

Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

12

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
E ALTA FEDELTA' A CARATTERE PRATICO DIVULGATIVO L. 800



Udo Tomiati. *Col video in casa "come la nonna la bala"*

ARGENTINA . . . Pesos 31
AUSTRALIA . . . \$ 1,50
AUSTRIA . . . Sc. 37
BELGIO . . . Fr. Bg. 74
BRASILE . . . Crs. 13
CANADA . . . \$ Can. 2,10
CILE . . . Esc. 3.000

DANIMARCA Kr. D. 11,50
EGITTO . . . Lira 1,30
ETIOPIA . . . \$ 4
FRANCIA . . . Fr. Fr. 8,80
GERMANIA O. . . M. 5
GIAPPONE . . . Yen 535
GRECIA . . . Dinaro 32

INGHILTERRA . . . Ster. 1
ISRAELE . . . Lira 8,20
JUGOSLAVIA . . . Din. 31
LIBANO . . . Lira 5,10
LIBIA . . . Din. 0,70
LUSSEMBURGO . . . Fr. 74
MALTA . . . Sterlina 0,70

NORVEGIA Kor. N. 11,40
OLANDA . . . F. Ol. 5,20
PERU' . . . Soles 103
POLONIA . . . Zloty 160
PORTOGALLO . . . Esc. P. 50
SPAGNA . . . Pesetas 115
SUD AFRICA . . . Rand 1,70

SVEZIA . . . Kr. S. 9
SVIZZERA . . . Fr. S. 6,50
TURCHIA . . . Lira 30
RUSSIA . . . Rublo 7,50
URUGUAY . . . Peso 2100
U.S.A. . . . \$ 2,10
VENEZUELA . . . Bolivar 9

l'Europea l'Americana



(valvole al piú avanzato
livello tecnologico)

FIVRE lascia a voi la scelta

**MAGNETI
MARELLI**

40 anni di esperienza e l'altissimo livello tecnologico nei processi di lavorazione garantiscono tutta la nostra produzione. Cinescopi per televisione. Valvole riceventi. Valvole trasmettenti e industriali. Linee di ritardo per televisione a colori. Componenti avvolti per televisione in bianco e nero e a colori. Condensatori elettrolitici in alluminio. Quarzi per basse e alte frequenze. Unità di deflessione per Vidicon. Tubi a catodo cavo. Interruttori sotto vuoto. Microcircuiti ibridi a film spesso.

Fivre Divisione Elettronica della F.I. MAGNETI MARELLI - 27100 PAVIA - Via Fabio Filzi 1 - Tel. 31144/5 - 26791 - Telegrammi: CATODO-PAVIA

FIVRE E' QUALITA' TECNOLOGICA



OLTRE I LIMITI

Grazie alla sua incredibilità — disse Eraclito — la verità si sottrae alla conoscenza. Ma siamo forse ad una svolta decisiva delle possibilità umane rispetto al problema della conoscenza? Il 1973 ha reso attuale l'interrogativo. Lo ha specialmente focalizzato poiché, virtualmente, la tensione diretta al superamento dei limiti umani è operante nell'umanità da sempre.

In Italia abbiamo assistito allo spettacolo televisivo in cui Paolo Stoppa, da maestro par suo, ha interpretato il personaggio del veggente olandese Croiset. Spettacolo seguito con grande interesse e, oseremmo dire, con profondo rispetto.

Nelle Marche si è svolto un congresso di parapsicologia con l'intervento di eminenti studiosi, in cui si è parlato della «cattura di voci e suoni del passato».

Noi, che ci occupiamo di scienza e di tecnica, siamo un po' fuori da questo ramo di ricerche. Meno fuori, però, di quanto crediamo. A nostra insaputa, siamo preparatori del terreno sul quale, altri fanno esperimenti e pervengono a nuove scoperte, partendo da ipotesi di lavoro delle loro speciali conoscenze. L'affascinante campo dell'ignoto (nel quale è coinvolta la nostra stessa esistenza) viene ora affrontato con maggior decisione e su basi più solide, grazie all'elettronica.

Si dischiudono orizzonti nuovi, si affrontano dimensioni che, fino a non molto tempo fa, eravamo soliti considerare soltanto nell'ambito della fantascienza. E, diciamolo francamente, propendevamo a ravvisare più la fantasia che la scienza, soprattutto perché la prima apparizione dei nuovi concetti è stata letteraria. Ma quante volte la letteratura ha percorso le scoperte scientifiche! Tralasciamo il solito Verne, vissuto nel secolo di esplosione degli studi scientifici, e ascendiamo all'altissima vetta di Dante, che intuì con due secoli di anticipo su Colombo l'esistenza di terre oltre le Colonne d'Ercole (Inf. XXVI) e preconizzò il cinematografo e la televisione addirittura tridimensionale (Purg. XIV).

Ora siamo agli approdi della scienza, ed è presumibile che fra cinque anni vi saranno forse più richieste di tecnici elettronici che disponibilità di essi. E' quindi essenziale tenersi informati della evoluzione continua di questa scienza. E quale miglior mezzo dell'abbonamento alle nostre riviste? Noi siamo qui pronti all'appuntamento, pronti col nostro benvenuto di doni. Vi attendiamo, numerosi come sempre.



CAMPAGNA ABBONAMENTI 1974

■ **SPERIMENTARE
SELEZIONE RADIO-TV**

L. **8.000** anziché ~~L. 9.600~~

● **ELETTRONICA OGGI**

L. **9.000** anziché ~~L. 10.800~~

■ **LE DUE RIVISTE**

L. **16.000** anziché ~~L. 20.400~~

DONI PER GLI ABBONATI

■ **SPERIMENTARE/
SELEZIONE RADIO-TV**

4 DONI

- 1 CARTA DI SCONTO GBC 1974
- 2 TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI relative ad altrettanti montaggi descritti su *Sperimentare*
- 3 INDICE GENERALE ED ANALITICO delle annate 1971 - 1972 - 1973 di *Sperimentare*
- 4 SPEDIZIONE PERIODICA DI CATALOGHI APPARECCHI ELETTRONICI

● **ELETTRONICA OGGI**

2 DONI

- 1 CARTA DI SCONTO GBC 1974
- 2 AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI

● **LE DUE RIVISTE**

5 DONI

- 1 CARTA DI SCONTO GBC 1974
- 2 TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI relative ad altrettanti montaggi descritti su *Sperimentare*
- 3 INDICE GENERALE ED ANALITICO delle annate 1971 - 1972 - 1973 di *Sperimentare*
- 4 SPEDIZIONE PERIODICA DI CATALOGHI APPARECCHI ELETTRONICI
- 5 AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI

IMPORTANTE: Termine utile per abbonarsi con diritto ai doni: **22 DICEMBRE 1973**

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM



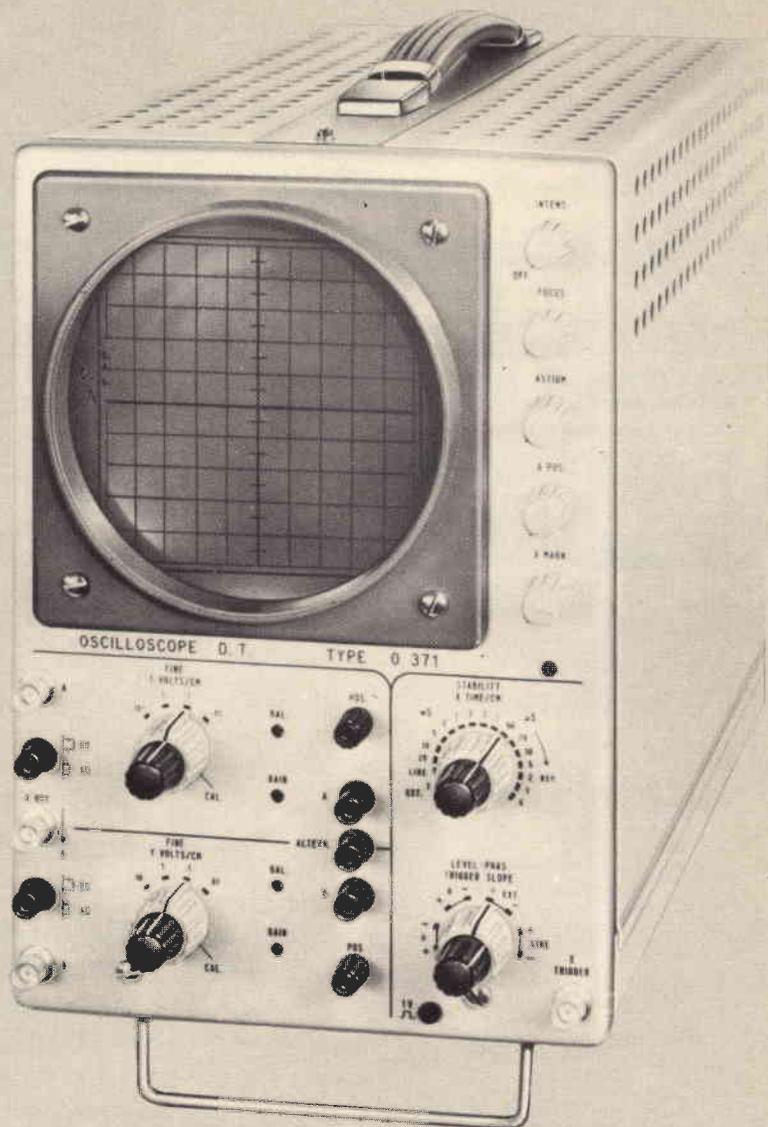
**PRODUZIONE
STRUMENTI
ELETTRONICI**

MILANO
Via Moscova, 40/7
Tel. 667326 - 650884

ROMA
Via Saluzzo, 49
Tel. 727663

PRODUZIONE TES:

Alimentatori stabilizzati - Analizzatori - Distorsimetri - Generatori BF - Generatori AM-FM - Generatori sweep-marker - Millivoltmetri elettronici - Misuratori d'impedenza - Misuratori di campo - Misuratori di potenza d'uscita - Misuratori wow e flutter - Multimetri elettronici e digitali - Oscilloscopi a larga banda - Ponti RCL - Prova transistori - Voltmetri elettronici fet.



nuovo oscilloscopio doppia traccia Mod. 0371

2 canali identici A e B — Banda passante dalla DC a ∞ MHz — Sensibilità Y 10 mV pp/cm — Sensibilità monotraccia 1 mVpp/cm — Asse tempi da 0,1 μ s a 20 ms/cm — Funzionamento trigger o ricorrente — Sensibilità x 100 mV pp/cm — Espansione equivalente 5 diametri — Asse Z soppressione con - 25 Vpp — Tubo 5" schermo piatto — Semiconduttori impiegati n° 77 — Elevata affidabilità — Garanzia 1 anno, tubo compreso — Prezzo molto competitivo

SOMMARIO

in copertina: realizzazioni pratiche

radioamatori

strumenti di laboratorio

scatole di montaggio

QTC brevetti teleriparazioni

questo mese parliamo di ... l'angolo del CB rassegna delle riviste estere i lettori ci scrivono

Natale (di Udo Toniato)

- 1644** alimentatore stabilizzato 3 - 4,5 - 6-7,5 - 9 - 12 Vc.c. / 1A
- 1648** sette idee elettroniche
- 1656** triangolo di segnalazione stradale a luci rotanti
- 1661** i modulatori elettroacustici di luce
- 1663** amplificatore lineare per 2 - 10 m
- 1666** wattmetro a radiofrequenza
- 1676** un ricevitore reflex a tre transistori
- 1679** i filtri ad elica
- 1685** oscillatore modulato - I parte
- 1695** proteggete la vostra antenna trasmittente contro i fulmini
- 1699** calcolo e costruzione dei trasformatori d'uscita
- 1706** l'inserimento del balun in un'antenna filare
- 1709** generatore di barre e punti per la convergenza dei TVC
- 1715** circuiti hi-fi a transistori
- 1722** aggiorniamo il signal tracer
- 1729** diapason elettronico
- 1735** l'importanza dell'antenna FM
- 1742** installazione di un'antenna FM
- 1751** trasmettitore per radiocomando a 4 canali
- 1755** sintetizzatore di risacca
- 1759** l'acustica
- 1763** come incrementare la potenza di un duplicatore a varactor
- 1767**
- 1770**
- 1771** impariamo a individuare le anomalie dei televisori guardando le immagini
- 1774** possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
- 1779** il comando a tiristori dei motori elettrici
- 1781** l'uso dell'oscilloscopio - II parte
- 1785**
- 1791**
- 1799**

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

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

INSERZIONISTI:

