frequenti nella nostra epo-

ca, al punto tale da spingere molti all'installazione di un sistema di protezione.

Naturalmente, nessuno dei circuiti fino ad ora presentati comporta una sicurezza che raggiunga un fattore del 100%, ma — in linea di massima — le stesse Società di assicurazione precisano che sono disposte ad assicurare privati e ditte contro i furti, a patto che i locali contemplati nel contratto siano adeguatamente protetti, e che — in definitiva — il compito degli eventuali malintenzionati sia reso il più possibile difficile.

GENERATORE PROGRAMMABILE DI SEGNALI A DENTE DI SEGA (Da «Electronic Design» - 8 Novembre '75)

Sono certamente numerosi i circuiti che possono produrre segnali a dente di sega, sebbene raramente essi possano essere facilmente programmati per rendere disponibile un segnale soltanto tra due diversi

valori di tensione, di cui quello più elevato viene contraddistinto con la sigla V_u, mentre quello più basso viene contrassegnato dalla sigla V_L.

Il circuito (vedi figura 13-A), viene programmato tramite le tensioni V_{R1} e V_{R2}. Esso consiste in un integratore, IC1, in un comparatore, IC2, in un invertitore, IC3, ed in un commutatore, IC4: nell'intero dispositivo devono sussistere le seguenti condizioni:

$$V_U = V_{R2} + V_{D1}$$

e

$$V_L = V_{R1} + V_{D2}$$

Il terminale numero 3 di IC2 si trova al potenziale V_U durante la parte in salita del segnale prodotto: dal momento che il terminale numero 2 si trova ad un potenziale molto inferiore, l'uscita di IC2 corrisponde approssimativamente a V_{cc} come si osserva nel grafico di figura 13-B, che rappresenta la forma tipica dei segnali disponibili nei punti critici del circuito.

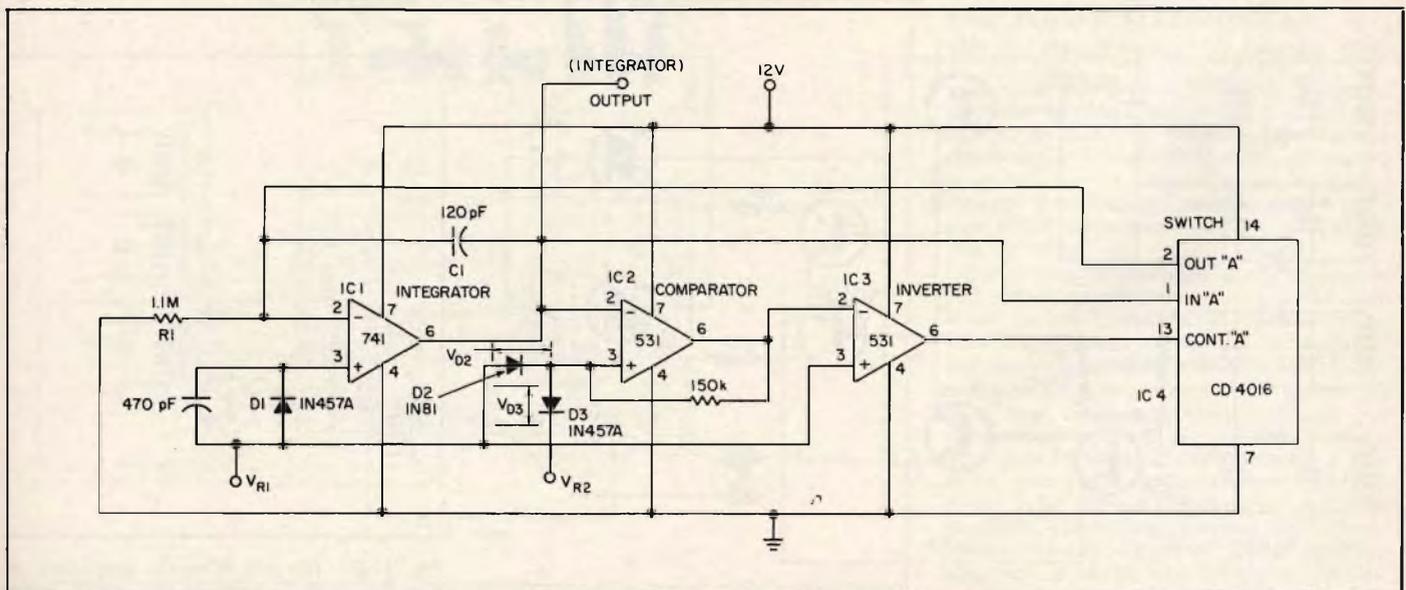


Fig. 13-A - Circuito elettrico del generatore programmabile di segnali a dente di sega.

Si come al terminale numero 3 del circuito integrato è disponibile soltanto V_{R1} , l'uscita di IC3 è approssimativamente nulla, il che rende aperto il commutatore IC4.

Quando l'uscita dell'integratore raggiunge il potenziale V_U , l'uscita di IC2 raggiunge approssimativamente un valore nullo, mentre il potenziale disponibile al piedino numero 3 si riduce a V_L .

In tal caso l'uscita di IC3 raggiunge il potenziale V_{CC} , il che fa in modo che IC4 scarichi la capacità C1. Quando infine l'uscita dell'integratore raggiunge il valore V_L , il terminale numero 6 di IC2 ritorna approssimativamente al valore di V_{CC} , il commutatore si apre, e la parte a rampa della forma d'onda viene prodotta nuovamente.

Il tempo di salita può essere calcolato mediante la formula che segue:

$$T_1 = \frac{R1C1 (V_U - V_L)}{V_{R1} - V_{D1}}$$

Il tempo di caduta, t_2 , dipende da diversi fattori, e — soprattutto — dalla costante di tempo di C1 e della resistenza del commutatore IC4.

Nella conclusione, la breve nota precisa che il circuito può essere sincronizzato con impulsi negativi applicati al terminale numero 2 di IC3.

INTERESSANTI CONSIDERAZIONI SULL'ISOLAMENTO DEI CIRCUITI

(Da «Electronic Design» - 8 Novembre '75)

Spesso viene trascurato il problema del cattivo isolamento da parte del progettista che elabora circuiti di nuova concezione.

Fortunatamente, questa situazione è oggi in fase di sviluppo: infatti, si è sempre più convinti che il progettista non soltanto è responsabile sotto questo aspetto, ma che dispone anche di diverse tecnologie suscettibili per giunta di ulteriori miglioramenti, che possono ridurre in modo pronunciato il costo e la complessità che derivano dal cattivo isolamento.

Inconvenienti di questo genere vengono spesso riscontrati nei centri di assistenza ad opera del personale addetto alla manu-

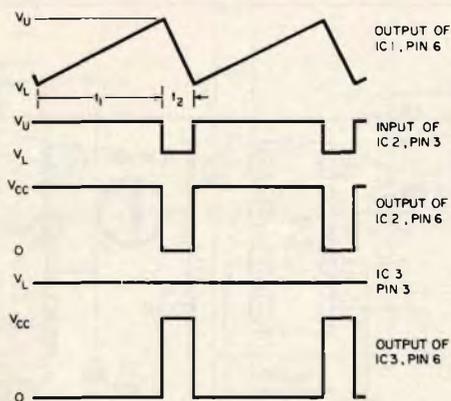


Fig. 13-B - Forma d'onda dei segnali di uscita di IC2 e di IC3, del generatore di segnali di cui alla Fig. 20-A.

tenzione: in alcuni casi, può verificarsi la circostanza secondo la quale il guasto implica la sostituzione di un componente molto economico, ma in molti altri la situazione appare ben diversa, in quanto la minima inosservanza delle norme di isolamento può dare adito ad inconvenienti di una certa entità, tali cioè da comportare spese ingenti per ripristinare le condizioni originali dell'apparecchiatura.

Sono questi i motivi per i quali la nota Rivista americana ha escogitato alcuni sistemi di prova, come ad esempio quello che viene illustrato schematicamente alla figura 14, mediante il quale è possibile accertare le esatte condizioni di isolamento, in base a determinate esigenze.

Il circuito citato serve per eseguire la prova di isolamento nei confronti delle linee contrassegnate con i numeri 1 e 2, e serve per ricevitori e trasmettitori che funzionano con una comune linea di tipo bidirezionale.

Non si tratta però dell'applicazione più semplice, in quanto esistono — ad esempio — i circuiti di reazione, nei confronti dei quali le prove di isolamento sono molto

più complesse. Sotto questo aspetto, l'articolo suggerisce l'applicazione illustrata nel modo più semplice possibile alla figura 15, riferita appunto alla linea di controllo che può essere adottata per intercettare degli errori in un circuito di eccitazione dell'elettrodo «gate», durante la prova pratica.

L'articolo considera anche le norme ed i provvedimenti che sarebbe possibile adottare nei confronti dei circuiti di regolazione, e dei vari tipi di memoria appartenenti alle categorie ROM ed RAM: un altro paragrafo viene dedicato ai circuiti del tipo «one shot», nei quali è facile riscontrare la presenza di segnali «fantasma», dovuti proprio a scarso isolamento. Infine l'articolo riporta in una figura, che non riproduciamo per brevità, le relazioni che intercorrono tra tutti i nodi vitali, le sorgenti e le destinazioni, nelle applicazioni appartenenti appunto alla categoria denominata «one shot».

IL «CAMEMBERT» ELETTRONICO

(Da «Electronique Pratique» - 6-11-1975)

Ecco una vera e propria curiosità elettronica, di gusto tipicamente francese.

Il «Camembert» è uno dei formaggi più noti nella produzione francese, ed una scatola che conteneva appunto questo prodotto è stata scelta per questa tipica realizzazione, che consiste in un battello di forma rotonda, in grado di navigare senza alcuna direzionalità, e quindi con un certo spirito di indipendenza.

Il dispositivo viene munito di un sistema abbastanza semplice di telecomando proporzionale, che permette tuttavia di dirigerlo con una certa programmazione.

La figura 16-A rappresenta lo schema elettronico del trasmettitore proporzionale: con l'aiuto del circuito integrato IC1 (tipo 555), di una seconda unità dello stesso tipo (IC2), di tre transistori, e di pochi altri componenti, si ottiene una potenza di irradiazione per il comando a distanza, e con l'aggiunta del dispositivo per il controllo della direzione, costituito dal potenziometro P1.

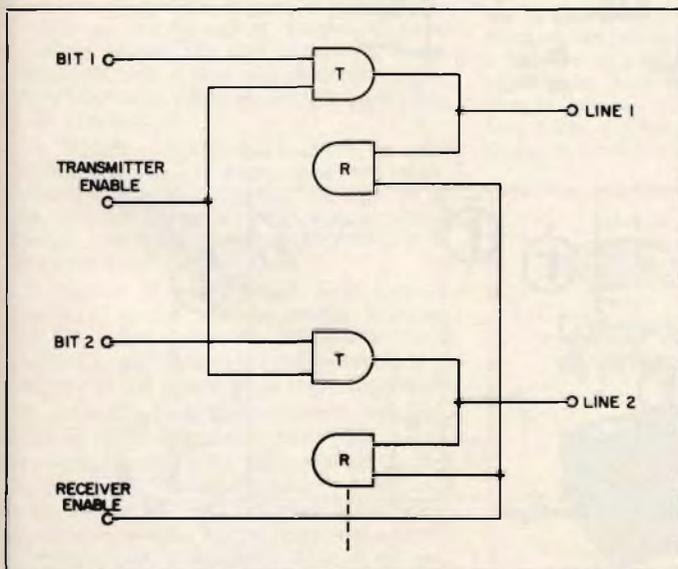


Fig. 14 - Le linee «1» e «2» del sistema di prova servono per effettuare controlli lungo una linea bi-direzionale comune.

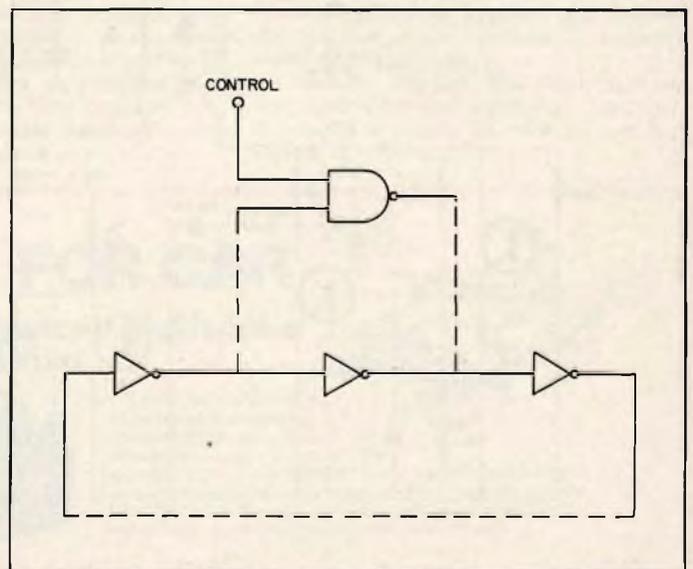


Fig. 15 - Esempio di sistema di controllo per un circuito di reazione.

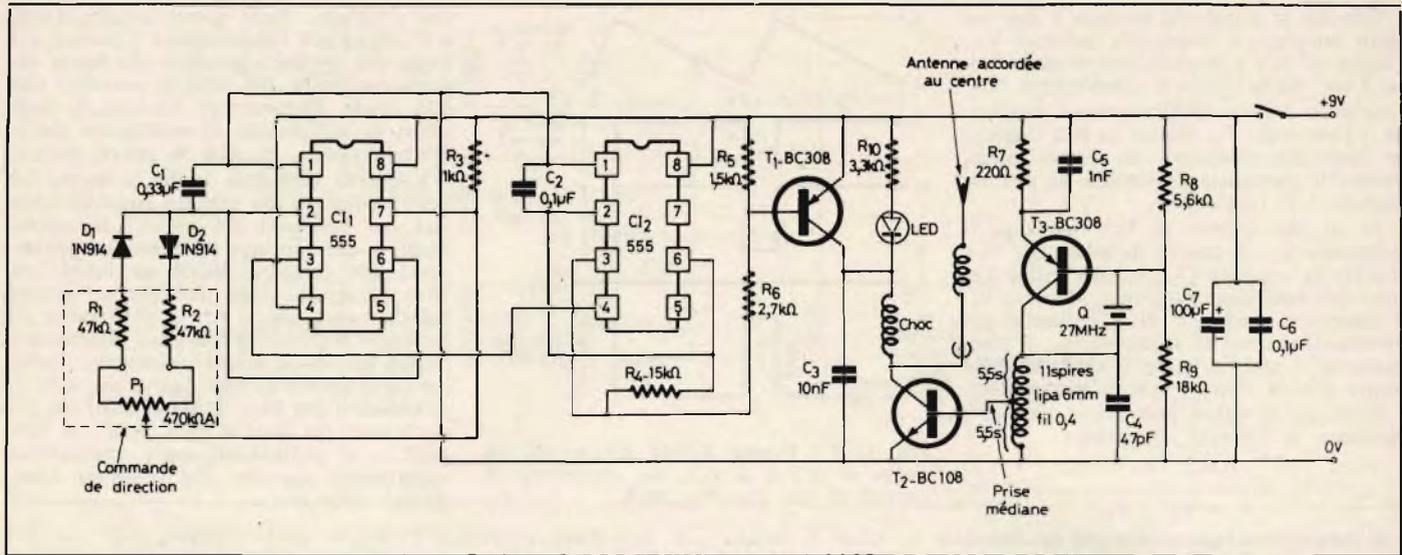


Fig. 16-A - Schema del trasmettitore attraverso il quale è possibile controllare il movimento e la direzione del cosiddetto «Camembert» elettronico.

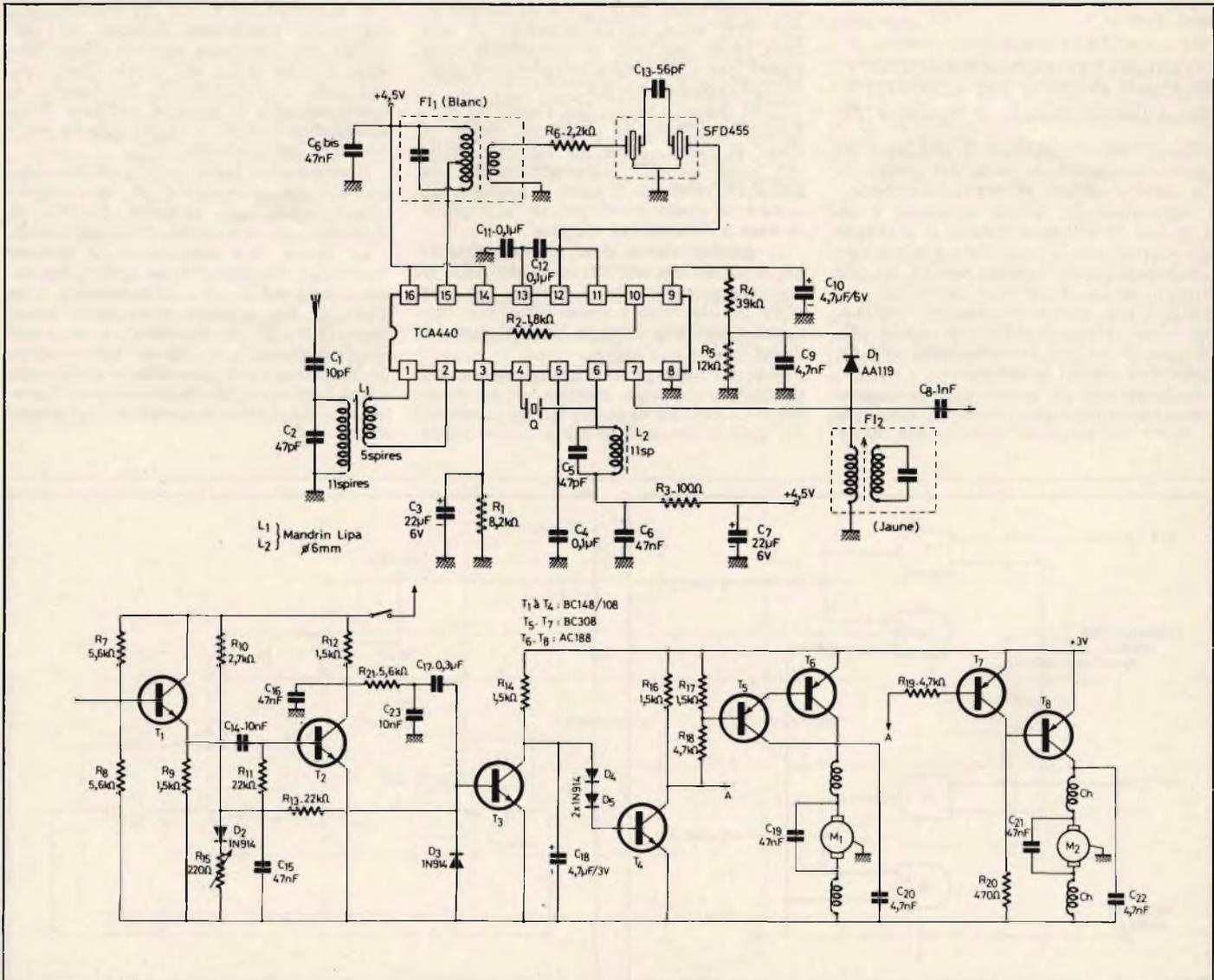


Fig. 16-B - In alto, la sezione ad alta frequenza, ed in basso la sezione di bassa frequenza, per la ricezione dei segnali di radiocomando, tramite i quali viene controllato il movimento del «Camembert» elettronico.

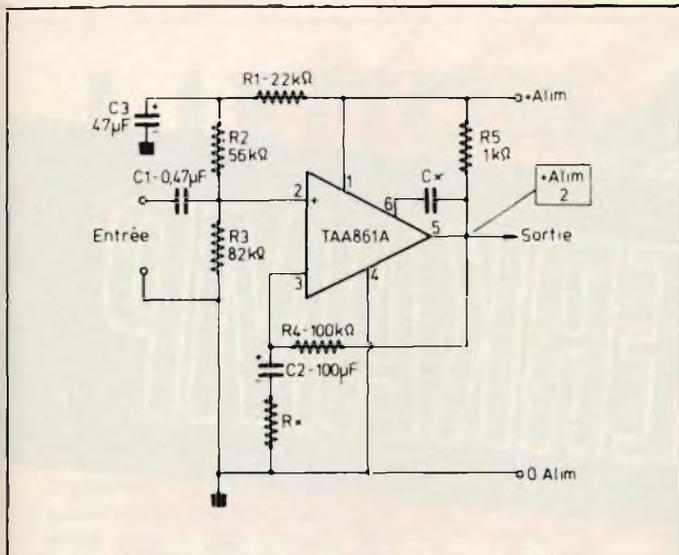


Fig. 17 - Schema completo del preamplificatore a circuito integrato.

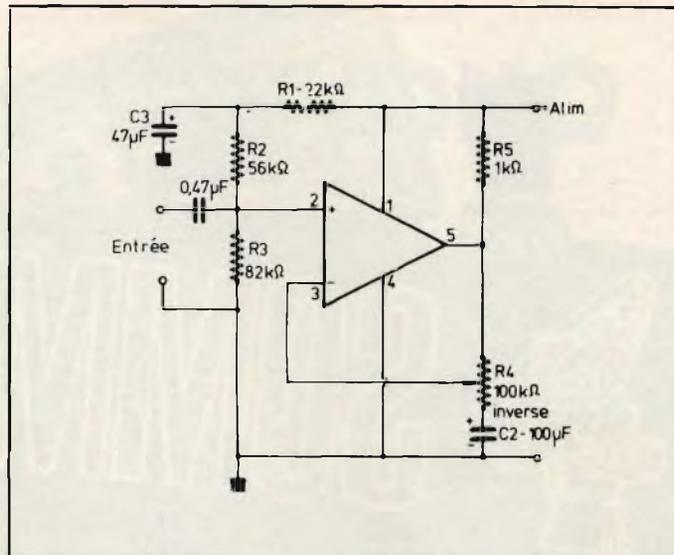


Fig. 18 - Altra versione del preamplificatore a circuito integrato, con l'aggiunta di un regolatore del guadagno.

I due circuiti integrati forniscono i segnali di modulazione, applicati allo stadio ad alta frequenza attraverso il transistor T1, che conferisce loro l'ampiezza necessaria. T2 e T3 costituiscono invece il circuito per la produzione del segnale ad alta frequenza, irradiato attraverso un'induttanza di valore appropriato, per il collegamento all'antenna.

Lo schema, oltre ai valori dei vari componenti ed ai tipi dei semiconduttori, riporta direttamente anche le caratteristiche costruttive della bobina, che deve essere avvolta su di un supporto privo di nucleo del diametro di 6 mm.

Il circuito del trasmettitore viene alimentato attraverso una normale batteria da 9 V, tramite l'interruttore generale di accensione, e — dato il consumo di corrente relativamente esiguo — l'autonomia risulta considerevole impiegando due batterie da 4,5 V, collegate in serie tra loro.

La figura 16-B rappresenta invece lo schema elettrico del ricevitore: la parte superiore di questo schema è riferita alla sezione ad alta frequenza, mentre la parte inferiore riferita alla sola sezione di bassa frequenza, vale a dire alla parte del dispositivo tramite la quale si ottengono gli effetti di comando.

Il segnale captato dall'antenna, e selezionato tramite L1, viene applicato direttamente al circuito integrato del tipo TCA 440, con un doppio sistema di controllo a quarzo, che rende eccellente la stabilità di funzionamento.

Il segnale di modulazione, prelevato all'uscita di questa sezione tramite la capacità C8, viene applicato all'ingresso dello stadio T1, per poi subire una notevole amplificazione ad opera degli stadi successivi.

Il controllo degli spostamenti del modellino radiocomandato, che può essere ovviamente sostituito da un'altra realizzazione, viene ottenuto mediante i due motorini M1 ed M2, uno dei quali serve come propulsore, mentre l'altro viene usato esclusivamente per il controllo della direzione.

Sebbene si tratti di una realizzazione piuttosto bizzarra, considerando la natura

del modellino comandato, l'applicazione è interessante sotto il profilo sperimentale, in quanto permette al costruttore di farsi una notevole esperienza non soltanto in fatto di rice-trasmissione, ma anche per quanto riguarda l'impiego dei circuiti integrati, e la realizzazione di unità di tipo ibrido.

UN PREAMPLIFICATORE A CIRCUITO INTEGRATO

(Da «Le Haut-Parleur» - 15 Gennaio '76)

L'impiego dei circuiti integrati facilita notevolmente l'allestimento di apparecchiature elettroniche, grazie all'enorme semplificazione che deriva dal fatto che la maggior parte dei componenti attivi ed alcuni di tipo passivo restano racchiusi nell'unità integrata, rendendo minimo il numero di componenti esterni.

Un circuito integrato che si presta particolarmente alla realizzazione di un preamplificatore è quello contraddistinto con la sigla TAA861A, come si osserva nello schema di figura 17: l'unità è in grado di funzionare con ottima sensibilità di ingresso, e fornisce in uscita un segnale in grado di pilotare un amplificatore a transistori o a circuiti integrati di una certa potenza, con una certa economia dal punto di vista dell'allestimento globale.