ARI	1784	CASSINELLI	1811	HELLESENS	1820	PIEZO	1665	SILVERSTAR	1639
AMTRON	1750-1762-1815	ELAC	1822	IRCI	1821	PRESTEL	1814	SONY	1640-1641-1684-1818
BASF	1824	ERSA	1655	KOVAC	1804	RCF	1643	TENKO	1758-1804-1808
B&O	1642	FAÇON	1816	MATSUSHITA	1778-1803	SCUOLA RADIO EL.	1637	TES	1634
BOUYER	1806	FIVRE	1630	MIDLAND	1721	SGS-ATES	1638-1817	ULTRAERMETICA	1708
BRITISH	1678	GARRARD	1807	MIESA	1812-1813	SICTE	1675	UNAOHM	1819
BSR	1810	GBC	1636	PHILIPS	1809	SIEMENS EL.	1823	WEGA	1805

RADIORICEVITORE

GBC

PARIS

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori

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

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
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. 579
del 21-6-72

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

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 800
Numero arretrato L. 1.600
Abbonamento annuo L. 8.000
Per l'Estero L. 10.500

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

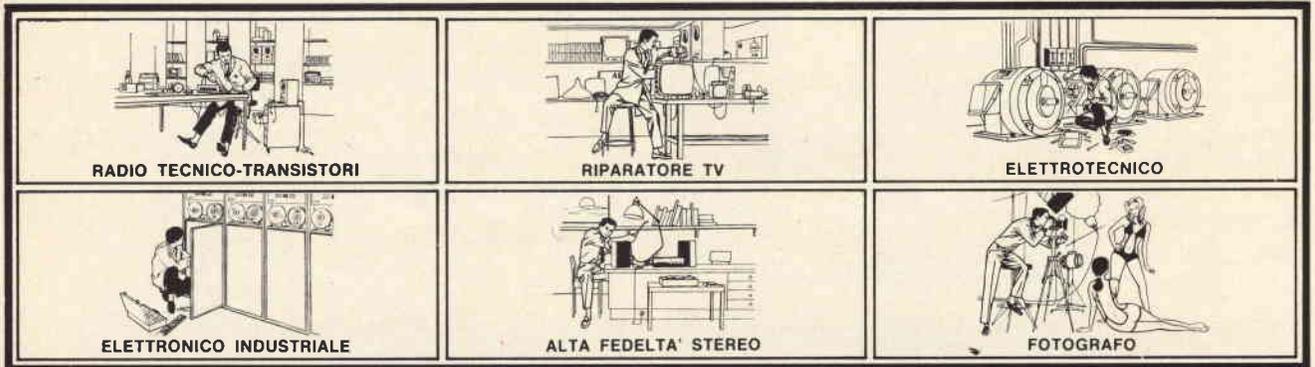
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

mod. FM/855

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

VOLETE GUADAGNARE DI PIU'? ECCO COME FARE

Imparate una professione «ad alto guadagno». Imparatela col metodo più facile e comodo. Il metodo Scuola Radio Elettra: la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza, che vi apre la strada verso professioni quali:



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra ve le insegna per corrispondenza con i suoi

CORSI TEORICO - PRATICI

RADIO STEREO TV - ELETTROTECNICA
ELETTRONICA INDUSTRIALE
HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine del corso, potrete frequentare gratuitamente per 15 giorni i laboratori della Scuola, per un periodo di perfezionamento. Inoltre con la Scuola Radio Elettra potrete seguire i

CORSI PROFESSIONALI

DISEGNATORE MECCANICO
PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA
MOTORISTA AUTORIPARATORE
LINGUE - TECNICO D'OFFICINA
ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

Imparerete in poco tempo ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO - NOVITA'

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI

NON DOVETE FAR ALTRO CHE SCEGLIERE...

...e dirci cosa avete scelto.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucate senza francobollo),

oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/536

10126 TORINO

ddici



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

536

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:

NOME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____ ETÀ _____

VIA _____ N. _____

CITTÀ _____

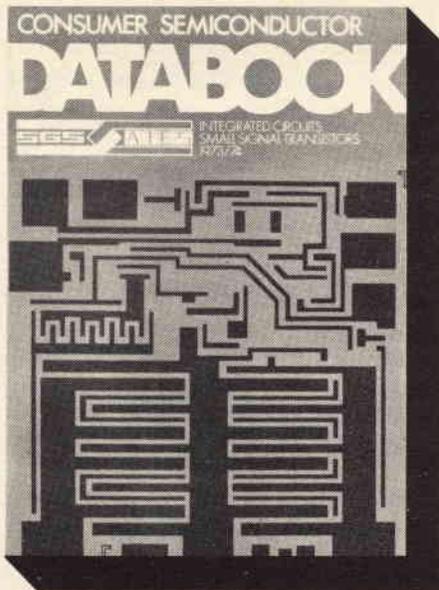
COD. POST. _____ PROV. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY
PER PROFESSIONE O AVVENIRE

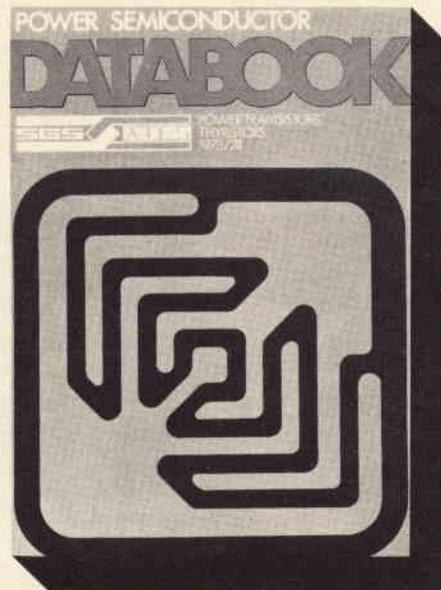


Bestsellers

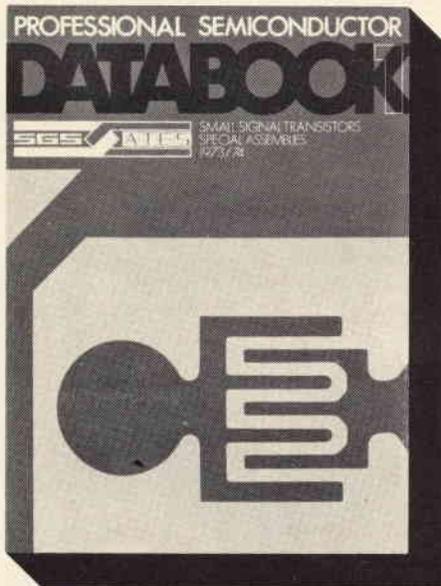
componenti
discreti e
circuiti integrati
per applicazioni
civili



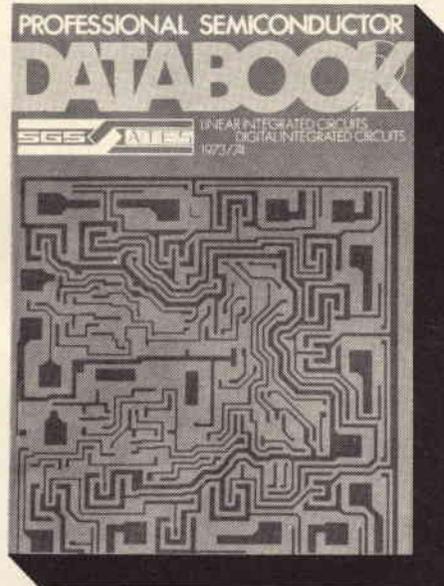
dispositivi
di potenza
per applicazioni
professionali
e civili



componenti
discreti per
applicazioni
professionali



circuiti
integrati per
applicazioni
professionali



I nostri Data Book.
La raccolta di tutti i dati tecnici e le
caratteristiche dell'intera produzione
di semiconduttori SGS-ATES

Per ordinazioni:
Electronic Fitting, Ancona - Pescara
Marcucci - Milano
Ballarini - Padova
Zaniboni - Bologna

Eme - Roma
Rossi - Genova - Napoli
Transport - Torino
E presso l'organizzazione GBC Italia



SGS-ATES Componenti Elettronici SpA
Via C. Olivetti 1 - 20041 Agrate B.



La caratteristica più interessante del nuovo oscilloscopio Telequipment modello D67 è il suo prezzo. Per molto meno di un milione di Lire esso offre due canali a 25 MHz di banda e sensibilità di 10 mV/cm con una precisione di misura di $\pm 3\%$.

Una elevata luminosità della traccia è assicurata dal tubo a raggi catodici che

ha una tensione di post-accelerazione di 10 kV e uno schermo piatto di 8x10 cm. Le basi dei tempi sono due, in modo da poter ottenere il funzionamento con ritardo, e i fattori di deflessione possono essere variati da 2 sec/div a 200 nano sec/div.

L'osservazione di ogni dettaglio delle varie forme d'onda non presenta pro-

blemi, anche in presenza di forti jitters sui segnali. L'esame dei segnali televisivi viene facilitato da appositi circuiti di stabilizzazione nei canali del trigger.

In più l'oscilloscopio D67 ha le alimentazioni adeguatamente stabilizzate e gli stadi d'ingresso a FET, il che praticamente elimina i fastidiosi spostamenti lenti della traccia. Tutti i suoi circuiti sono transistorizzati.

Silverstar, Ltd s.p.a.

20146 MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 - Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 - Ind. Teleg. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar

10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 - Ind. Teleg. SILVERSTAR

INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE		
NOME		
COGNOME		
VIA		N.
CITTA'		
Cod. Post.		
Desideriamo ricevere:		
- la visita di un vostro collaboratore		<input type="checkbox"/>
- materiale informativo		<input type="checkbox"/>
		<i>Silverstar, Ltd</i>
		TELEQUIPMENT
		Via dei Gracchi, 20
		20146 MILANO