Il segnale di ingresso, tramite C1, viene applicato ai capi del resistore R3, presente tra il terminale N° 2 e la massa. Tra il terminale N° 1 ed il terminale N° 2 è previsto un circuito di alimentazione, col disaccoppiamento dovuto alla presenza della capacità elettrolitica C3.

La tensione di alimentazione viene applicata tramite R5, con filtraggio attraverso C_x, che provvede ad un ulteriore disaccoppiamento, ed alla eventuale neutralizzazione del rumore di fondo, che — passando attraverso diversi stadi di amplificazione — potrebbe risultare presente in uscita compromettendo il funzionamento dell'intero impianto.

La figura 18 rappresenta un'altra versione di un analogo circuito, nella quale è però stato aggiunto il potenziometro R4, il cui cursore è collegato al terminale numero 3 dell'unità integrata: si tratta di un potenziometro a variazione logaritmica inversa, la cui messa a punto consente di linearizzare il funzionamento dell'amplificatore, permettendo così di ottenere una curva di risposta più estesa, e quindi più conforme alle esigenze di un impianto di amplificazione di buona qualità.

L'articolo descrive con una certa ricchezza di dettagli i particolari costruttivi, ne precisa le norme di collaudo, e le possibilità di impiego.



FOR CAR

Lampeggiatore elettronico di emergenza



È un utilissimo dispositivo che permette di accendere contemporaneamente tutti i lampeggiatori in caso di sosta in zona pericolosa o con scarsa visibilità. La sua caratteristica è quella di avere tempi costanti di accensione e spegnimento indipendentemente dal carico connesso, questo lo rende più affidabile dei comuni lampeggiatori a bimetallo normalmente usati.



.KC/3900-00 L. 10.900
disponibile anche in kit a L. 9.700



SOMMERKAMP®

NEW PRICE LIST

HF TRANSCEIVERS

- FT250-FP250 - L. 580.000
- FT201 - L. 623.000
- FT277E - L. 900.000
- FT101X - L. 760.000
- FT501-FP501 - L. 870.000
- FT505 - L. 845.000

HF RECEIVERS

- FR50 - L. 185.000
- FR101DL - L. 745.000
- FR101DIG - L. 1.100.000

HF TRANSMITTERS

- FL50 - L. 185.000
- FL101EE - L. 645.000
- FL101E - L. 745.000

TEST EQUIPMENT

- YO100 - L. 245.000
- YC355 - L. 345.000
- YC601 - L. 278.000

ACCESSORIES

- SP277P - L. 84.000
- SP277 - L. 44.000
- FV401 - L. 106.000
- FV277 - L. 144.000

LINEAR AMPLIFIERS

- FL2277 - L. 523.000

RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO SOMMERKAMP

PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C.

Distributrice esclusiva
per l'Italia

G.B.C.
italiana S.p.A.

I LETTORI CI SCRIVONO

a Cura di P. SOATI

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. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Fig. G. CORRADINI - Ancona
Filtri per altissime frequenze

E' praticamente impossibile trattare un argomento così vasto come quello dei filtri tubolari per altissime frequenze in poche righe, pertanto mi limito a fare qualche esempio.

La figura 1 si riferisce ad un filtro passa-basso a costanti concentrate con induttanze in serie e capacità verso massa. In genere il valore LC viene fissato in fabbrica tramite l'impiego di un calcolatore. L'accordo finale si esegue con leggero ritocco di L per determinare la frequenza di taglio del filtro.

Il filtro di figura 2, sempre del tipo passa-basso, è invece a costanti distribuite. L'induttanza L è costituita da spezzoni di linea coassiale ad alta impedenza. Il suo calcolo deve essere eseguito con molta precisione perché è impossibile qualsiasi ritocco.

I filtri a cavità possono essere realizzati in modo differente, ad esempio con risonatore ad elica, risonatore in $1/4\lambda$, cavità in guida d'onda e così via.

La figura 3 si riferisce alla configurazione ad elica indispensabile per soddisfare i requisiti del filtro alle basse frequenze. In questo caso uno spezzone di conduttore è avvolto su uno speciale supporto per bobine con un capo a massa (cioè con la forma di un'elica). L'altro capo del filo termina su di un condensatore variabile in modo

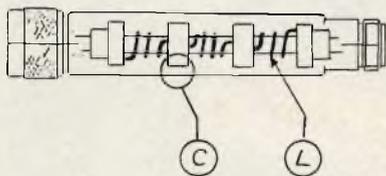


Fig. 1 - Filtro passa-basso a costanti concentrate, con induttanze in serie e capacità verso massa.

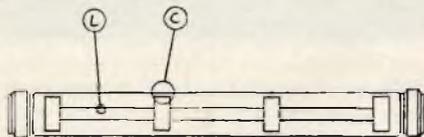


Fig. 2 - Filtro passa-basso tubolare, a costanti distribuite (linee risonanti).

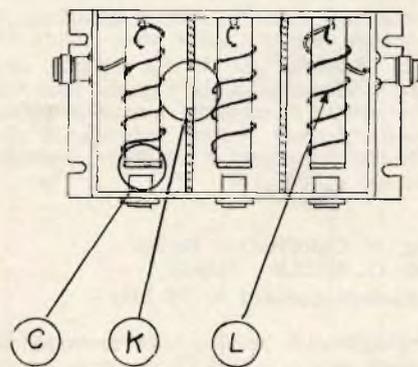


Fig. 3 - Filtro passa-basso a cavità con risonatori ad elica. Le dimensioni dell'iride K determinano la larghezza di banda.

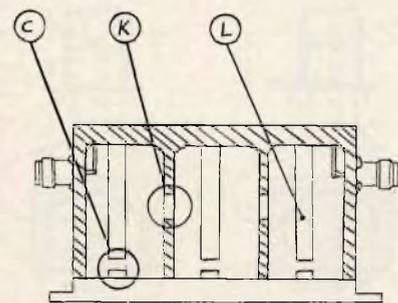


Fig. 4 - Filtro a cavità coassiale, con risonatore $1/4\lambda$ (per frequenze alte).

da costituire un circuito risonante LC. La regolazione fine dell'accoppiamento di frequenza si esegue regolando la capacità mentre la larghezza di banda si determina dalle dimensioni di K (iride).

La figura 4 si riferisce ad un altro filtro, simile al precedente che però è più adatto per le frequenze alte. Ovviamente il circuito richiede delle induttanze molto minori per cui la lunghezza del risonatore è molto piccola assumendo la forma di un tronco di linea L. Come nel tipo a cavità ad elica l'accordo fine si esegue agendo sulla capacità C mentre la larghezza di banda si determina dalle dimensioni dell'iride K.

I risonatori a cavità risonante in guida d'onda si prestano per l'impiego sulle frequenze alte. Essi sono costituiti semplicemente da uno spazio cilindrico circondato ovviamente da metallo. L'accoppiamento fra le varie cavità si ottiene tramite delle iridi.

Nei filtri passa-banda interdigitali i tronchi di linea risonante sono interlacciati alternativamente fra due opposti piani di terra. La frequenza si varia agendo su una capacità e la larghezza di banda modificando la distanza tra i risonatori, cioè variando l'accoppiamento fra le singole sezioni. I filtri noti con il nome comb line, sono simili ai filtri interdigitali in quanto la disposizione delle linee è la stessa tranne che esse partono dallo stesso piano di massa.

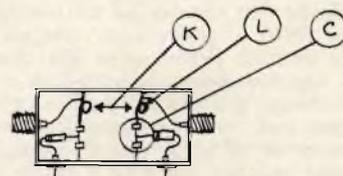


Fig. 5 - Filtro ad accordo elettronico. La risonanza si ottiene mediante un diodo varactor.

Si hanno infine i filtri passa banda accordabili a mano od elettronicamente. La figura 5 indica un filtro con accordo elettronico, cioè mediante un comando di tensione. La risonanza si ottiene tramite un diodo varactor su cui agisce la tensione di polarizzazione in corrente continua. LC costituiscono il circuito risonante. La larghezza di banda è determinata dall'accoppiamento cioè dalla distanza fra i circuiti risonanti K.

La figura 6 mostra un filtro miniaturizzato della TELONIC ALTAIR il quale viene costruito per frequenze centrali comprese nella gamma $40 \div 500$ MHz.

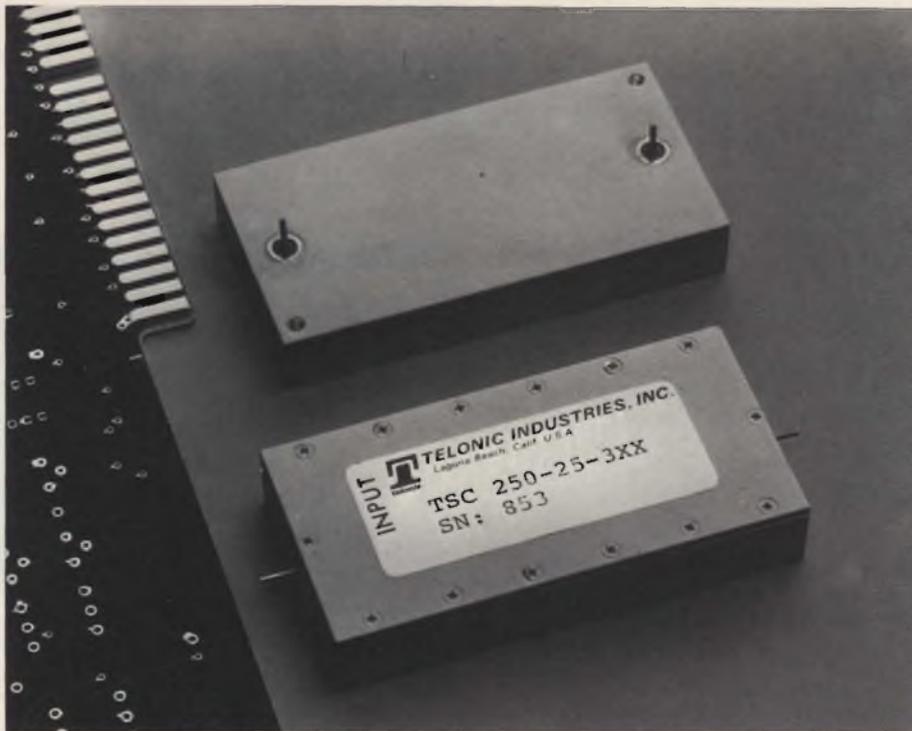


Fig. 6 - Filtro miniaturizzato TELONIC ALTAIR per frequenze centrali comprese fra 40 e 500 MHz.

Fig. OLCESE F. - Recco
Controllo dei transistori con ohmetro

Impiegando il solo ohmetro, la cui alimentazione sia fornita, come al solito, da una pila di basso valore, è possibile effettivamente eseguire un rapido controllo preliminare dei transistori. Ovviamente si tratta di una operazione che va considerata fra quelle di emergenza perché il controllo mediante strumenti più adatti è senz'altro consigliabile.

La figura 7 si riferisce ad un transistoro del tipo PNP: in questo caso collegando il puntale positivo dell'ohmetro alla base e quello negativo prima sul collettore e poi sull'emettitore, si dovrà misurare in entrambi i casi una resistenza piuttosto elevata dell'ordine di 50 kΩ e più. Portando poi il puntale negativo alla base e quello positivo sui terminali di collettore ed emettitore il valore di resistenza misurato dovrà essere molto più basso, cioè compreso fra 100 e 600 Ω, a seconda del tipo di transistoro sotto controllo.

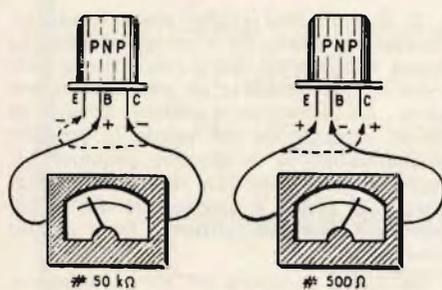


Fig. 7 - Controllo di un transistoro PNP mediante l'impiego dell'ohmetro.

Per quanto concerne i transistori NPN si dovrà procedere in senso contrario: infatti per base con puntale positivo si dovranno misurare valori di resistenza bassi per puntale negativo, sempre sulla base, si dovranno leggere i valori altri, (figura 8).

In definitiva fra le due misure, cioè quella della conduttività e quella della non conduttività si dovranno trovare delle notevoli differenze. A titolo indicativo si può dire che il rapporto dovrà essere compreso fra 100 e 600.

Fig. F. CERCHIO - Torino,
Fig. G. MIELE - Napoli
Emissioni standard su 75 kHz

L'argomento relativo alle emissioni di segnali orari standard l'ho trattato ampiamente in alcuni articoli pubblicati l'anno scorso su ELETTRONICA OGGI. La stazione svizzera di PRANGINS trasmette in una località che si trova a circa 25 km da Ginevra (06° 15' E, 46° 24' N), con una

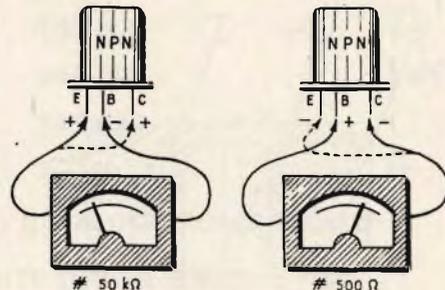


Fig. 8 - Controllo di un transistoro NPN mediante l'impiego dell'ohmetro.

potenza di circa 20 kW, omnidirezionale. La frequenza di emissione è di 75 kHz $\pm 2 \times 10^{-11}$ TA. Tale stazione è ricevibile in tutta l'Italia.

La figura 9 si riferisce ad un ricevitore costruito espressamente per consentire la ricezione di tale stazione il quale è alimentato in continua a 9 V.

Per quanto concerne il quesito del signor Cerchio debbo dirle che il prezzo richiesto, per questo ricevitore, dal rappresentante italiano è quello corrente di tutti i mercati europei, comunque nulla vieta che la ricezione sia fatta con ricevitori di altra provenienza, non esclusi quelli del surplus alcuni dei quali si prestano ottimamente allo scopo.



Fig. 9 - Ricevitore accordato sulla frequenza fissa di 75 kHz, relativa alle emissioni standard della stazione di PRANGINS.

A questo proposito le consiglio di rivolgersi a mio nome direttamente alla ditta Silvano Giannoni, Via G. Lami, 1 - S. Croce sull'Arno (Pistoia) che tratta apparecchi del genere.

Fig. D. FRANCHI - Firenze
Stadio finale di un RX a valvole

In un circuito di uscita del tipo da Lei indicato è simile a quello illustrato in figura 10; la presenza di tensione continua nel punto «AT 2» e la mancanza di tensione nel punto «A» sta evidentemente ad indicare che l'avvolgimento primario del trasformatore di uscita è interrotto.

Il caso da Lei preso in considerazione, cioè di un corto circuito del condensatore C28, darebbe luogo nel punto A allo stesso valore di tensione del punto AT2. Tale stato di cose sarebbe messo meglio in evidenza dal controllo a freddo; l'ohmetro infatti indicherebbe le condizioni di corto circuito.

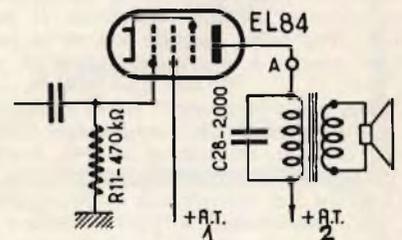


Fig. 10 - Circuito finale di un ricevitore a valvole con condensatore in parallelo al primario del trasformatore di uscita.

A questo proposito occorre precisare che in questo caso il corto circuito di C28 è piuttosto raro per il fatto che la differenza di potenziale che esiste ai capi del primario del trasformatore è minima. Per contro in un circuito del tipo di figura 11 in cui il condensatore in questione ha un capo collegato con la massa il corto circuito è piuttosto frequente.

Fig. D. RIZZO - Civitavecchia
Disturbi alla radiotelecezione

Le cause di disturbo alla ricezione radio-televisiva sono di tipo differente ed in linea di massima possono essere classificate nel seguente modo:

- 1°) disturbi di origine atmosferica o dovuti alle condizioni di propagazione. In linea di massima non esistono rimedi salvo per i disturbi di propagazione dovuti ad evanescenza.
- 2°) disturbi dovuti ad interferenza, per i quali c'è qualche possibilità di rimedio.
- 3°) disturbi dovuti a difetti intrinseci del ricevitore, agli impianti elettrici od apparecchi elettrodomestici o di tipo similare, i quali possono essere rimossi.

Per quanto concerne il terzo punto, che è quello che le interessa, in primo luogo occorre accertarsi che il ricevitore funzioni regolarmente. Per far ciò è sufficiente staccare i collegamenti di antenna ed eventualmente di terra dal televisore. Se il disturbo diminuisce notevolmente o addirittura scompare ciò significa che l'anomalia è di origine esterna.

Per individuare questi disturbi in primo luogo è consigliabile un controllo all'im-

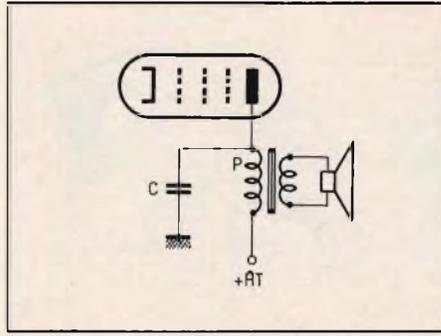


Fig. 11 - Circuito simile a quello di figura 10. In questo caso il condensatore C ha un capo alla massa.

pianto elettrico della luce e della forza motrice: un fusibile allentato, dei contatti imperfetti, delle viti fissate in modo imperfetto possono essere causa di disturbi di notevoli entità.

Gli apparecchi elettrodomestici all'atto dell'acquisto, e anche in seguito se ben tenuti, non dovrebbero essere causa di disturbo, più facilmente lo sono invece gli impianti con tubi fluorescenti, i campanelli, i motorini a collettore e così via.

Fra gli apparecchi di uso casalingo funzionanti con corrente elettrica che non generano disturbo si devono annoverare le cucine elettriche (talvolta può provocare disturbo il girarrosto), i ferri da stiro, i frigoriferi, le lavatrici elettriche, le macchine per caffè, i scaldacqua, le stufe elettriche, purché i punti di contatto, special-

mente prese e spine, siano in ottimo stato e così pure i collegamenti interni.

Sono più soggetti a generare disturbi gli asciugacapelli, gli aspirapolvere, i campanelli elettrici, le lucidatrici ed i battitappeti, i motori delle macchine per cucire, i motorini monofase a collettore, i rasoi elettrici, i ventilatori e gli impianti di tubi fluorescenti.

In figura 12 riporto alcuni classici schemi di filtri per il silenziamento di apparecchi aventi dei contatti intermittenti. Il valore dei condensatori, che dovranno essere del tipo antiinduttivo a minima perdita e per tensione di punta 3000 V, 300 V di lavoro è il seguente: C1 = 50.000 pF, C2 = 5.000 pF.

Le bobine L dovranno avere un'induttanza compresa fra 100 e 200 μ H. Esse saranno costituite da spire ammassate di rame smaltato la cui sezione sarà scelta in funzione della corrente che dovrà attraversarle.

Le connessioni indicate con la lettera «a» dovranno essere le più corte possibili.

Fig. M. DI BENEDETTI - Grosseto
Schermo TV e distanza, teleriparazioni

Gli scorsi anni in effetti ho pubblicato una serie di articoli dedicati alle teleriparazioni facendo riferimento alle anomalie che caratterizzavano le immagini. Tale esposizione era arricchita da fotografie delle immagini stesse. Il fatto che non sono pochi i lettori che seguono da molti anni la rivista impedisce di riprendere integralmente la materia in questione senza suscitare le loro proteste. Comunque, data l'im-

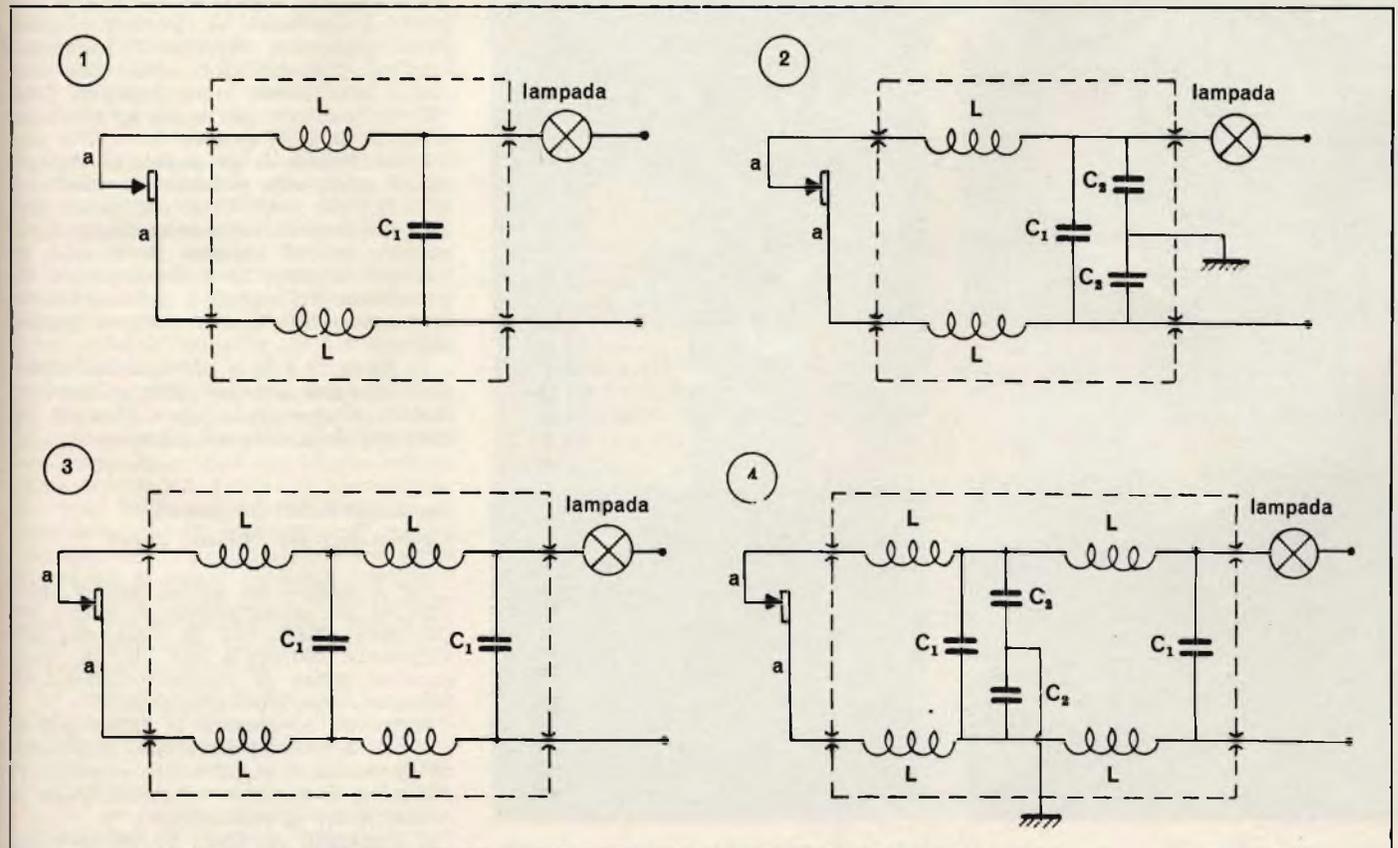


Fig. 12 - Tipici filtri ad induttanza e capacità per il silenziamento di apparecchiature a contatti intermittenti compresi i semafori.

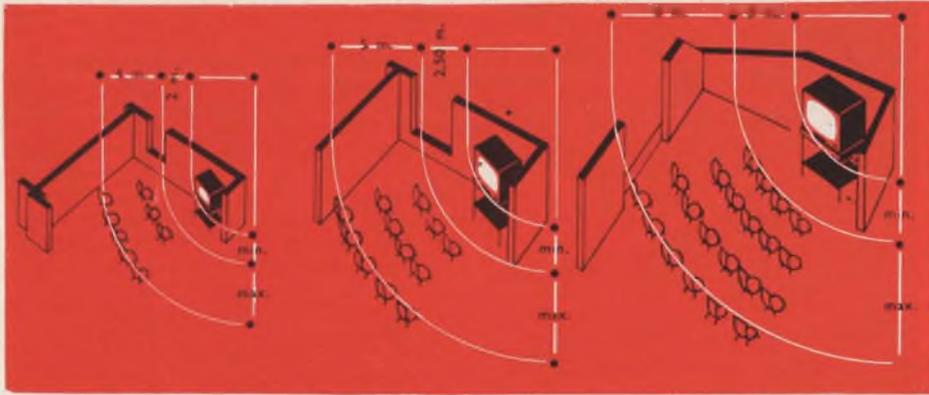


Fig. 13 - Limiti di distanza ottimali per ottenere una buona visione con televisori aventi lo schermo rispettivamente di 17", 20" e 24".