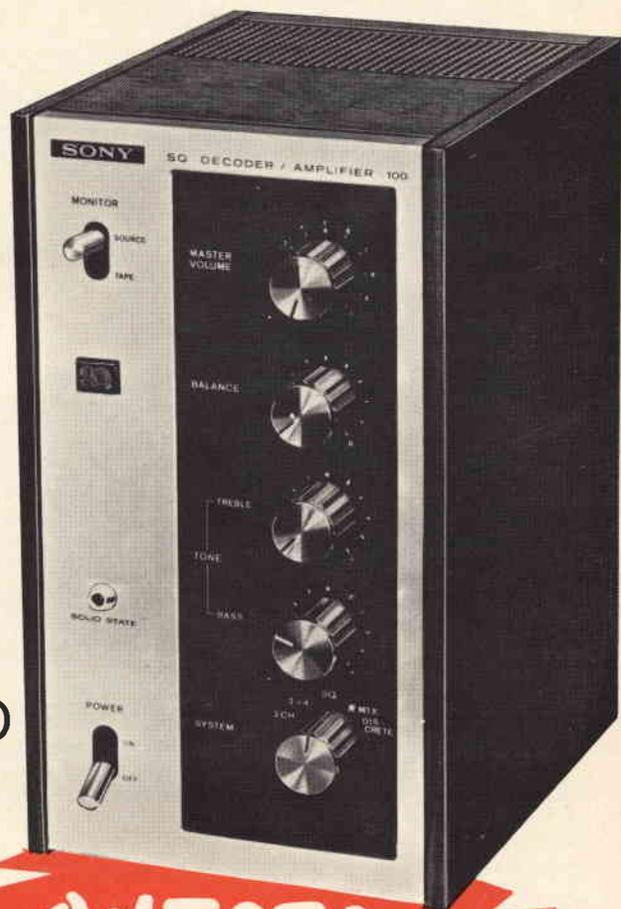
STRAORDINARIA OFFERTA

SONY®

LA QUADRIFONIA
AL PREZZO
DELLA STEREOFONIA

ACQUISTANDO
UNA DELLE TRE
COMBINAZIONI HI-FI
QUI ILLUSTRATE
AVRETE **ANCHE**

IL DECODER  **100**
CHE VI PERMETTERÀ
DI TRASFORMARE
LA COMBINAZIONE STEREO
IN UNA COMBINAZIONE
QUADRIFONICA



**NON PERDETE
QUESTA OFFERTA
SONY!**

**QUESTO
è il DECODER**

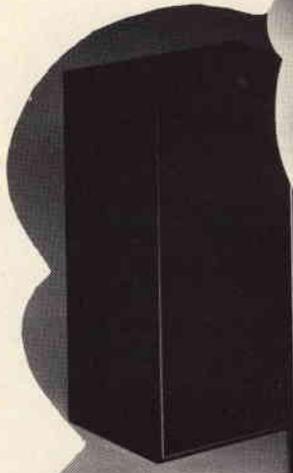
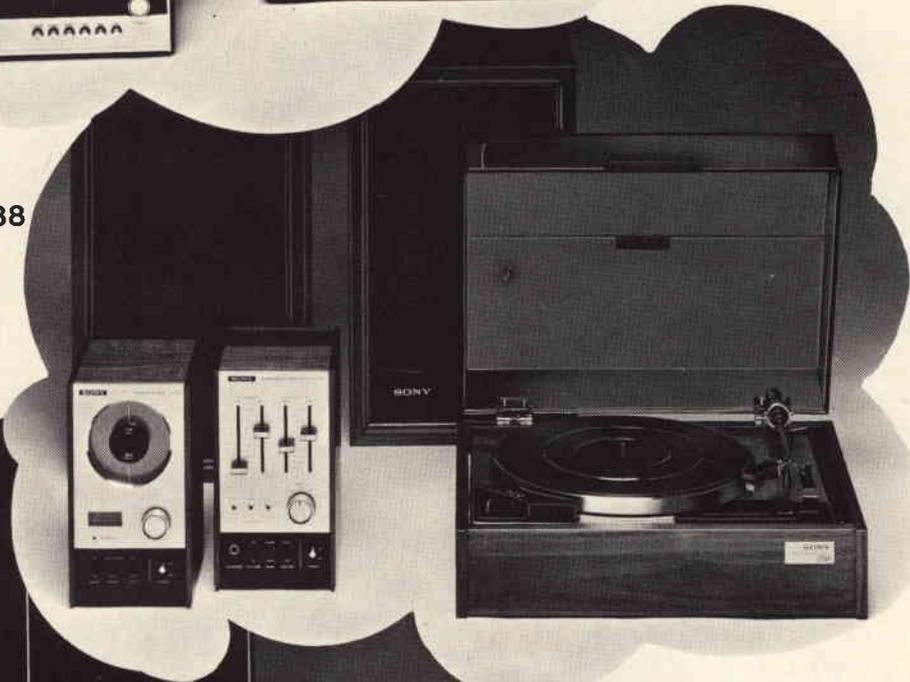
RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI RIVENDITORI PIÙ QUALIFICATI
Distributore esclusivo per l'Italia FURMAN S.p.A. - Via Ferri 6 - 20092 Cinisello B.



**COMBINAZIONE
STEREO HI-FI mod. 1010
15+15W RMS**



**COMBINAZIONE
STEREO HI-FI mod. 88
10+10W RMS**



**COMBINAZIONE
STEREO HI-FI mod. 1055
23+23W RMS**





Un nuovo modo per dire hi-fi

**COMBINAZIONE
901**

**Diffusore acustico
Beovox 1001**

**Giradischi stereo
Beogram 1001**



**Diffusore acustico
Beovox 1001**

**Sinto-amplificatore
Beomaster 901**



Dove altri si fermano, inizia l'alta fedeltà B&O. Ecco perché gli intenditori acquistano un impianto Hi-Fi B&O. Tutti gli apparecchi B&O sono studiati, progettati e realizzati in modo da offrire le più brillanti prestazioni unite ad una perfetta praticità e ad una linea modernissima ideata dai più famosi designer del mondo. I materiali ed i componenti sono tutti di qualità selezionata, per cui la sigla B&O è conosciuta come marchio di garanzia.

IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI

**per
essere
ascoltati...**

**MEGAFONO
MG 200**



RCF

42029
S. Maurizio REGGIO EMILIA
Via Notari
Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO
Via Alberto Mario 28
Tel. (02) 468.909 - 463.281

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITA' MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

ALIMENTATORE STABILIZZATO

3 V 4,5 V 6 V 7,5 V 9 V 12 V cc 1 A

a cura dell'Ing. Gianfranco LIUZZI

Come nelle migliori aspettative, eccoci puntuali a parlare del secondo progetto di questa simpatica campagna abbonamenti.

Spero che l'amplificatorino presentato il mese scorso abbia incontrato il vostro favore, e pertanto sono lieto di informarvi che, salvo imprevisti, la basetta per filodiffusione è quasi pronta: la esamineremo insieme, su queste pagine, quanto prima.

Sarei, in verità, anche curioso di sapere se il discorsetto franco ed imparziale sulla convenienza dell'abbonamento sia stato ben accolto: non potendo, come vorrei, dialogare direttamente con voi, aspetterò che mi rispondano, in vostra vece, i moduli di conto corrente che ci perverranno, con le vostre adesioni.

Come vi dicevo nella scorsa puntata, è nostra ferma intenzione presentare articoli assolutamente ine-

diti ed all'avanguardia, assieme alle solite realizzazioni per chi comincia ed agli articoli specializzati e di informazione tecnica, redatti con la collaborazione delle maggiori riviste estere.

Questo è un programma senz'altro ambizioso, ma penso che voi, essendone i diretti beneficiari, dovrete esserne soddisfatti, aiutandoci, con il vostro consenso, ad attuarlo. Il vostro aiuto, piuttosto concreto, può consistere anche

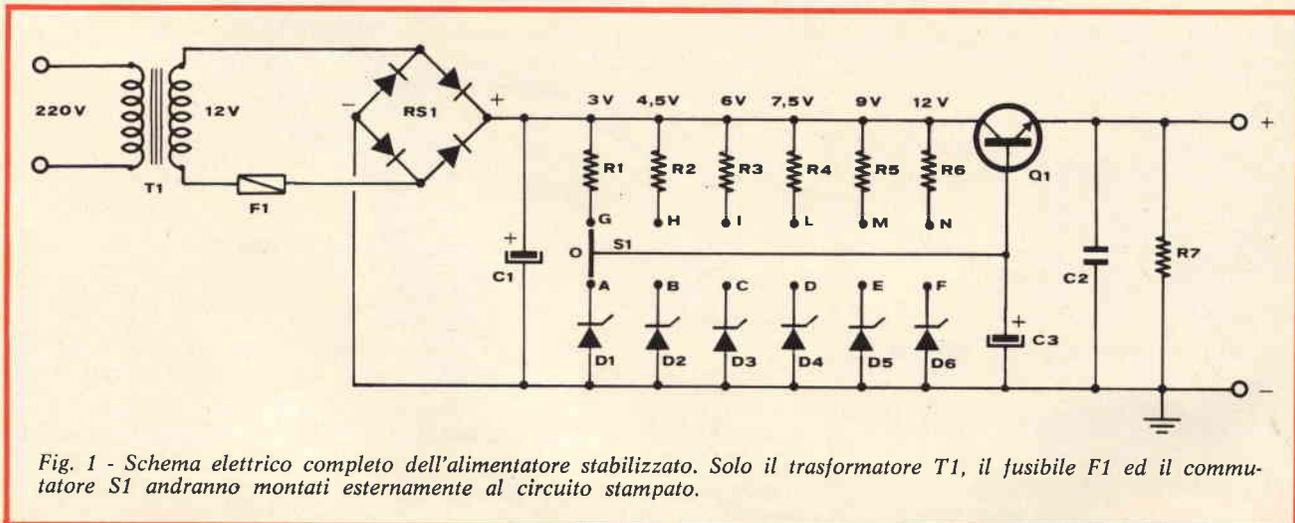
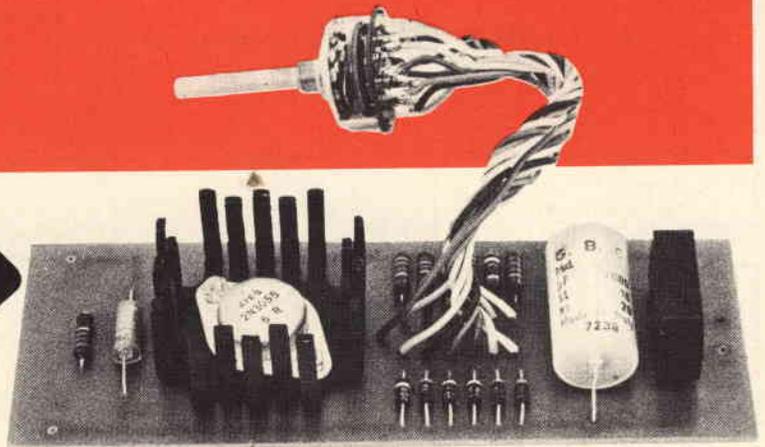


Fig. 1 - Schema elettrico completo dell'alimentatore stabilizzato. Solo il trasformatore T1, il fusibile F1 ed il commutatore S1 andranno montati esternamente al circuito stampato.

1974

2° progetto



IL CIRCUITO STAMPATO DI QUESTO ALIMENTATORE SARA' INVIATO IN OMAGGIO AGLI ABBONATI 1974

nel sottoscrivere o rinnovare il vostro abbonamento, piuttosto che essere costretti mensilmente a lunghe attese per poter acquistare la vostra rivista in edicola. E' noto infatti che la rivista giunge agli abbonati con notevole anticipo, rispetto alla data di consegna alle edicole, per cui, abbonandovi, potrete essere fra i primi a leggere e realizzare gli articoli novità che vi presenteremo nel prossimo anno!

Ma torniamo al progetto di que-

sto mese, costituito, come dice il titolo, da un alimentatore stabilizzato a varie tensioni di uscita, particolarmente adatto ad alimentare qualsiasi tipo di radio, registratore, mangianastri o giradischi, normalmente funzionante a pile. Dato l'aumento di prezzo delle pile, questo alimentatore vi consentirà un notevole risparmio, quando userete il vostro «riproduttore di suoni» in casa, o in qualsiasi luogo ove sia disponibile una presa luce.

Ancora, se il vostro apparecchio è fornito di pile ricaricabili, con il nostro alimentatore potrete provvedere anche alla ricarica, che avverrà in un tempo molto breve, grazie alla notevole corrente che lo stesso può erogare, alle varie tensioni.

E' ovvio che il circuito potrà essere molto utile a tutti coloro che si interessano di riparazioni, in quanto li libererà dalla schiavitù di avere sempre a disposizione i

ELENCO DEI COMPONENTI	Numero di codice GBC	ELENCO DEI COMPONENTI	Numero di codice GBC
T1 : trasformatore 12 V/1 A	HT/3630-00	C3 : condensatore elettrolitico da 500 μ F/16 V	BE/2590-10
F1 : fusibile 1,6 A	GI/1814-00	RS1 : ponte 50 V/2 A WG005	YY/0477-40
R1 : resistore da 220 Ω	DR/6201-22	D1 : diodo zener 1ZSA3,6	YY/1590-01
R2 : resistore da 330 Ω	DR/6201-33	D2 : diodo zener 1ZSA5,1	YY/1590-05
R3 : resistore da 390 Ω	DR/6201-39	D3 : diodo zener 1ZSA6,8	YY/1590-08
R4 : resistore da 470 Ω	DR/6201-47	D4 : diodo zener 1ZSA8,2	YY/1590-10
R5 : resistore da 560 Ω	DR/6201-56	D5 : diodo zener 1ZSA10	YY/1590-12
R6 : resistore da 680 Ω	DR/6201-68	D6 : diodo zener 1ZSA13	YY/1590-15
R7 : resistore da 220 Ω	DR/6201-22	Q1 : transistor 2N3055	YY/0266-50
C1 : condensatore elettrolitico da 2.000 μ F/16 V	BE/2590-30	S1 : commutatore 6p/2v	GN/1576-02
C2 : condensatore da 47 nF/160 V	BA/2220-22	1 : dissipatore	GC/1593-00
		1 : portafusibile	GI/0550-00

TABELLA 1 - Valori di «ripple espressi in mVpp in corrispondenza di diversi valori di tensione e corrente

Corrente in uscita / Tensione nominale	0,1 A	0,5 A	1 A
3 V	4 mV	7 mV	9 mV
4,5 V	4 mV	7 mV	9 mV
6 V	3 mV	6 mV	8 mV
7,5 V	4 mV	8 mV	10 mV
9 V	4 mV	8 mV	10 mV
12 V	4 mV	9 mV	10 mV

TABELLA 2 - Variazione delle tensioni nominali al variare della corrente di carico. (Possono aversi variazioni rispetto ai valori riportati, dovute alle tolleranze dei diodi zener).

Corrente in uscita / Tensione nominale	0,1 A	0,5 A	1 A
3 V	3,1 V	3 V	2,9 V
4,5 V	4,6 V	4,5 V	4,4 V
6 V	6,1 V	6 V	5,8 V
7,5 V	7,6 V	7,5 V	7,3 V
9 V	9,2 V	9 V	8,5 V
12 V	12,2 V	11,8 V	10,5 V

vari tipi di pile, per provare i diversi apparecchi. Sarà infatti sufficiente porre il commutatore sulla tensione di alimentazione dell'apparecchio in prova, collegare i due morsetti di uscita dell'alimentatore ai due capi dell'alimentazione, fra cui si inseriscono normalmente le pile, rispettando ovviamente la polarità! Infine, qualsiasi sperimentatore elettronico avrà sempre a disposizione, realizzando questo alimentatore, tutte le tensioni necessarie per alimentare i circuiti in costruzione.