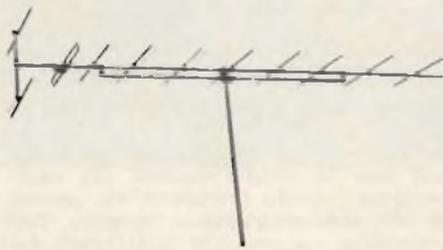


Fig. 14 - Antenna della Prestel (GBC Italiana), a 12 elementi per canali VHF, guadagno 12 dB, rapporto avanti-indietro 35 dB

portanza dell'argomento, non è da escludere che il prossimo anno ne riesamini i punti principali in un'altra serie di articoli.

Per quanto concerne la seconda parte del suo quesito debbo confermarle che le dimensioni dello schermo di un televisore debbono essere scelte in funzione della profondità del locale in cui il televisore dovrà essere installato. Ad esempio, è sicuramente un errore acquistare un televisore da 24" per installarlo in un locale con profondità massima di 2,5 m, mentre può non essere errore acquistare un televisore da 17" da installare in un locale molto profondo purché la visione sia effettuata dalla giusta distanza. A questo proposito in

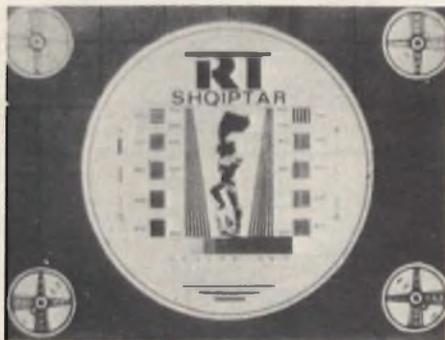


Fig. 15 - Monoscopia delle stazioni albanesi (Radio Televisioni Shqiptar - Ismail Qemal, Tirana).

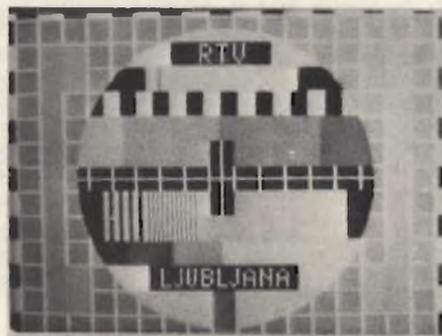


Fig. 17 - Monoscopia della stazione jugoslava di Ljubljana (Jugoloslovenska Radiotelevizija, 70 B. Kidrica, Beograd).

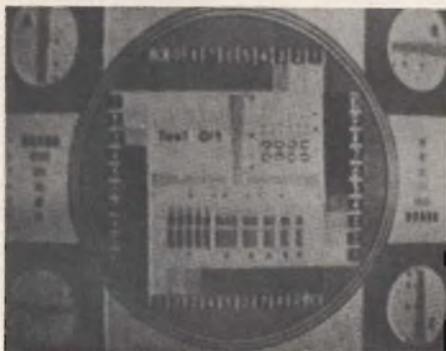


Fig. 16 - Altro monoscopia usato dalla televisione albanese.

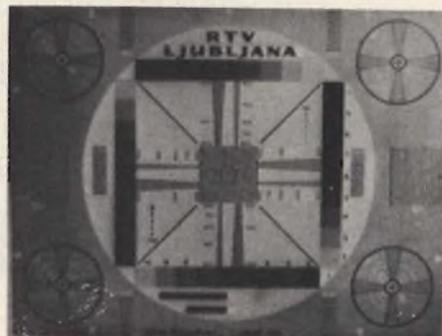


Fig. 18 - Altro monoscopia usato dalla stazione di Ljubljana.

figura 13 sono illustrate le condizioni per ottenere una buona visione con televisori aventi lo schermo da 17", 20" e 24".

**Fig. E. RESTORO - Taranto,
Sig. D. MELLONI - La Spezia**
Emissioni televisive e monoscopi

Per ottenere una risposta diretta occorre sempre accludere l'indirizzo altrimenti l'attesa si prolunga per alcuni mesi.

Notizie precise circa l'ubicazione dei ripetitori relativi alle emittenti estere si possono avere rivolgendosi direttamente ai punti di vendita della GBC Italiana i cui tecnici sono in grado di precisare altresì il canale di conversione e l'antenna più adatta per la ricezione.

Senz'altro le immagini ricevute dal signor Restoro provengono dalla stazione Jugoslava di Lovcen la cui potenza ERP è di circa 70 kW: per sintonizzare correttamente i segnali non dovrebbe avere alcuna difficoltà se dispone di un moderno televisore munito di sintonizzatore a sintonia continua.

Data la debole intensità di ricezione dei segnali di entrambe le emittenti, quella albanese e quella jugoslava, il primo accorgimento consiste nell'installare l'antenna il più alto possibile ed in un punto di maggior intensità del campo em, in modo di migliorare il più possibile il rapporto segnale/disturbo. Le antenne di tipo ad elevato guadagno dovranno alimentare il televisore possibilmente con linee separate, cioè senza miscelazione. La figura 14 si riferisce ad un'antenna della Prestel a 12 elementi reperibili presso la GBC, la quale dispone altresì di antenne con guadagno maggiore. Quando il segnale è molto debole è sconsigliabile amplificarlo eccessivamente perché le condizioni di ricezione possono anche peggiorare. Pertanto è opportuno l'impiego di amplificatori monocanali, cioè non a larga banda, come i modelli TR2 VHF della Prestel, che hanno un guadagno di 32 od altri del genere.

L'installazione di un sistema di antenne rotanti adatte alla ricezione dei canali I, II° e III° più quelli UHF, con discese singole commutabili, rappresenta la soluzione migliore perché consente di trovare in qualsiasi momento la direzione ottima di provenienza dei segnali e inoltre permette la ricezione televisiva sporadica a grande distanza.

Le figure 15 e 16 si riferiscono ad altrettanti immagini campione delle emittenti televisive albanesi e le figure 17 e 18 ad immagini delle emittenti jugoslave.

Fig. D. ESPOSITO - Napoli
Equalizzatori per impianti stereo

Per il tecnico che debba eseguire degli impianti di sonorizzazione in grandi locali come chiese, sale da ballo, sale per conferenze, auditori e così via, un equalizzatore stereo di elevate caratteristiche tecniche è senz'altro consigliabile.

Infatti un apparecchio di questo genere consente di risolvere il problema dell'acustica ambientale che può essere eseguito rapidamente senza dover affrontare lunghi e costosi lavori di adattamento.

I diagrammi di figura 19 ad esempio, mostrano l'andamento del responso in frequenza di un impianto ad alta fedeltà pri-

ma e dopo l'applicazione di un equalizzatore.

La traccia nera mostra infatti la curva di frequenza prima dell'impiego dell'equalizzatore, la traccia rossa si riferisce alla curva rilevata dopo aver effettuate le opportune correzioni tramite l'impiego di un equalizzatore e del relativo disco di prova.

In figura 20 si osservi l'equalizzatore mod. 20-12 della SOUND-CRAFTSMEN con 10 regolazioni per canale, ad ottave indipendenti. Con questo apparecchio è possibile variare a piacimento la resa delle casse acustiche in base alla natura della modulazione ascoltata ed anche adattare l'equalizzazione ai vecchi dischi. Esso è fornito con uno speciale disco di prova. Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti: 10 cursori ad ottava, da 20 a 20500 Hz. Regolazione per ottava: ± 12 dB. Risposta in frequenza: $20 \div 20500$ Hz $\pm 0,5$ dB. Regolazione di livello d'uscita: $+ 6$ dB $\div -12$ dB. Massimo segnale di uscita: 6 V. Distorsione armonica: inferiore a 0,1%. Distorsione d'intermodulazione: minore dello 0,1%. Rumore: -90 dB. Impedenza di ingresso: 100 k Ω . Equalizzazione: mediante filtri passivi con induttanza toroidali con nucleo in ferrite e circuiti attivi a transistori. Alimentazione: 220 V, 50 Hz. Accessori: cavi, disco prova, dime, istruzioni, mobiletto.

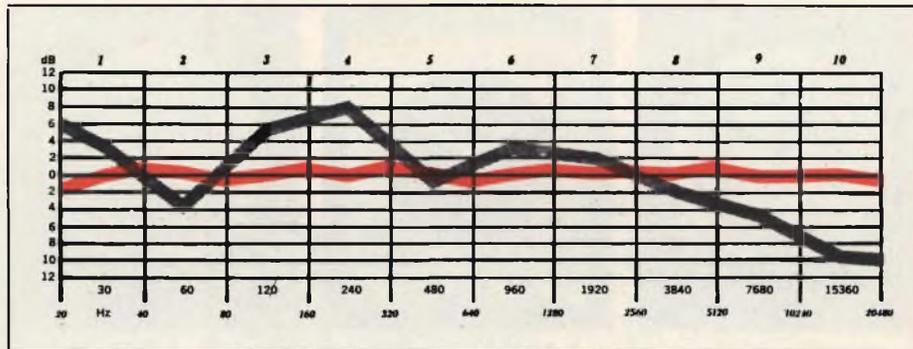


Fig. 19 - Diagramma relativo all'andamento del responso in frequenza di un locale con equalizzatore e senza.

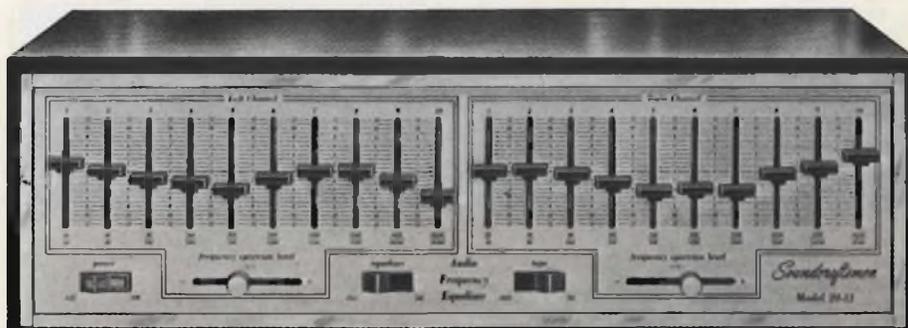


Fig. 20 - Equalizzatore stereo HI-FI 10 cursori ad ottava per canale, della Soundcraftsmen.

Dott. F. BIANCHI - Bari

Generatori di corrente galvanica e faradica

In commercio esistono attualmente apparecchi a corrente eccitante per la normale elettroterapia con corrente continua ed impulsiva.

La figura 21 si riferisce ad esempio al NEURON 627, un apparecchio completamente transistorizzato con alimentazione universale 110 - 240 V, 50 Hz, che è stato progettato per i seguenti trattamenti: serie di impulsi di corrente esponenziale, con durata regolabile da 0,1 fino a 1000 ms e pause disposte a salti di 20, 500, 2000 ms con forma commutabile rettangolare o triangolare; forme di correnti diadinamiche; corrente galvanica, ondulazione minore dello 0,5% come corrente costante o come corrente ondulata con frequenza di ondulazione regolabile da 6 a 30 ondulazioni al minuto, corrente faradica, anche come corrente ondulata regolabile fra 6 e 30 ondulazioni al minuto.

Il NEURON 627 è utilizzabile anche in diagnostica per la determinazione della eccitabilità galvanica e faradica, per l'esame dell'accomodabilità con impulsi triangolari e rettangolari. A titolo di informazione, per altri lettori interessati all'argomento, precisiamo che il trattamento di paralisi con muscolatura parzialmente o totalmente degenerata si esegue mediante eccitazione selettiva con impulsi di corrente esponenziale, il trattamento della stipsi cronica tramite l'azione selettiva di speciali impulsi di corrente esponenziale.

Le correnti diadinamiche sono usate per il trattamento di malattie dolorose, infiammatorie del sistema muscolare, connettivo e scheletrico e dei nervi periferici per il raggiungimento di una analgesi di più lunga durata. La corrente galvanica è impiegata comunemente per favorire l'irrorazione sanguigna, per la ionoforesi così come la corrente faradica è utilizzata nell'elettroterapia.



Fig. 21 - Apparecchio a corrente eccitante, completamente transistorizzato, per elettroterapia con corrente continua ed impulsiva.



Fig. 22 - Orologio a quarzo SEA-QUARTZ, in tre versioni distinte, della OXY NAUTICA, per uso di laboratorio e di bordo.



Fig. D. TAMBURINI - Genova
Orologi a quarzo

La figura 22 si riferisce ad un cronometro a quarzo della OXY NAUTICA di grande precisione e che può essere utilizzato sia per uso di bordo che per quelli di laboratorio.

La base dei tempi di questo orologio è fornita da un oscillatore a quarzo che fornisce degli impulsi aventi la frequenza di 16.384 Hz. Un apposito circuito divisore di frequenza agisce in modo di ottenere l'impulso al secondo, che viene applicato ad un motore passo a passo su cui sono calettate le lancette.

L'alimentazione si effettua mediante una pila da 1,5 V la cui durata è di un anno. La precisione è migliore di 10^{-6} (cioè 1/10 di secondo al giorno) per temperatura ambientale dell'ordine di 20 °C, ± 5 °C e migliore di 10^{-5} (circa 1 secondo al giorno) per temperatura ambientale di 20 °C, ± 16 °C. I limiti di funzionamento sono compresi fra -10 °C e 50 °C.

Fig. D. LA ROSA - Firenze
Terminologia made in USA

Districarsi sul significato della terminologia USA non è sempre facile per chi non conosca a fondo la lingua inglese. D'altra parte non esistono dei buoni dizionari inglese-italiano che facilitano il compito di chi ha a che fare con termini relativi all'elettronica ed alla radiotecnica. Recentemente ho letto l'opuscolo di un apparecchio di origine USA la parola to press (cioè premere il tasto) tradotta «spaccare»!

Per quanto concerne l'argomento da lei proposto debbo dirle che gli americani usano comunemente il termine inverter al posto di chopper, converters e così via come del resto precisa la stessa RCA in una nota relativa alla classificazione di questi circuiti. Comunque le definizioni più comunemente usate sono le seguenti.

Rectifier (raddrizzatore) - un circuito per trasformare la corrente alternata in corrente continua.

Inverter (invertitore) - un circuito per trasformare la corrente continua in corrente alternata.

Converter (convertitore) - un circuito per trasformare la corrente alternata in corrente alternata (di valore diverso).

DC converter (convertitore a corrente continua) - un circuito per trasformare la corrente continua in corrente continua (di valore diverso).

Cycloconverter (cicloconvertitore) - un circuito per trasformare una corrente alternata di frequenza più elevata in un'altra di frequenza più bassa.

Cycloinverter (cicloinvertitore) - la combinazione di un invertitore con un cicloconvertitore.

Chopper - un circuito invertitore, del tipo single ended, per trasformare corrente continua in corrente continua o corrente continua in corrente alternata (RCA SCR).

**SELEZIONE
RADIO - TV**



annuncia il

**NUOVO CORSO PRATICO
DI TELEVISIONE A COLORI**

Ogni mese un inserto speciale a colori da staccare e conservare. Il primo inserto nel prossimo mese.

**ASSICURATEVI IL CORSO COMPLETO
SOTTOSCRIVENDO L'ABBONAMENTO '77**

ALIMENTATORI GBC per calcolatrici

La soluzione di ogni problema di alimentazione
Gli unici che hanno la possibilità di combinare i quattro
alimentatori con quattro diversi cavetti di collegamento



ALIMENTATORI DA RETE per calcolatrici

Tensione di ingresso: 220 Vc.a.

Carico massimo: 200 mA

Dimensioni: 90x56x42

USCITA	TIPO
3 V c.c.	HT/4130-10
4,5 Vc.c.	HT/4130-20
6 Vc.c.	HT/4130-30
9 Vc.c.	HT/4130-40

CALCOLATRICE	ALIMENTATORE	CAVETTO
BROTHER 408 AD ZZ/9952-02 BROTHER 508 AD ZZ/9952-10 AZ SR 14 ZZ/9972-10 SANTRON 30 S ZZ/9962-02 SANTRON 71 SR ZZ/9965-02 EMERSON VMR 802 SANTRON 81 SR ZZ/9948-08 HORNET 801	HT/4130-10	HT/4130-52 HT/4130-52 HT/4130-54 HT/4130-56 HT/4130-56 HT/4130-52 HT/4130-56 HT/4130-56
SANTRON 300 SR ZZ/9948-12 SANTRON 600 PM ZZ/9948-30 COMPEX SR 80 ZZ/9949-00	HT/4130-20	HT/4130-54 HT/4130-54 HT/4130-54
BROTHER 512 SR ZZ/9949-10 TENKO ZZ/9982-04 CHERRY 12 SR ZZ/9967-00 KOVAC 818 SANTRON 8 SR MCO 515 SANTRON 8 M IMPERIAL REALTONE 8414 REALTONE 8415	HT/4130-30	HT/4130-52 HT/4130-52 HT/4130-56 HT/4130-52 HT/4130-54 HT/4130-54 HT/4130-54 HT/4130-56 HT/4130-56 HT/4130-56
TEXAS 1200 ZZ/9942-12 TEXAS 1250 ZZ/9942-14 APF MARK VIII ZZ/9958-04 *OXFORD 150 ZZ/9962-10 *OXFORD 200 ZZ/9965-10 *OXFORD 300 ZZ/9947-20 *PROGRAMMABILE ZZ/9948-40	HT/4130-40	HT/4130-58 HT/4130-58 HT/4130-56 HT/4130-58 HT/4130-58 HT/4130-58 HT/4130-58 HT/4130-58

CAVETTI DI RACCORDO

Attacco: giapponese
Diametro: 5,5 mm
Negativo in centro
HT/4130-52



Attacco: a pipa
Diametro: 5 mm
Positivo in centro
HT/4130-54



Attacco jack
Diametro: 3,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-56

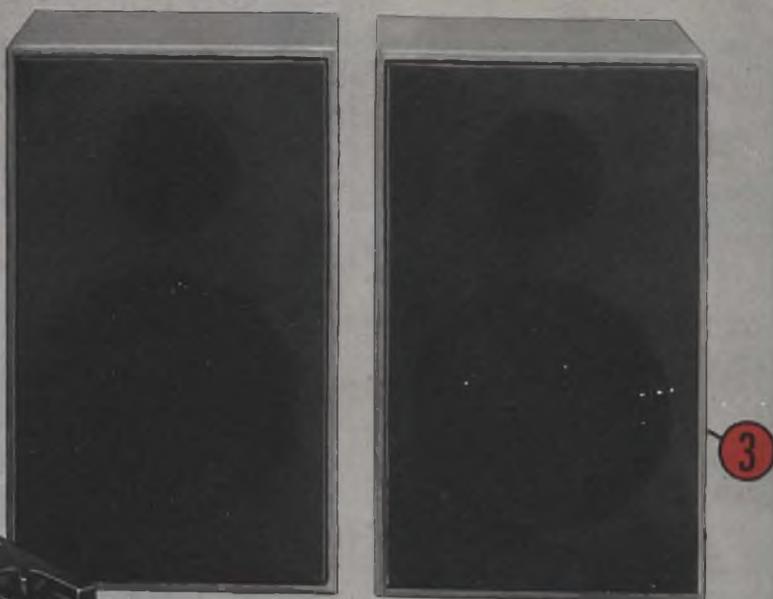


Attacco: jack
Diametro: 2,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-58



NUOVA

combinazione stereo 10+10w



1 CAMBIADISCHI «B.S.R.» MOD. C 123

Velocità: 16 - 33 - 45 - 78
giri/ min.
Pressione d'appoggio:
regolabile.
Completo di cartuccia, base
in legno e coperchio in plexi-
glass.
Dimensioni: 350x290x135
RA/0311-00

2 SINTONIZZATORE STEREO HI-FI AMTRONCRAFT

Gamma di freq.: 88-108MHz
Sensibilità: 1,5 μ V (s/n 30dB)
Distorsione: 0,5 %
Separazione: 30 dB (a 1 kHz)
Risposta in freq.: 25-20000Hz
Mobile in alluminio nero.
Dimensioni: 260x150x78
SM/1541-07

3 DIFFUSORI ACUSTICI HI-FI GBC

Potenza nominale: 20W
Impedenza: 8 ohm
Altoparlanti impiegati:
1 woofer diametro 210 mm
1 tweeter diametro 100 mm
Mobile in noce, tela nera
Dimensioni: 390x235x180
AD/0720-00

4 AMPLIFICATORE STEREO HI-FI AMTRONCRAFT

Potenza musicale: 10+10W
Potenza continua: 5+5W
Impedenza: 4-8 ohm
Risposta in freq.: 40-20000Hz
Sensibilità ingressi: 250mV
Mobile in alluminio nero
Dimensioni: 260x150x78
SM/1535-07

£ 175'000

 (I.V.A. inclusa)

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

Giradischi HI-FI

THORENS	TD-166	L. 130.000
	TD-125 MK II	» 225.000
	TD-145	» 165.000
	TD-126	» 310.000
	TD-160	» 145.000

Lenco	B-55	L. 68.000
	L-75	» 85.000
	L-78	» 110.000
	L-75 S	» 105.000
	L-65	» 125.000
	L-85 T.C.	» 185.000
	L-60	» 110.000
	L-62	» 115.000
	L-90	» 198.000

Dual	CS-430	L. 69.000
	CS-1224	» 130.000
	CS-1225	» 150.000
	CS-1226	» 210.000
	CS-510	» 220.000
	CS-1228	» 250.000
	CS-601	» 280.000
	CS-1249	» 290.000
	CS-701	» 430.000

ELAC	22 H	L. 135.000
	77 H	» 95.000
	610	» 59.000

<i>Garrard</i>	85 SB MK II	L. 162.000
	85 SB	» 89.000
	SP 25	» 74.000
	35 SB	» 89.000
	125 SB	» 99.000
	ZERO 100 S.B.	» 165.000

SONY	PS-1350	L. 165.000
	PS-2350	» 275.000
	PS-4750	» 440.000



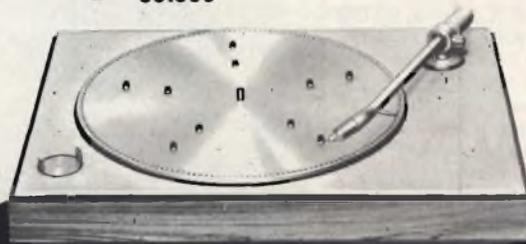
Beogram 1001	L. 95.000
Beogram 1202	» 190.000
Beogram 3000	» 240.000



Mc Donald P 157	L. 79.000
Mc Donald HT 70	» 65.000

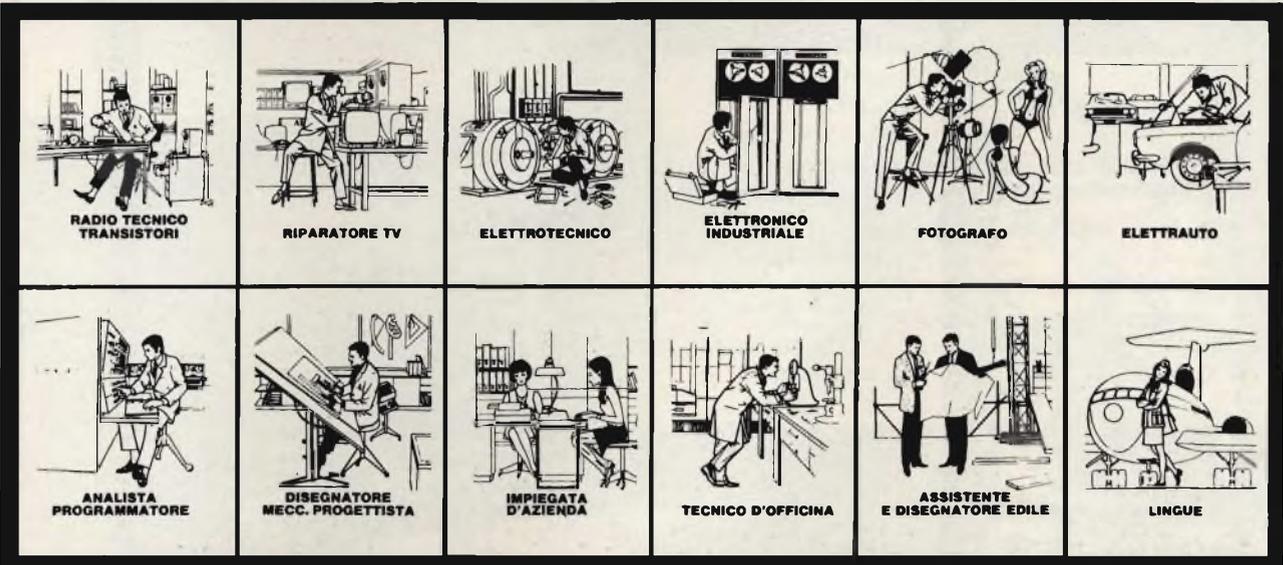
PHILIPS	GA 214	L. 55.000
	GA 427	» 119.000
	GA 418	» 138.000
	GA 209 S	» 295.000
	GA 212	» 159.000

COLLARO	B 700	L. 28.000
	B 800	» 57.000
	P 800	» 58.000
	P 900	» 71.000
	B 900	» 74.000



300'000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: le imparerete seguendo i corsi per corrispondenza della Scuola Radio Elettra.