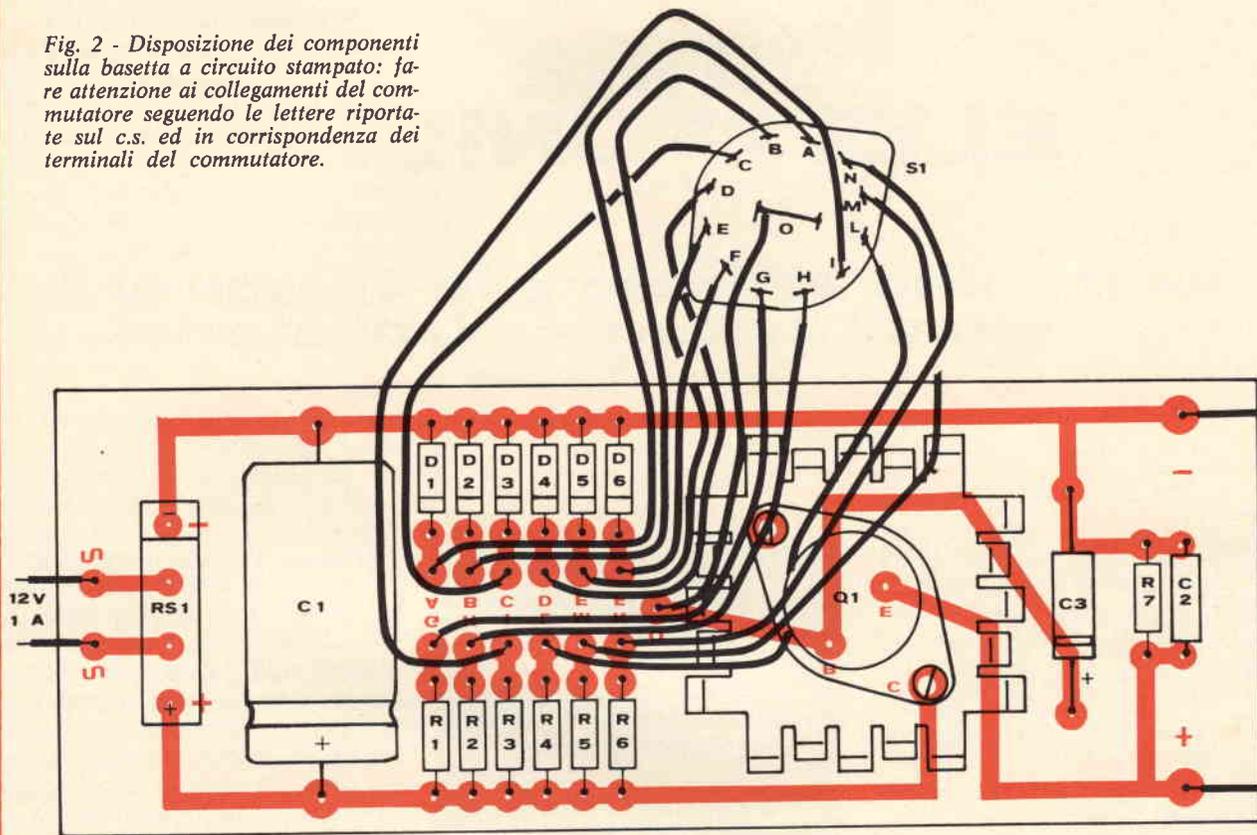
Come vedete, si tratta veramente di un circuito molto versatile ed economico, che non mancherà di mostrare la sua utilità nelle occasioni più disparate. Non vi nascondo che anch'io, pur possedendo dei signori alimentatori, stabilizzati ed integrati, spesso ricorro al nostro servizievole alimentatorino.

Lo schema elettrico, riportato in

fig. 1, mostra la notevole semplicità del circuito, costituito solo da 7 resistenze, 2 condensatori, 6 diodi zener, 1 raddrizzatore a ponte ed 1 transistor, oltre, ovviamente, al trasformatore, che verrà montato esternamente al circuito stampato. La tensione di 12 V/1 A, presente al secondario del trasformatore T1, viene inviata, tramite un fusibile di protezione contro i corto-circuiti in uscita; al raddrizzatore a ponte RS1. All'uscita del ponte avremo quindi una tensione pulsante, che viene livellata dal condensatore elettrolitico C1 da 2.000 μ F/16 V. Ai capi di questo condensatore sono disponibili 15 V continui, da cui ricaveremo le varie tensioni di uscita, tramite i vari diodi zener. Con il commutatore S1 possiamo infatti selezionare una per volta le varie coppie di resistenza-diodo zener, che andranno a polarizzare la base del transistor Q1. In uscita a-

vremo pertanto una tensione pari a quella di base, stabilita dal diodo zener scelto, diminuita della V_{be} , ovvero caduta di tensione tra base ed emettitore, che è di circa 0,5 V. Ecco spiegata quindi la ragione per cui i diodi zener sono stati scelti di tensione un poco più alta di quella richiesta in uscita. Le varie resistenze R1... R6 servono a far scorrere nei diodi zener, una corrente di circa 15 mA, in modo da farli lavorare tutti nelle stesse condizioni, e quindi nella stessa regione delle caratteristiche. Si potrebbe infatti usare una sola resistenza di caduta, commutata sui vari diodi, ma in tal caso avremmo i diodi di tensione minore che lavorerebbero con correnti superiori a quella nominale e quindi al limite della zona di caratteristiche lineari, cioè con forti variazioni della tensione di zener, al variare del carico.

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato: fare attenzione ai collegamenti del commutatore seguendo le lettere riportate sul c.s. ed in corrispondenza dei terminali del commutatore.



Il transistor Q1 serve a comandare la tensione in uscita, tramite la polarizzazione di base, variabile con l'inserzione dei vari diodi zener, ed anche come filtro elettronico, per ridurre il ronzio residuo a valori molto ridotti, grazie anche al condensatore C3, come si vede dalla tabella 1. In essa sono riportati i valori del ronzio residuo o «ripple» in uscita, alle varie tensioni e per diverse condizioni di carico. Il condensatore C2 inserito fra i due terminali di uscita serve ad eliminare eventuali armoniche ad alta frequenza, mentre la resistenza R7 serve come carico fittizio, al fine di stabilizzare il funzionamento del circuito anche con carichi molto ridotti. Naturalmente, nel caso abbiate bisogno di un numero minore di tensioni in uscita, o al limite di una sola tensione per alimentare un solo tipo di apparecchio, potete eliminare i

diodi zener e le resistenze non di vostro interesse, senza bisogno di altre modifiche al circuito. Come anche è possibile ottenere tensioni diverse da quelle da noi scelte, sempre comprese tra 0 e 12 V, inserendo un diodo zener di tensione pari a quella di vostro interesse, aumentata di 0,5 V, per il motivo sopra spiegato. La resistenza di carico potrà essere di valore eguale a quella da noi usata per il valore di tensione più vicino a quello da voi scelto.

E veniamo al montaggio del circuito stampato. Come sempre è conveniente per questo seguire lo schema pratico di fig. 2, in cui sono riportati anche i collegamenti al commutatore S1. Per non fare confusione fra tanti fili è bene osservare con attenzione le lettere riportate sul circuito stampato ed a fianco dei terminali del commutatore. Per gli altri componenti, nulla

da segnalare, se non fare attenzione alle polarità dei diodi, del ponte (verificate che i due terminali della tensione alternata si trovino al centro, fra i terminali di + e -) e del condensatore elettrolitico. Il circuito, il trasformatore, il commutatore ed i pochi altri componenti potranno essere racchiusi in una scatola metallica, prevedendo anche una presa di massa, a cui collegare il + o il -, a seconda che il circuito da alimentare abbia il positivo o il negativo a massa; questo per ridurre al minimo il ronzio dell'alternata, purtroppo onnipresente, e sempre pronto a disturbare l'ascolto in qualsiasi fonoriproduttore.

Termino, riportandovi, in tabella 2 le variazioni delle tensioni in uscita, al variare della corrente assorbita dal carico.

E come sempre, buon lavoro e a risentirci fra un mese.

7 IDEE ELETTRONICHE

**un insolito articolo che vi ispirerà
giochi - gadget - trovate**

di Gianni BRAZIOLI

Negli U.S.A., in Inghilterra ed in altre nazioni «moderne» i negozi che vendono esclusivamente **Gadget** hanno aperto i loro battenti vent'anni fa: subito dopo la seconda guerra mondiale.

Se studiamo il processo di formazione di queste attività, noi vedremo che sono esistiti prima i «Novelty Stores» semicartolerie che vendevano profumi e giocattoli poi, i «**Modern gadgets**» ed infine, i «Gadgets; negozi che se esitano un profumo, si può...esser certi che la bottiglia contenga un'essenza che fa odore di maiale fritto, o che non sia possibile stapparla, o che contenga un liquido del tutto inodoro ma capace di emanare strane scintille e riflessi interni una volta che sia agitato.

Da noi non vi è stato un processo di evoluzione continuo. Siamo andati dalla tabaccheria che vendeva i piccoli gabinetti istoriati di frasi sconcie alla sofisticata «Boutique» che, arredata in «modern-spaziale-psichedelico», offre strani oggetti di cartone, macchinette per il moto perpetuo dalle tante palline multicolori; pifferi orientali dal suono impossibile, finti crani mummificati da ipotetiche tribù del Rio delle Amazzoni, incredibili lampadari ed altro.

Le vetrine di questi negozi sono sempre una sorpresa; sia per la merce offerta, sia per le minigonne che adornano le commesse (solita-

L'elettronica ben si presta, con i «Gadget», gli apparecchi di utilità, i giocattoli, a creare originalissimi «articoli da regalo».

Tra l'altro, con un po' di fantasia, la nostra scienza consente di realizzare «cose» che nemmeno la più costosa e moderna boutique può offrire ed allora, perché non ne approfittiamo per fare magnifiche figure con amici e parenti, nel contempo risparmiando?

mente biondissime, longilinee, sofisticatissime) che si possono intravedere fra le macchine turbinanti del tutto superflue, i lampeggiatori, i Posters.

Ora, anche le botteghe delle «Gadgeteries» sono certo un simbolo di evoluzione della nostra provinciale Italia; ma un «**simbolo**», appunto, perché provate ad accedervi!!!

Il grifo antipatico di George Moustaki malstampato su di un cartone vi sarà proposto per la modica cifra di 5.000 lire, un aggeggio turbinante con sei palle cromate rivelerà un cartellino che reca il prezzo di «appena» 42.000 lire; un «fischiasco» fotoelettrico abbinato ad una bizzarra scultura comporterà l'esborso di 100.000 lire... e di seguito.

Ora, se voi non siete Knock-down per via delle minivertiginose minigonne, per via delle auree cascate di capelli morbidamente mossi dagli zeffiri delle macchine orbitanti; per via degli immancabili occhi cerulei delle dotte e raffinate vendeuses, certamente rifiuterete ogni cosa, Moustaki in testa, almeno che non vogliate costruire con il suo posters una base per un futuro museo degli orrori personali. Rin-savendo, cercherete magari di ottenere il numero telefonico della lungochiomata lunare commessa, ma funzioni o non funzioni, la mossa, certamente per i Gadgets vi rimetterete alle **vostre** capacità.

Sussultate? E perché?

Voi certo potete realizzare dei giocattoli, delle macchine, degli apparati psichedelici che nemmeno quel negozio è in grado di offrire: basta un pochino di fantasia ed un pizzico di scienza: elettronica, naturalmente.

In questo articolo vi suggeriremo 7 idee per «doni insoliti».

Di qualcuno vi daremo solo la base, lasciando alla vostra esperienza la realizzazione pratica. Di qualche altro invece vi suggeriremo circuito, valori, tutti i dati per una realizzazione felice.

I circuiti presentati **non sono originali, né devono necessariamente esserlo**: ciò che conta non è nella sostanza in via **squisitamente elettronica**, ma nel profilo della sola, pura, utilizzazione; nell'idea.

IDEA NUMERO 1

Ottimo per fidanzate romantiche. Recipe: Prendete una pila da 67,5 V, un condensatore, una resistenza, una lampadina al neon. Realizzate con questi quattro pezzi un oscillatore a rilassamento. Montatelo in un contenitore del genere che si vede nella figura 1. Poiché la fidanzata sarà certo al corrente della vostra capacità in elettronica, ditele che si tratta di un «ricevitore sintonizzato sul battito del vostro cuore», e che il lampeggio rappresenta il monitor! Finissimo, ma da impiegare con attenzione, come la Angostura nel cocktail. Una ragazza pratica e dotata di poca fantasia (quante ve ne sono oggi, quante!) potrebbe ridervi in faccia, ed osservare che l'aggeggio va bene per segnalare le interruzioni stradali. Cautela, quindi: e psicologia.

IDEA NUMERO 2

Beat, Beat, come è Beat, questo! Vi proponiamo uno straordinario «Musicoso» ideale per il fratello con la barba, universitario; la fanciulla che ama Paco Rabanne; il professore evoluto che apprezza Schöenberg, la dodecafonìa, Weiss, l'arte astratta, Nono e le sue divagazioni polemiche. Ideale anche per l'architetto «informale», per il mistico della musica indiana; per «bizzarri» diversi e per giovani in genere, categorie piuttosto affini.

Per modelle, fotografi alla moda... e via dicendo.

Controindicazione: signori che amano Mozart, il Barocco, che temono l'infezione del modernismo; attempate signorine; persone negatte alla fantasia, ragionieri e bancari in genere che amano il grigio doppiopetto con la cravatta sottile scura e le scarpe studiosamente lucidate.

Ciò premesso, ecco «il coso»: figura 2.

Il complesso è formato da tre diversi oscillatori UJT.

Ciascuno ha un altoparlante proprio ed indipendente ed è controllato, per la frequenza, da un fotorettore: FR1 per TR1, FR2 per TR2, FR3 per TR3.

Ogni circuito ha la impostazione più classica: l'altoparlante è colle-

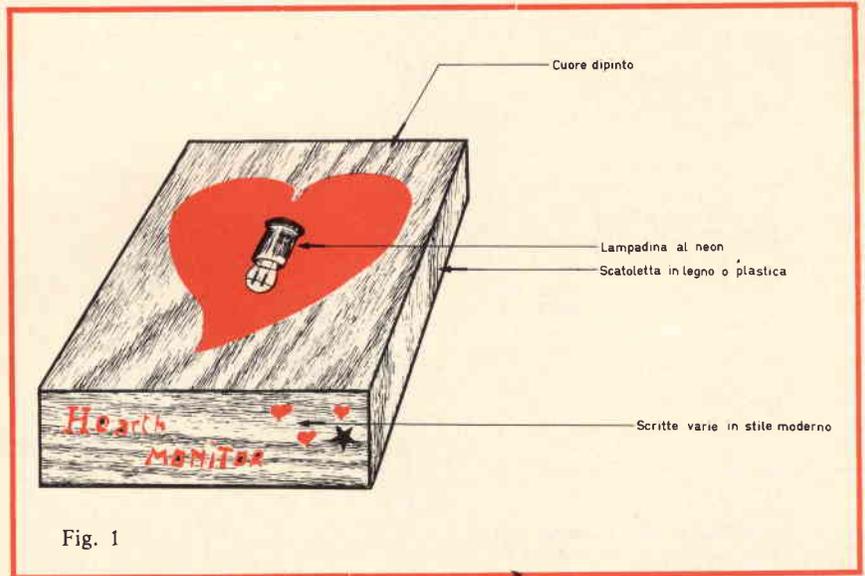


Fig. 1

gato sulla prima base (B1); un condensatore da 100.000 pF dà il «tempo» di ripetizione degli impulsi che formano il segnale acustico. Un «trimmer» (Re1-Re2-Re3) consente di situare per ciascun oscillatore una gamma propria di funzionamento, diversa da quella degli altri due.

Il funzionamento del tutto è il seguente.

A livelli di luce «normali» leggi di ambiente, tutti e tre gli oscillatori lavorano e tutti e tre gli altoparlanti irradiano una nota. Poiché (fig. 3) i fotoreistori sono posti «in alto» sul contenitore, verso la direzione logica di provenienza della luce, passando una mano sopra al Gadget, essi sono diversamente influenzati dalle variazioni di luminosità incidenti. All'istante, le tre

note mutano e le **combinazioni sonore** sono pressoché infinite.

Se la mano si muove lentamente o se si muovono le dita, i raggi di luce di volta in volta producono fischi e ronzii diversi. Una persona fantasiosa può «giocare» per ore, con un apparecchio del genere: impiegando una mano o ambedue, potrà creare eccezionali «concerti di musica elettronica causale: più Hip di così!.....

E' da notare che il nostro strannissimo «musicogeno» può essere «suonato» anche da lontano (!) con una pila a torcia, proiettando la luce su uno, due, tre fotoreistori e «spazzolando» opportunamente con i raggi luminosi.

La costruzione di questo Gadget è molto, molto semplice: la figura 4 indica il circuito stampato.

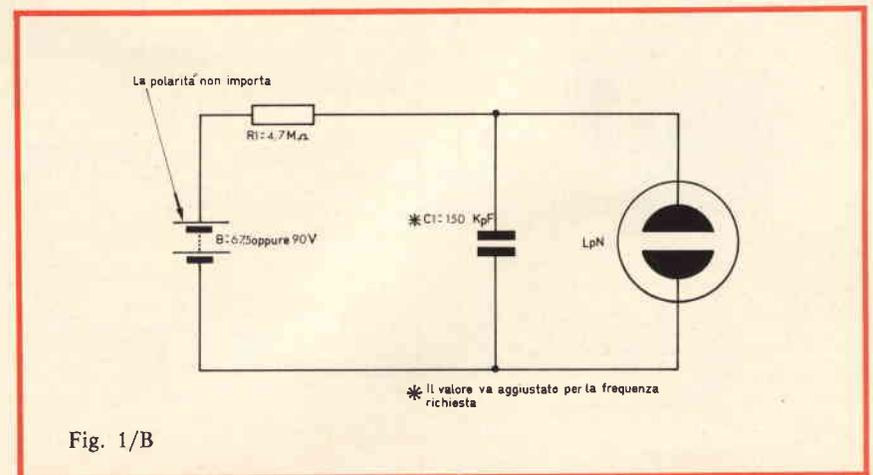
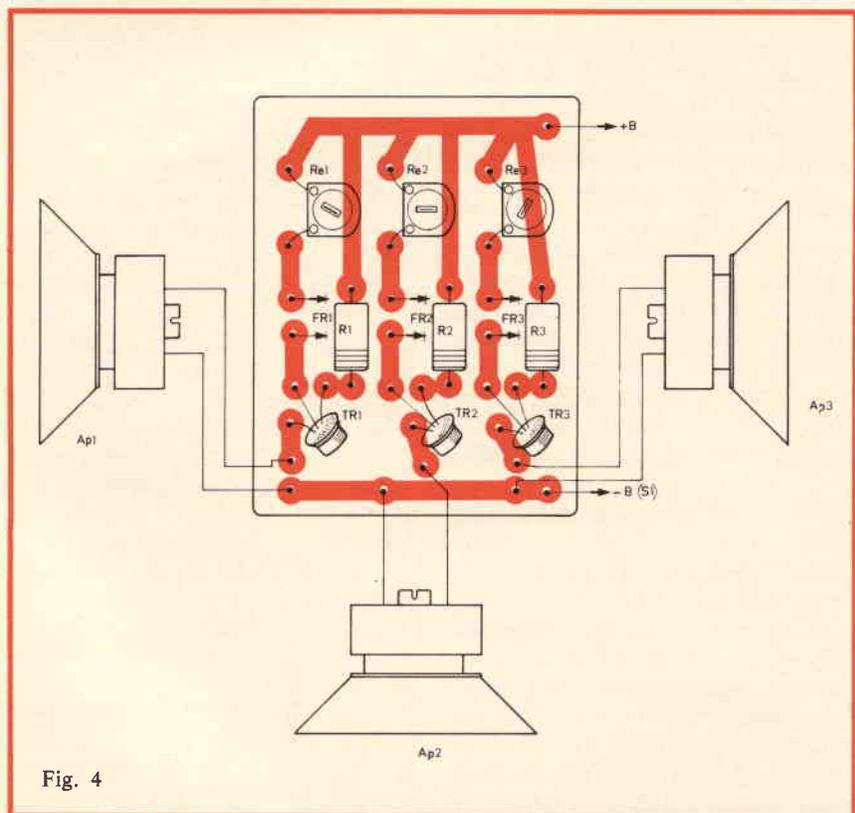
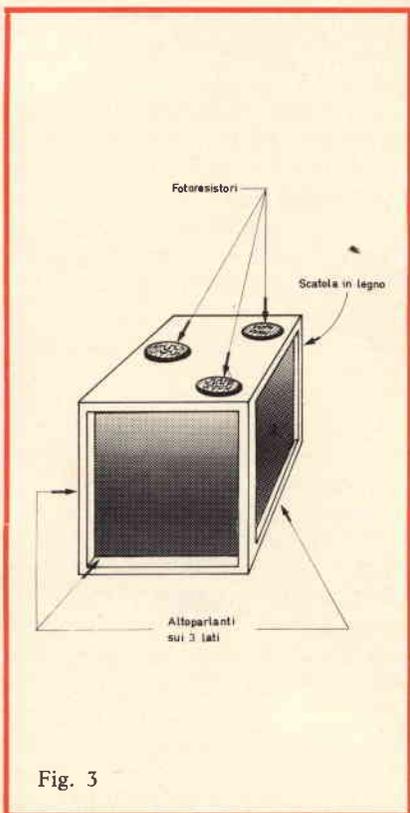
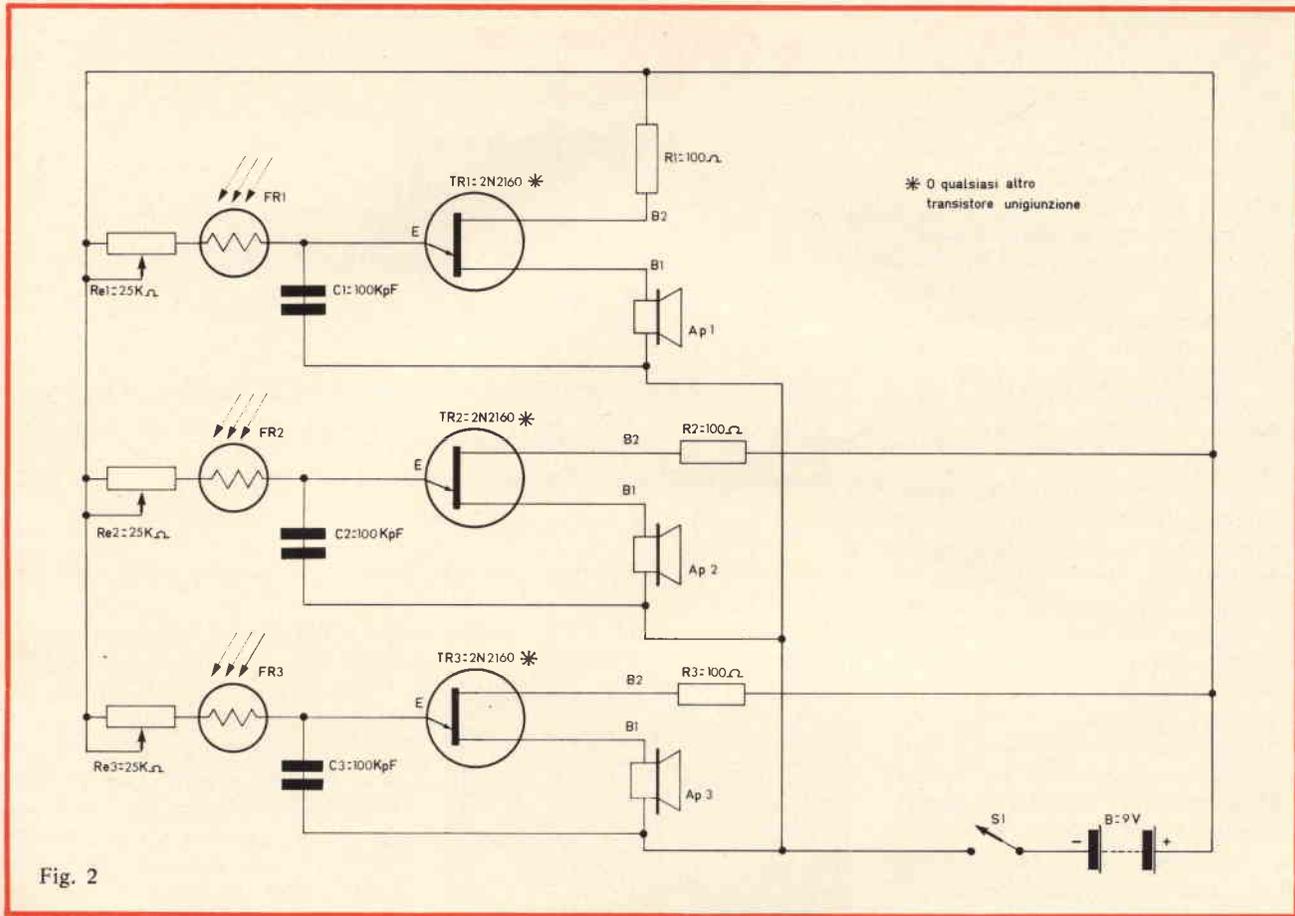


Fig. 1/B



La «vestizione» dipende unicamente dalla fantasia del costruttore, ma logicamente saranno da preferire scatole decorate in stile modernissimo: floreale, se è gradito, o «spaziale»: o come si vuole.