I corsi si dividono in:

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

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 di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE e DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO. Particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

CORSO NOVITÀ (con materiali)

ELETTRAUTO. Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile e ar-

ricchito da strumenti professionali di alta precisione.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

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 5/348
10126 Torino

dada ad



348

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)
PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE: _____

NOVME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____

VIA _____ N. _____

CITTA' _____

COD. POST. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE

Scissors icon

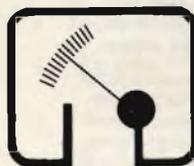
ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale
Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 k Ω /V \cong - 50 k Ω /V \cong -
1 M Ω /V \cong
- Precisione AV = 2% - AV~ 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali
1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato
in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego:
1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali



RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.



MISELCO

MISELCO Snc., - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 20 k Ω /V \cong
 TESTER 20 (USI) 20 k Ω /V \cong
 V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V~ 10 V ...1 kV
 A = 50 μ A ...10 A / A~ 3 mA ...10 A
 Ω = 0,5 Ω ... 10 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Caduta di tensione 50 μ A = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 50 k Ω /V \cong
 TESTER 50 (USI) 50 k Ω /V \cong
 V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V~ 10 V ...1 kV (6 kV)
 A = 20 μ A ...3 A, A~ 3 mA ...3 A
 Ω = 0,5 Ω ...10 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Caduta di tensione 20 μ A = 150 mV / 3 A = 750 mV

MISELCO IN EUROPA

GERMANIA : Jean Amato - Geretsried
 OLANDA : Teragram - Maarn
 BELGIO : Arabel - Bruxelles
 FRANCIA : Franclair - Paris
 SVIZZERA : Buttschardt AG - Basel
 AUSTRIA : Franz Krammer - Wien
 DANIMARCA
 SVEZIA : Dansk Radio - Copenhagen
 NORVEGIA

MISELCO NEL MONDO

Più di 25 importatori e agenti nel mondo

ELECTRONIC 1 M Ω /V \cong
 ELECTRONIC (USI) 1 M Ω /V \cong
 V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V~ 3 mV ...1 kV (3 kV)
 A = 1 μ A ...1 A, A~ 1 μ A ...1 A
 Ω = 0,5 Ω ...100 M Ω / dB - 70 ...+61/ μ F 50 nF ...1000 μ F
 Caduta di tensione 1 μ A - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 k Ω /V \cong
 per l'elettronico e
 per l'elettricista

V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V~ 10 V ...1 kV
 A = 50 μ A ...30 A, A~ 3 mA ...30 A
 Ω = 0,5 Ω ...1 M Ω / dB - 10 ...+61 / μ F 100 nF - 100 μ F
 Cercafase & prova circuiti

MISELCO IN ITALIA

LOMBARDIA-TRENTINO : F.lli Dessy - Milano
 PIEMONTE : G. Vassallo - Torino
 LIGURIA : G. Casiroli - Torino
 EMILIA-ROMAGNA : Dott. Enzo Dall'Olio
 TOSCANA-UMBRIA : Firenze
 LAZIO : A. Casali - Roma
 VENETO : E. Mazzanti - Padova
 CAMPANIA-CALABRIA : A. Ricci - Napoli
 PUGLIA-LUCANIA : G. Galantino - Bari
 MARCHE-ABRUZZO-MOLISE : U. Facciolo - Ancona



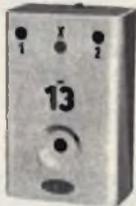
RCF

PER QUALSIASI ESIGENZA DI SONORIZZAZIONE

Un microfono, un amplificatore, un altoparlante. Qualche volta bastano per fare un impianto di sonorizzazione. Perché sia completo, sicuro e affidabile occorre però qualcosa di più. Come la possibilità di scegliere ogni componente in una gamma estremamente diversificata. La RCF, prima industria italiana nel settore elettroacustico vi offre la scelta tra oltre 400 componenti. Ogni problema, per particolare che sia trova da noi la soluzione ottimale.

Sede e stabilimenti: 42029 S. Maurizio (Reggio Emilia)
via G. Notari, 1/A - telefono (0522) 40141 (5 linee)
Direzione commerciale: 20149 Milano
via Alberto Mario, 28 - telefono (02) 468909-463281

Kit elettronici



UK 13 L. 6.500
UK 13 W L. 7.500

1X2 Toto

Permette di compilare in modo assolutamente casuale le schedine dei vari concorsi di pronostici a totalizzatori che prevedono tre diverse possibilità di risultato come per esempio partite di calcio, corse di cavalli, ecc.



UK 22 L. 25.500

Interfonico ad onde convogliate

Un sistema di comunicazione costituito da due apparecchi che possono alternativamente funzionare da trasmettitore e da ricevitore.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 51 L. 22.500

Riproduttore per musicassette

In particolare l'apparecchio è previsto per essere collegato all'amplificatore per autovettura UK 163.

Alimentazione: 12 Vc.c.



UK 110/B L. 24.500

Amplificatore stereo 5 + 5 W

Apparecchio di minime dimensioni con prestazioni HI-FI.



UK 111 L. 12.500

Amplificatore stereo

2,5 + 2,5 W - RMS

Apparecchio di nuova concezione e di dimensioni ridotte con eccellenti prestazioni HI-FI.

Alimentazione: 12 ± 14 Vc.c.

Corrente assorbita a pieno carico: 400 mA

Potenza d'uscita: 2,5 + 2,5 W

Impedenza d'ingresso: 470 kΩ

Impedenza d'uscita: 4 Ω



UK 118 L. 21.900

Preamplificatore stereo

È un preamplificatore equalizzatore con controllo di toni, destinato a funzionare in combinazione con i kit Amtron UK 119 (2 x 2 W RMS) ed UK 609 (trasformatore di alimentazione formando una catena stereofonica di ottime caratteristiche).



UK 119 L. 20.500

Amplificatore stereo HI-FI

12 + 12 W RMS

Si tratta di un amplificatore di potenza a due canali (12 + 12 W RMS) destinato a funzionare in combinazione con i kits Amtron UK 118 (preamplificatore e gruppo comandi) ed UK 609 (trasformatore).

Alimentazione: 22-0-22 con UK 609 oppure 28 Vc.c.

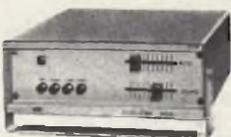


UK 120/U L. 8.500

Amplificatore mono HI-FI

12 W RMS

Questo amplificatore di potenza (12 W RMS) è principalmente destinato ad essere pilotato dal preamplificatore Amtron UK 130/U e alimentato dalla rete con l'UK 609.



UK 122 L. 36.500

Amplificatore mono HI-FI

20 W RMS

È un amplificatore portatile di costruzione estremamente robusta. Comprende, nel suo interno, il preamplificatore con rete di adattamento ai vari ingressi, l'alimentatore e lo stadio di potenza capace di fornire 20 W RMS.



UK 130/U L. 10.300

Preamplificatore equalizzatore

mono con gruppo comandi

L'UK 130/U serve principalmente a pilotare l'amplificatore mono di potenza UK 120/U (12 W RMS).

Alimentazione: 22-0-22 con UK 609 oppure 28 Vc.c.

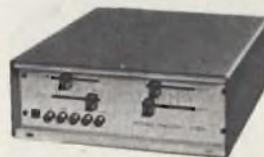


UK 290 L. 19.500

Rivelatore di gas

Rivela la presenza di gas combustibili e specialmente ossido di carbonio, metano, propano, butano, idrogeno ed anche fumi contenenti composti combustibili.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 189 L. 53.500

Amplificatore stereo HI-FI

12 + 12 W RMS

È un amplificatore di costruzione estremamente robusta.

La risposta acustica è di un'ottima linearità.



UK 212 L. 9.000

Reostato elettronico

Permette di eseguire la regolazione di una tensione di alimentazione di un certo valore come se fosse un reostato od un potenziometro di forte dissipazione, senza però avere lo spreco di potenza elettrica.

Tensione d'ingresso massima: 25 Vc.c.

Tensione di uscita: regolabile con continuità da 0 alla massima tensione di ingresso

Carico massimo: 1 A



UK 300/U L. 9.500

Trasmettitore per radiocomando

a 2 canali

Piccolo trasmettitore compatto la cui portata è sufficiente per comandare un modello ridotto nel raggio visivo.

Alimentazione: 12-14 Vc.c.



UK 302 L. 16.500

Trasmettitore per radiocomando

a 4 canali

Si tratta di un apparecchio caratterizzato da un'ottima portata.

La selezione delle quattro frequenze avviene con la manovra di un pratico e sicuro commutatore a cloche.



UK 325 L. 8.000

Gruppo canali per radiocomando

1000 e 2000 Hz

L'UK 325 è stato realizzato appositamente per funzionare in unione al ricevitore UK345/A col quale forma un apparato ricevente canali molto compatto e funzionale.

Alimentazione: 6 Vc.c.



UK 330 L. 6.000

Gruppo canali per radiocomando

1500 e 2500 Hz

In unione al ricevitore UK 345/A e al trasmettitore UK 302 consente di realizzare un complesso adatto per qualsiasi applicazione in cui sia richiesto un comando a distanza mediante impulsi radio.



UK 370 L. 45.900

UK 370/W

L. 53.900

Amplificatore lineare R.F.

L'UK 370 è un amplificatore lineare di potenza da impiegare in unione a qualsiasi tipo di ricetrasmittitore, di ridotta potenza, operante nella banda dei 27 - 30 MHz.



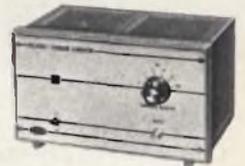
UK 415/S L. 19.900

Box di resistori

Consente di ottenere un milione di valori resistivi diversi da 0 a 999.999 Ω.

Valori resistivi ottenibili:

da 0 a 999.999 Ω in scatti da 1 Ω



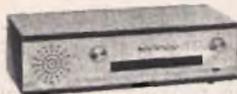
UK 452 L. 9.900

Generatore di frequenze campione

Può essere usato come campione secondario ovunque occorra disporre di una serie di armoniche precise nella frequenza e nella spaziatura.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz

Amtroncraft



UK 500 L. 35.000

Radiorecettore OL - OM - FM

Alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a.

Gammae di sintonia:

OL 150 ÷ 260 kHz

OM 520 ÷ 1.640 kHz

FM 87 ÷ 104 MHz



UK 580/S L. 82.000

Ponte di misura R-L-C

Alimentazione: 125 - 220 - 250 Vc.a.

Grandezze misurate: R-L-C

Portate di misura: sette decadi

per ciascuna grandezza e centesimi

Precisione: 1%

Misura delle resistenze: da 0 a 1 MΩ

Misura delle induttanze: da 0 a 100 Hz

Misura delle capacità: da 0 a 100 μF



UK 567 L. 2.500

Sonda di prova per circuiti logici

Con il semplice contatto di un puntale sul punto che interessa, può fornire la

informazione sullo stato logico dei circuiti digitali.



UK 859 L. 11.300

UK 859 W L. 14.900

Temporizzatore elettronico

multiscala da 1" ÷ 13"

Uno strumento che può essere impiegato in tutti i casi in cui sia necessario prolungare la durata di un'operazione per un tempo ben determinato.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 965 L. 17.900

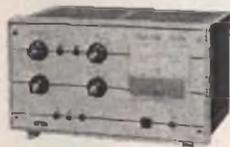
Convertitore per CB

27 MHz / 1,6 MHz

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

Può essere abbinato all'UK 960 in ingresso e a un normale radiorecettore OM.

Alimentazione: 9 ÷ 12 Vc.c.



UK 808/S L. 18.900

Apparecchio di prova per tiristori

Con questo kit è possibile realizzare uno strumento per la valutazione delle principali caratteristiche dei tiristori.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 812 L. 14.900

Compressore della dinamica

60 dB

Particolarmente adatto ad essere impiegato nei modulatori per trasmettitori

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 675 L. 38.900

UK 675 W L. 47.900

Alimentatore stabilizzato

12,6 Vc.c. - 7 ÷ 10 A

Un alimentatore dalle caratteristiche veramente professionali.

Alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 693 L. 9.900

Alimentatore e regolatore elettronico di velocità per treni elettrici

Questo alimentatore viene utilizzato allo scopo di fornire tensione al ricevitore per barriera a raggi infrarossi UK 957

Alimentazione: 2 x 12 ÷ 14 Vc.a.

Tensione continua variabile di uscita: (-12 ÷ 14 Vc.c.), 0.