Il collaudo è semplice: illuminando FR1-FR2-FR3 i suoni emessi da Ap1-Ap2-Ap3 debbono «danzare».

La gamma di variazione sarà situata regolando i trimmers Re1-Re2-Re3: se si preferisce un timbro più stridulo il valore dei tre dovrà essere diminuito se si preferisce un timbro più grave la resistenza sarà quasi tutta o tutta inserita. Certamente i migliori effetti si ottengono però con un oscillatore regolato per una gamma di suoni più cupa e gli altri due volti «in acuto».

Veda, anzi, ODA, comunque chi legge.....

IDEA NUMERO TRE

È noto che il bambino è portato a soprovvalutare ogni hobby paterno, e, specialmente se non ha termini pratici di raffronto, egli considererà sempre «magico» il prodotto di tale hobby; dal modellismo all'elettronica.

Tra i nostri lettori, chissà quanti papà vi sono, e chissà quanti di essi vorrebbero riaffermare la loro capacità con un progetto pratico ma al tempo economico; che non costringa al sacrificio di troppo materiale, o di una cifra ingente.

Ora, da poco tempo ha fatto la sua apparizione nelle vetrine dei «giocattolai» più aggiornati una automobile elettrica controllabile per via «luminosa»; tramite la classica pila a torcia. Questo balocco costa circa 12.000 lire: non poco davvero.

Nei medesimi negozi sono però presenti anche delle automobilette «comuni» che sono semplicemente azionate da un motorino elettrico senza altri attributi. Queste ultime, solitamente «Made in Hong-Kong», costano appena 1500 lire, ma possono essere facilmente rese «foto-elettriche» con un transistor e un diodo, un relè ed una FR: un banalissimo attivatore classico.

Certamente il lettore ha in qualche cassetto i materiali necessari per realizzare il circuito di figura

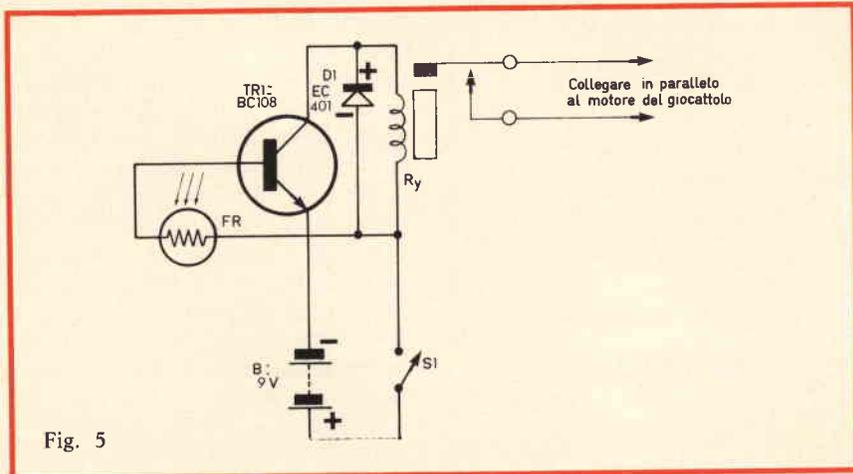


Fig. 5

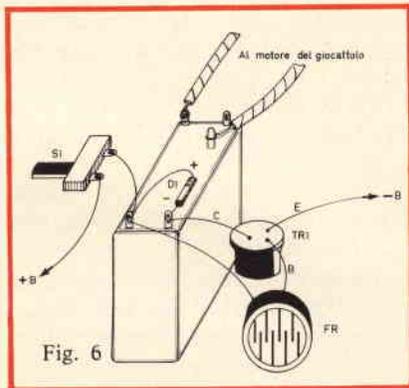


Fig. 6

5, appunto l'attivatore, ed acquistando il modesto giocattolo da 1500 lire potrà in tal modo «impreziosirlo» e renderlo a livello dell'automobile per «bambini ricchi» rammentata.

Il vantaggio, non sarà solo univoco, ma addirittura **duplice**; il buon papà, non mancherà infatti di far notare al bambino che il controllo «luminoso» è opera sua, ot-

tenendo in tal modo una enorme gratitudine e dando al pargolo l'impressione di poter disporre di una «cosa che gli altri non possono avere»: un pezzo **unico** ottenuto grazie alla formidabile capacità paterna.

IDEA NUMERO QUATTRO

Chi non ha un parente interessato alla fotografia?

Chi non ha il bizzarro amico che parte per una gita a Lucca equipaggiato come per una spedizione, lunare armato di innumerevoli macchine fotografiche, scatole contenenti obiettivi, esposimetri appesi al collo, intere scorte di pellicole ed assortimenti di filtri?

Per questo «Photo-Bug» (absit injuria verbis: in U.S.A., gli appassionati li chiamano comunemente così) nessun dono può essere accolto meglio di quello che gli serve nell'hobby scelto ed adorato.

Ed allora, cosa vi può essere di meglio se non un «monitore di lu-

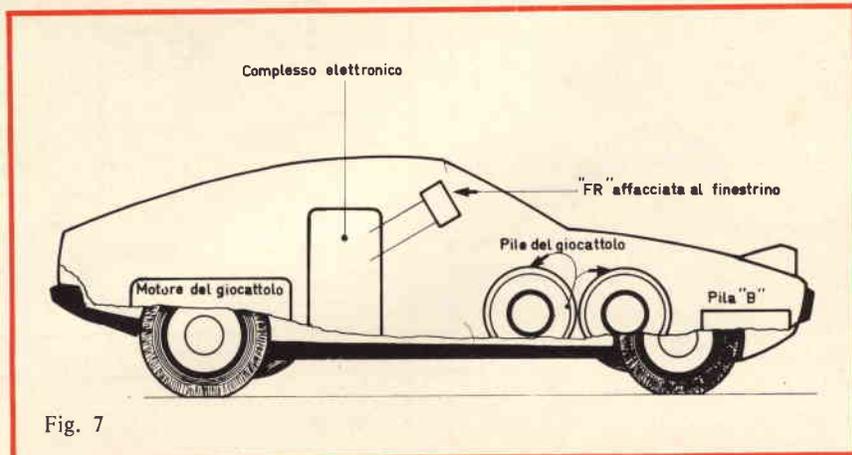


Fig. 7

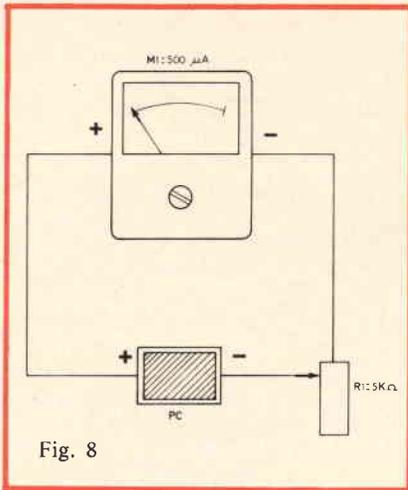


Fig. 8

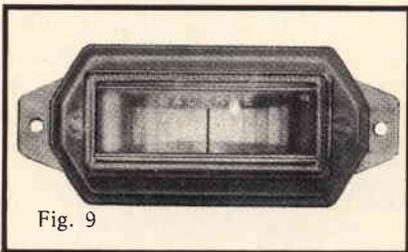


Fig. 9

ce» per la camera oscura?

Questo apparecchietto (circuito nella figura 8) può essere costruito con soli TRE pezzi, e non è un Gadget, ma uno **strumento** (oh; là là!) pratico ed **utile**. Il suo impiego è la «ricerca di ricreare una in-

tensità luminosa già stimata come buona» in precedenza. Più dettagliatamente, diremo che quando si «stampano» le fotografie, l'ingranditore deve emettere una luce definita: non scarsa, altrimenti le pose sono scialbe; non eccessiva, altrimenti risultano «bruciate».

Spesso l'amatore che «stampa» da solo le pose fa più prove, per ottenere la luce esatta, salvo produrre in seguito tutte le copie desiderate sotto la intensità sperimentata come ottima.

Ora, con il nostro apparecchietto, non occorre volta per volta ripetere le prove. Basta ricordare che un dato negativo «vien bene» con una data luce, corrispondente al numero segnalato attorno alla scala di R1.

Come si vede, R1 (fig. 8) è un reostato interposto tra la pila solare PC e l'indicatore M1.

M1, a sua volta, è un milliamperometro (fig. 9) munito di un riferimento centrale.

Essendo PC un generatore di tensione comandato dalla luce, ben si comprende che con l'apparecchino si può misurare la luce che serve per stampare correttamente la copia, portare R1 sino al punto in cui l'indice sale esattamente a metà scala e leggere il risultato sul riferimento numerico marcato at-

torno alla manopola del potenziometro. Ponendo che il numero sia «10», in seguito per ristampare quel negativo senza tante prove, si potrà mettere l'indicatore sotto all'esposimetro, ruotare R1 su «10» ed aprire il diaframma per quanto occorre ad ottenere che l'indice torni a metà scala: semplice?

Pensiamo di sì, ma ottimo e di grande effetto, specie se il «segnalacoso» sarà montato in una scatola nient'affatto Hip, ma severamente professionale, sì da dar l'impressione, anche a prima vista, che si tratti **veramente** di... «una cosa seria».

Per stimolare l'effetto «professionale» desiderato, è raccomandabile che la scala dei numeri da porre attorno alla manopola del reostato sia tracciata usando dei caratteri decalcabili a cera: la figura 10 illustra altri dettagli pratici.

IDEA NUMERO CINQUE

Ideale per la casa: prendete un pupazzo come quello che si vede nella figura 11, coloratelo vistosamente incernieratelo su di una base rigida, munitelo del microswitch che si vede nella figura 12, collegate l'interruttore ad un registratore.

Sulla «cassetta» di quest'ultimo registrate una voce ruggente che di-

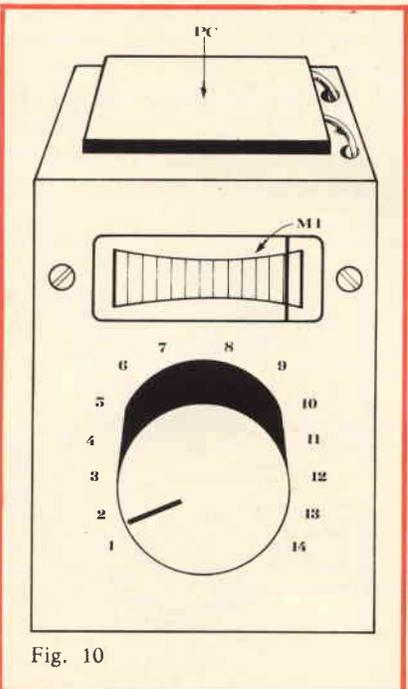


Fig. 10

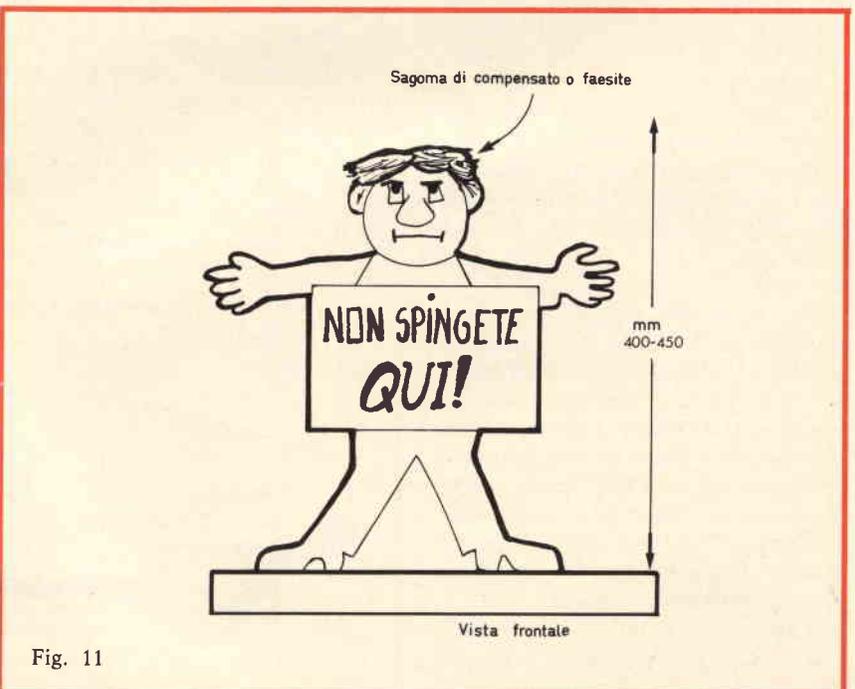


Fig. 11

ca «**ma porco mondo non sai leggere?**» o cose del genere.

L'effetto sarà sorprendente, specie con una registrazione azzeccata, che può essere un mixaggio di voce adirata, abbaio e sirena della polizia.

Certo, questo è un regalo un pò costoso: ma si noti che non occorre un «vero» registratore per ottenere l'effetto: basta un «lettore di musicassette» anche di infima qualità, reperibile per 10-12.000 lire e meno.

IDEA NUMERO SEI

Questo è un pensiero cattivissimo, nient'affatto natalizio.

Ma divertente.

Se conoscete qualcuno che possieda un cane, e volete fargli un regalo «sui generis» uno scherzo-dono prendete una tromba carnevalesca, privatela dell'ancia (fig. 13) ed al posto di questa montate nell'imboccatura un fischietto ultrasonico del tipo in vendita presso le armerie.

Accompagnate il dono con un bigliettino che dica: «Per ottenere la **serenata del cane** soffiare per circa 5 minuti ad intervalli nella tromba, dopo le 21».

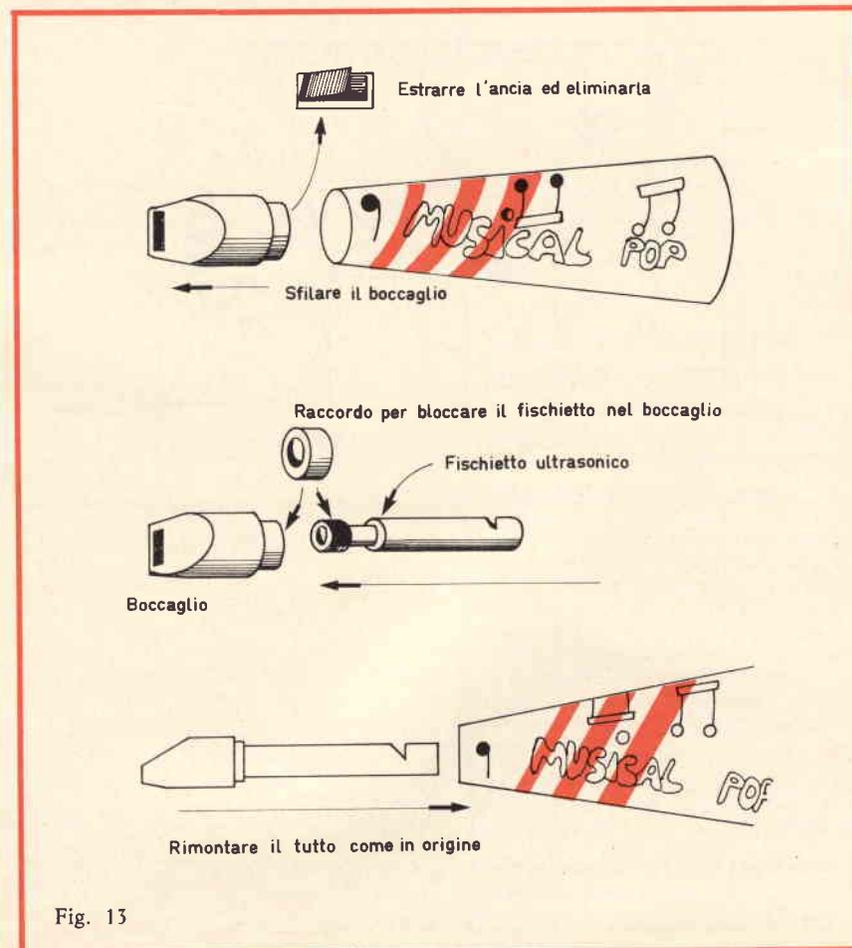
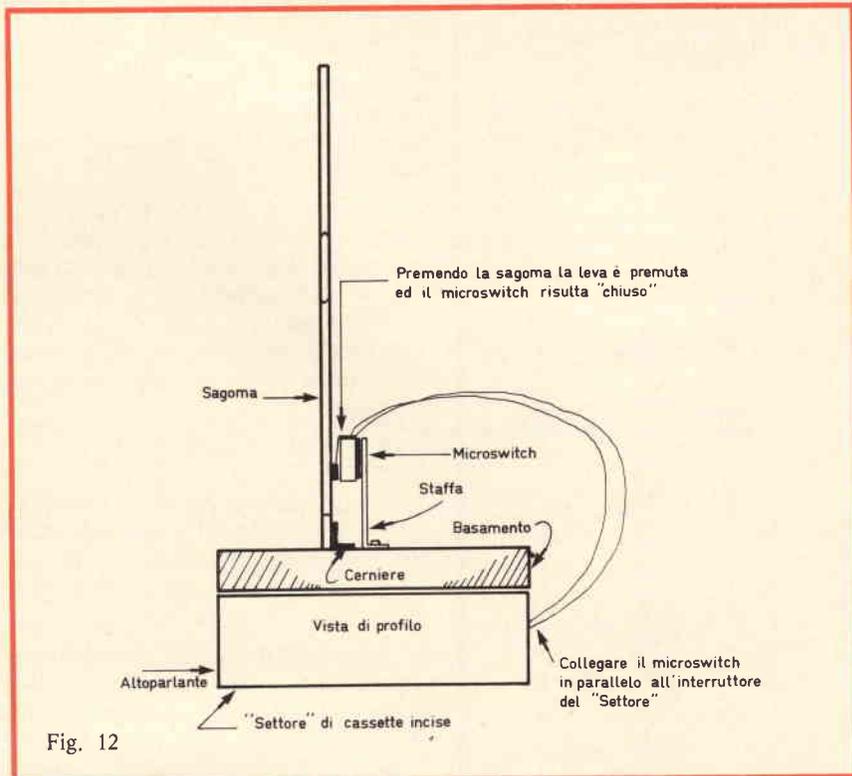
Il risultato?

Semplice, il destinatario del.... «dono» (?) eccitato dalla curiosità seguirà le istruzioni, ed il cane irratissimo dall'ultrasuono (che l'essere umano non può udire) si metterà a saltare da ogni parte, e magari anche ad abbaire con gran forza, provocando un finimondo di proteste da parte del vicinato.

Il buffo, o l'aspetto comico, se vogliamo, è che il padrone dell'animale non capirà assolutamente il motivo di tanta ira da parte di Fido (pochissimi conoscono i fischietti ad ultrasuoni e le loro caratteristiche) ed allibirà!

IDEA NUMERO SETTE

Uffà, d'accordo, l'idea numero sei è perfida, ma ogni tanto, un piccolo scherzo ci vuole, andiamo! Ma torniamo in un idilliaco clima Natalizio ed al nostro Pierino casalingo. Ha egli una bicicletta? Certamente sì. Ed è munita la sua bici-



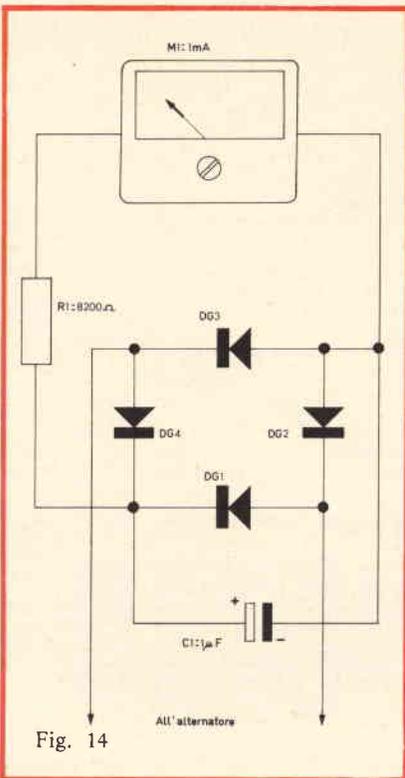


Fig. 14

cletta di regolamentare impianto di illuminazione? Speriamo di sì.

Ebbene, se per le Feste volete veder Pierino tutto felice, perché non gli regalate un **contachilometri da ciclo?**

Idea folle? No, non troppo! Pensate all'orgoglio del ragazzino che possiede (lui solo) la bici con tanto di indicatore della velocità, e pensate anche a come potrà eventualmente essergli utile l'indicatore durante le gite, oltre che per pavoneggiarsi.

Come si realizza il contachilometri?

Facile. Se l'impianto d'illuminazione è presente, il generatore sarà la cosiddetta «dinamo», che poi in effetti è un alternatore, mossa dal copertone anteriore.

Questo dispositivo, quando ruota, eroga una tensione pari a 2-7V, a seconda della velocità del suo albero, quindi della ruota che lo comanda. Sia minore la velocità del

mezzo e minore sarà la tensione, come ben sa ogni ciclista che deve calare la luce del fanale in curva ed in molte altre occasioni in cui sarebbe utile, rallentando, ottenere una **maggiore** luce.

Ebbene, per realizzare il contachilometri, basterà allora prendere un rettificatore a ponte, un condensatore, una resistenza, un milliamperometro, et voilà! La figura 14 mostra il relativo circuito, del tutto elementare.

Il montaggio del contachilometri può essere effettuato in una scatola plastica che contenga ogni parte; affrancata al manubrio sopra al fanale, nella posizione dove le motociclette hanno il loro tachimetri.

L'unica parte «noiosa» di questa realizzazione è la taratura della scala dello strumento, che deve essere effettuata a «paragone» con una moto o altro mezzo dotato di un indicatore tradizionale.

Se però il ragazzo è spiritoso, non può essere scartata a priori l'idea di realizzare una scala «Hip» o «Fantastiscala» che rechi all'inizio: «Dai fiaccone, pedala!» per poi riportare al centro: «Beh, mica male!» ed in seguito «Veloce!» poi «Campionissimo!» ed in fine «Vai piano che ti rompi l'osso del collo, a questa andatura!» O frasi analoghe, logicamente scritte con un carattere piccolino: fig. 15.

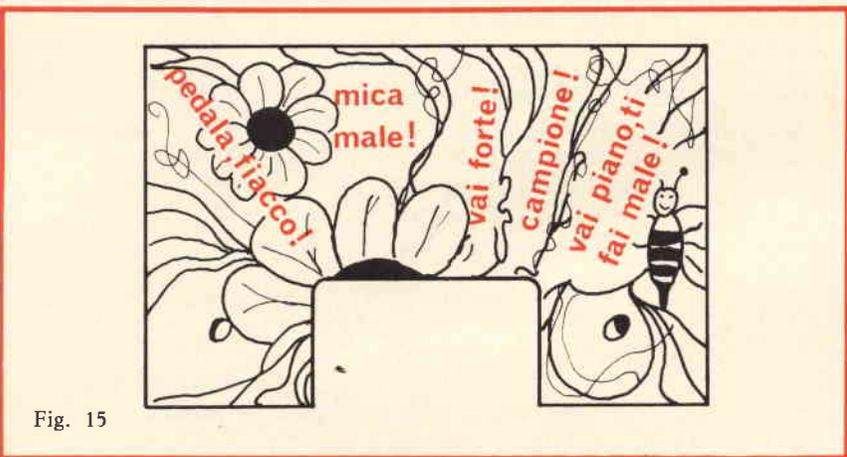


Fig. 15

IDEA SETTE BIS

Recipe: Collegare in serie al generatore (fig. 16) un diodo Zener che alimenti un cicalino quando la tensione erogata superi i 6-7V; logicamente si dirà al pargolo che quando il cicalino suona la velocità massima è raggiunta.

L'indicatore servirà ottimamente per le corse tra amici; infatti solo chi riesce a far suonare l'avvisatore sarà considerato un forte ciclista. Peccato che questo genere di gare conduca presto alla distruzione della bicicletta ma è certo meglio avere un ragazzo soddisfatto ed una ciclo scassata, che un pargolo imbronciato ed annoiato, il solito «piagnoncino» che «non sa cosa fare».

Dimenticavamo, scusate: Buon Natale!