UK 697 L. 9.900

Alimentatore stabilizzato

12 Vc.c. - 200 mA per UK 957

Questo alimentatore viene utilizzato allo scopo di fornire tensione al ricevitore per barriera a raggi infrarossi UK 957

destinato a lavorare in combinazione con il trasmettitore UK 952 ed al relativo alimentatore UK 687.



UK 606 L. 4.500

Alimentatore 15/20 Vc.c. - 1 A

Molto semplice e lineare, questo alimentatore è impiegabile per alimentare amplificatori di piccola o media potenza. Studiati in particolare per l'alimentazione dell'amplificatore stereofonico UK 110/B.



UK 590 L. 12.000

UK 590 W L. 12.900

R.O.S. - Metro

Lo strumento R.O.S. Metro UK 590 consente di misurare in pochi secondi il valore del rapporto di onde stazionarie



UK 702 L. 12.500

UK 702 W L. 13.900

Ozonizzatore

Trasforma l'ossigeno dell'aria in ossigeno atomico (ozono).

L'ozono, trasformandosi in ossigeno nascente, con l'umidità dell'aria, distrugge, ossidando, tutte le impurità organiche presenti nell'aria.



UK 762 L. 23.900

Interruttore acustico universale

Alimentazione: 125 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz

Potenza commutabile: 3 A a 250 V max c.a.

Impedenza d'ingresso: 1,5 kΩ



UK 807 L. 19.900

UK 807 W L. 22.500

Analizzatore per transistori ad effetto di campo

Apparecchio di misura basato su un nuovo concetto circuitale che permette di misurare rapidamente e con grande precisione i parametri caratteristici dei transistori ad effetto di campo (FET) a giunzione.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 568 L. 6.600

Sonda per altissime tensioni

Questa sonda da 0 ÷ 30 kV consente di realizzare un voltmetro per misura di extra alta tensione (E.A.T.) di bassissimo consumo.

L'UK 568 è il complemento dei tester UK 434 e permette la lettura diretta della E.A.T. sulla sua scala 0 - 30 (0 - 100 μA) cioè 0 ÷ 30 kV f.s.



UK 657 L. 9.000

Alimentatore stabilizzato

30 Vc.c. - 1 A

È un elemento modulare destinato ad effettuare l'alimentazione in corrente continua di apparecchiature a transistori funzionanti con una tensione di 30 V - 1 A.

Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz



UK 817 L. 24.500

Generatore di tensioni campione

Alimentazione dalla rete:

115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz

Tensione di uscita: da 0 a 39,999 Vc.c.

Risoluzione: 1 mV

Precisione: 1%

Limitazione di corrente disponibile e regolabile: da 0 a 250 mA



UK 687 L. 11.500

Alimentatore stabilizzato

5 Vc.c. - 200 mA per UK 952

Questa scatola di montaggio, da abbinare al kit UK 952, UK 957 ed UK 697, completa il gruppo di quattro elementi atto a costruire una barriera a raggi infrarossi destinata al più svariati usi.

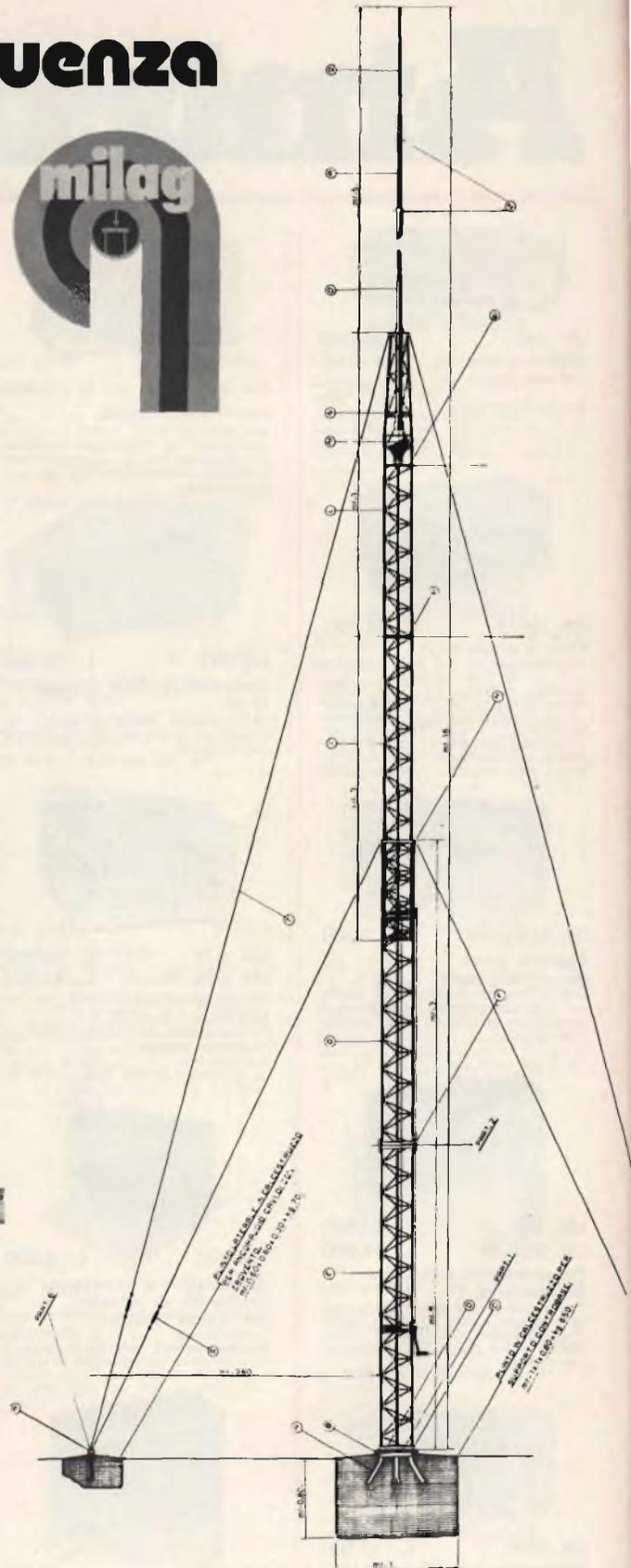
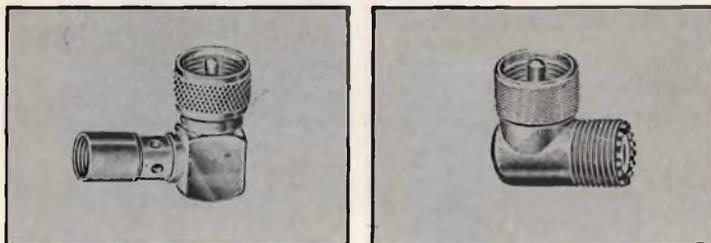
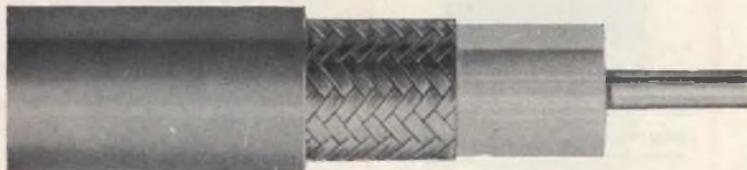
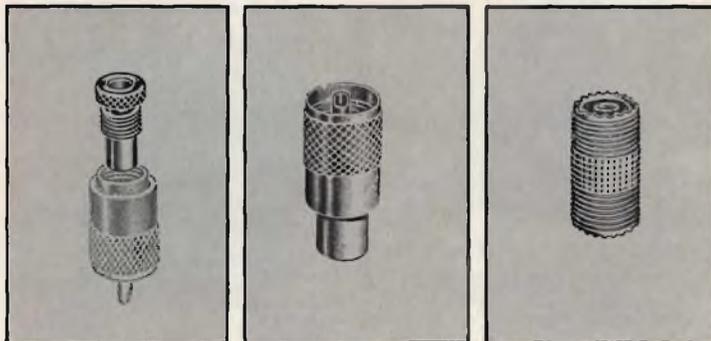
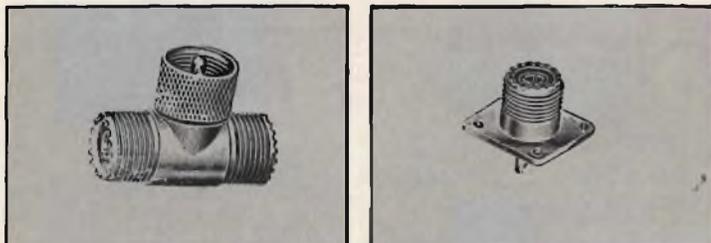


UK 867 L. 17.500

Minicalcolatore logico binario

Apparecchio dalle prestazioni veramente eccezionali, destinato sia allo studio delle tecniche binarie, sia all'esecuzione di operazioni utili nel campo del progetto di circuiti digitali, quali mini-mizzazioni, ecc.

tutto per l'alta frequenza



G. LANZONI

20135 MILANO - Via Comelico, 10 - Telef. 589.075

SIEMENS

elevate prestazioni come quelle sportive



Milioni di telespettatori seguono dai teleschermi le massime vicende sportive riprese in diretta. Dalla telecamera fino al televisore, vi è tutta una serie di amplificatori, convertitori, stadi di media frequenza, controllati e pilotati da apparecchi di misura della miglior qualità. In queste apparecchiature lavorano transistori che devono rispondere contemporaneamente a molti requisiti diversi: minimo rumore nell'amplificazione dei piccoli segnali, assenza di distorsione

nell'elaborazione dei grandi segnali ad elevata pendenza con grande ampiezza di banda. Per questi compiti, abbiamo creato un transistor al silicio di dimensioni minime, realizzato nella tecnica planare e di passivizzazione metallizzato con più strati di platino-oro. Le positive esperienze da noi fatte, applicando questo transistor al limite delle possibilità tecniche, sono la base per il futuro sviluppo della tecnologia dei semiconduttori. SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

BFT 66

Transistore NPN a larga banda d'impiego universale con figura di rumore estremamente ridotta, per frequenze fino ad 1 GHz
 $F = 1 \text{ dB}$; $f = 10 \text{ MHz}$
 $F = 1,8 \text{ dB}$; $f = 800 \text{ MHz}$
 $G_{\text{max}} = 12 \text{ dB}$; $f = 800 \text{ MHz}$
 $U_o = 180 \text{ mV}$, $d_{\text{IM}} = 60 \text{ dB}$

semiconduttori della Siemens



Fidelity Radio Limited



Amplificatore stereo Fidelity modello 2020-A

Potenza d'uscita continua: 2x20W su 8 Ω
Distorsione armonica: 0,1% a 20W
Risposta di frequenza: 30÷16.000 Hz \pm 1 dB
Rapporto S/D: 70 dB
Controllo volume, bilanciamento dei toni bassi \pm 17 dB, dei toni alti \pm 15 dB
Filtro degli acuti: -3 dB a 6 kHz 12 dB/ottava
Filtro dei bassi: -3 dB a 100 Hz 10 dB/ottava
Filtro fisiologico: \pm 16 dB
Ingressi: giradischi magnetico 3 mV-50 k Ω
giradischi ceramico 70 mV-50 k Ω
registratori P/B } 250 mV-25 k Ω
ausiliario }
sintonizzatore }
Uscita: 2 diffusori 8 Ω , cuffia 8 Ω
Presa a norme DIN per decodificatore quadrifonico
Alimentazione: 110-220 V c.a.
Dimensioni: 455x210x70
Codice: ZA/0834-00



Sintonizzatore stereo Fidelity Modello 2020-T

Gamme d'onda: OM 530÷1620 kHz
OL 150÷268 kHz
OC 5,9÷16 MHz
FM 87,5÷108 MHz
Sensibilità: OM 400 μ V
OL 1 mV
OC 5 μ V
FM 5 μ V
Controllo automatico di frequenza
Uscita: 250 mV - 3 k Ω
Tasto "Mute" per la soppressione dei disturbi in FM
Alimentazione: 110-220 V c.a.
Dimensioni: 455x230x75
Codice: ZA/0847-00

TUTTI I PRODOTTI FIDELITY SONO
DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC

Di che colore è la fedeltà?



UT 3050



UT 3040



UT 3070



UT 3060

Di tutti i colori!



Linea CHINAGLIA

CITO 38



Via G. Ciardi, 9 - 20148 Milano - Tel. (02) 40.20 - Telex 37086

Uffici regionali in Italia: Bologna - Firenze - Genova - Milano - Padova - Roma - Torino
Filiali all'estero: Austria - Belgio - Francia - Germania - Inghilterra - Olanda - Spagna - Stati Uniti - Sud Africa - Svizzera