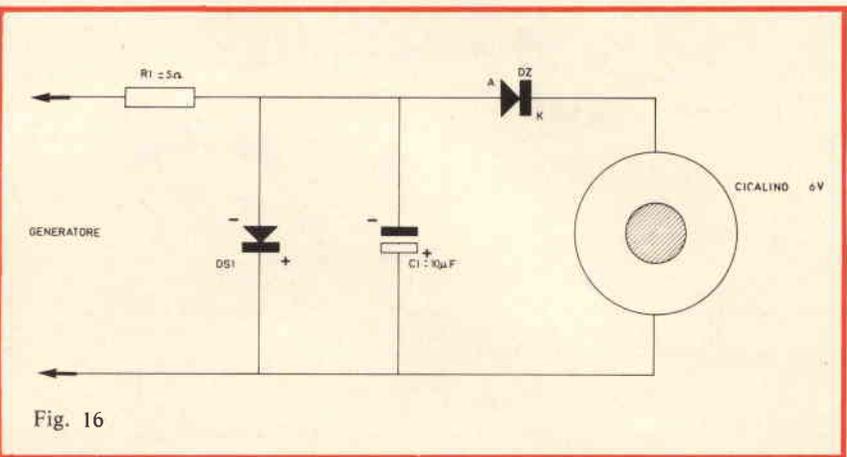


Fig. 16

ELENCO DEI COMPONENTI

CIRCUITO DI FIGURA 1/B

- B** : pila da 67,5 V, oppure da 90 V
C1 : condensatore stiroplastico da 150.000 pF
LpN : lampada al neon da 67,5 V
R1 : resistore da 4,7 M Ω , 1/2 W - 10%.

NOTA: Il valore di R1 deve essere aggiustato a seconda della cadenza del lampeggio desiderata, eventualmente in unione al valore del C1.

CIRCUITO DI FIGURA 2

- B** : pila da 9 V
Ap1 : altoparlante da 0,2 W - 40 Ω
Ap2 : come Ap1
Ap3 : come Ap1
C1 : condensatore ceramico da 100.000 pF/15VL
C2 : come C1
C3 : come C1
FR1 : fotoresistore da 0,2 W
FR2 : come FR1
FR3 : come FR1
R1 : resistore da 100 Ω , 1/2 W - 10%
R2 : come R1
R3 : come R1
Re1 : trimmer potenziometrico lineare da 25.000 Ω
Re2 : come Re1
Re3 : come Re1

CIRCUITO DI FIGURA 5

- B** : pila da 9 V
DG1 : diodo al silicio EC401 (SGS) o equivalente
FR1 : fotoresistore da 0,2 W
RY1 : relè tipo per radiocomando, bobina da 47 Ω
S1 : interruttore unipolare
TR1 : transistor NPN al silicio, BC108 o similare

CIRCUITO DI FIGURA 8

- M1** : microamperometro da 500 μ A fs. (vedi testo)
PC : pila solare al silicio o al selenio International Rectifier B2/M, B4/M
R1 : potenziometro lineare da 5.000 Ω

ASSEMBLY DI FIGURA 12

- MS** : microswitch con azionamento a leva

CIRCUITO DI FIGURA 14

- DG1** : diodo al Germanio o al Silicio per segnali, OA95, 1N914, EC401 e simili
DG2 : come DG1
DG3 : come DG1
DG4 : come DG1
C1 : condensatore elettrolitico da 1 μ F/25 VL
M1 : indicatore a bobina mobile: 1 mA fs.
R1 : resistore da 8200 Ω , 1/2 W - 10%

ERSA

Tip 16



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

ERSA Tip 16

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

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

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

TRIANGOLO DI SEGNALAZIONE STRADALE A LUCI ROTANTI

a cura di FRANTOS

Riportiamo in questo articolo un circuito lampeggiatore, che fa accendere in sequenza 12 lampadine, accoppiato a un triangolo di segnalazione per autoveicoli.

Tutti i nostri lettori avranno potuto constatare personalmente l'utilità del triangolo di segnalazione in caso di sosta forzata della macchina.

Spesso però, specialmente di notte, il triangolo normale è scarsamente visibile; per questa ragione presentiamo un triangolo di segnalazione fornito di 12 lampadine di bassa potenza che si accendono secondo una sequenza regolare.

Il principio su cui si basa questa frequenza di accensione è identico a quello impiegato per le insegne luminose.

L'accensione e lo spegnimento delle lampadine vengono programmati con un sistema che utilizza degli elementi logici T.T.L.

Vediamo ora le caratteristiche tecniche e tecnologiche di questi elementi.

LOGICA T.T.L.

La sigla T.T.L. significa «Transistor - Transistor - Logic», ciò vuol dire che lo stadio d'ingresso di questi circuiti è formato solamente da transistori.

Vediamo quali sono i vantaggi dei circuiti T.T.L.:

- 1) Tempi di risposta brevi (dell'ordine di 10 ms).
- 2) Buona immunità al rumore.
- 3) Possibilità di collegare diversi circuiti fra di loro senza l'aggiunta di componenti supplementari e senza prendere particolari precauzioni.
- 4) Possibilità di collegare all'uscita di uno di questi elementi almeno 10 ingressi di altri elementi.

scita di uno di questi elementi almeno 10 ingressi di altri elementi.

- 5) Prezzo d'acquisto molto basso, dovuto anche alla grande richiesta.

La maggior parte dei circuiti integrati che si impiegano normalmente si presentano in contenitori «dual in line», cioè come quello raffigurato in fig. 1. Si tratta di un corpo sagomato che racchiude il circuito integrato vero e proprio, le cui uscite sono disposte su due linee parallele. La disposizione e il collegamento sul circuito stampato sono abbastanza facili da effettuare. E' necessario però conoscere la disposizione di ciascun terminale, e questo si può vedere in fig. 2. Il punto di riferimento è rappresentato dalla piccola tacca che si trova su tutti i circuiti integrati.

PORTE AND e PORTE NAND

Le porte di tipo AND vengono definite tali quando all'ingresso di un circuito si ha un cambiamento

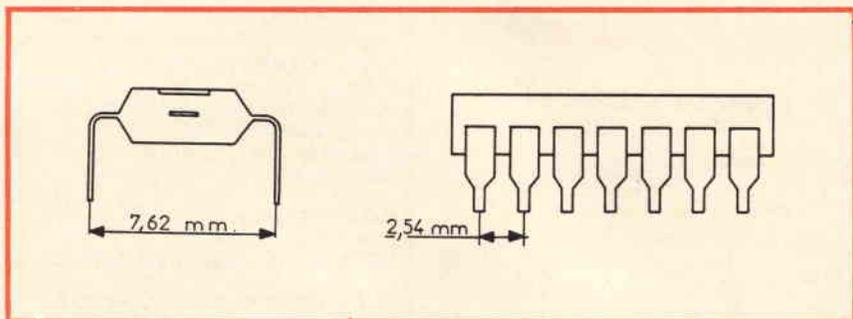


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro di un circuito integrato in contenitore «dual in line».

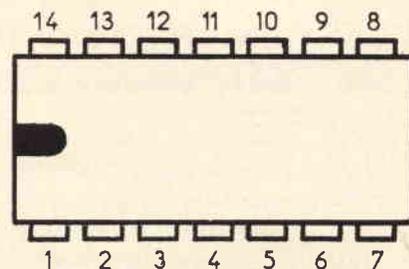


Fig. 2 - Numerazione dei piedini del circuito integrato.

di stato, l'informazione ritrovata in uscita è allo stesso livello di quella esistente agli ingressi.

Di conseguenza si può affermare che i livelli d'ingresso e di uscita sono in fase.

I circuiti integrati impiegati nel nostro circuito sono di tipo NAND, cioè il cambiamento di stato provoca all'uscita un livello inverso a quello che si trova all'ingresso.

CIRCUITI D'IMPIEGO

Il montaggio in questione impiega 4 circuiti integrati così ripartiti:
1) Due circuiti integrati tipo SN7400N (vedere fig. 3); ognuno di questi comprende 4 porte NAND a 2 ingressi.

In fig. 3 è riportata anche la tabella di riferimento di ciascuna porta con la quale si può ricavare lo stato all'uscita S in funzione dei livelli applicati a ciascuno dei due ingressi E1 ed E2.

Il livello 0 corrisponde ad una uscita nulla rispetto al negativo dell'alimentazione (in realtà qualche decina di volt) e il livello 1 corrisponde a una tensione di uscita positiva rispetto al negativo dell'alimentazione (da 3 a 4 V).

2) Il circuito integrato SN7413N (fig. 4), è un doppio trigger di Schmitt.

Ciascuno di questi trigger è una porta NAND a 4 ingressi che ha un guadagno molto elevato. Come tutti i trigger di Schmitt, la curva ingresso-uscita ha la forma di una isteresi.

In pratica, la tensione necessaria all'ingresso per fare diminuire il potenziale di uscita è inferiore a quella che fa aumentare questo potenziale di un valore molto diverso. Questo principio richiama la curva di isteresi di un circuito magnetico, come si può vedere in fig. 4/a.

3) Il circuito integrato SN7493N riportato in fig. 5 ha la funzione di divisore di frequenza (divide per 16). Sulle quattro uscite si trovano i segnali di frequenza divisi per 2, 4, 8, e 16. Questo circuito è formato da 4 flip-flop di tipo «Master-Slave». Il primo flip-flop è separato dagli altri tre in modo che il circuito possa essere usato per altri scopi. Nel nostro caso sono montati in cascata fra di loro.

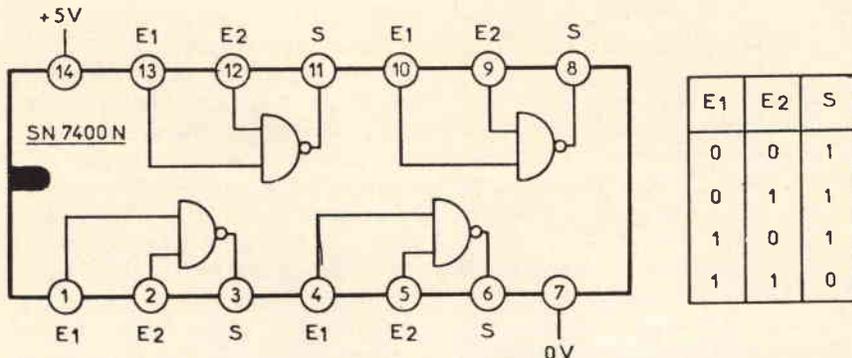


Fig. 3 - Circuito interno del circuito integrato SN7400N con relativa tavola della verità.

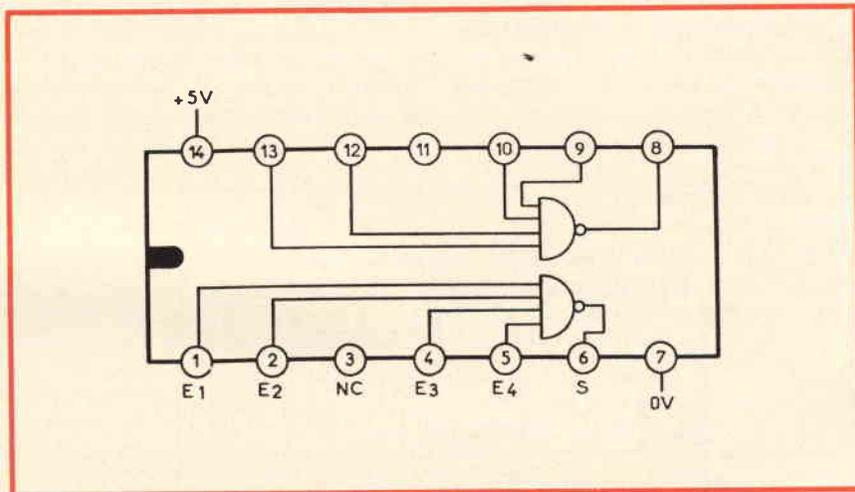


Fig. 4 - Schema elettrico interno del circuito integrato SN7413N.

Una porta a due ingressi NAND permette di mettere il contatore a zero per mezzo dell'applicazione di un livello 1 sui suoi ingressi. Ricordiamo che il flip-flop «Master-Slave» possiede 2 circuiti bistabili, uno il «Master» assoggetta l'altro, lo «Slave».

In un flip-flop normale il cambiamento di stato si effettua invece al momento della salita dell'impulso di comando.

In un flip-flop «Master Slave» la salita dell'impulso non provoca, dei cambiamenti di stato in uscita. Il cambiamento di stato si effettua alla ricaduta dell'impulso. La tavola della verità riportata in fig. 5 indica lo stato delle quattro uscite, A - B - C e D secondo il numero dell'impulso applicato. Naturalmente lo stato delle uscite viene inteso al momento in cui l'impulso diminuisce.

TRIANGOLO DI SEGNALAZIONE

Passiamo ora alla descrizione vera e propria del nostro circuito. In fig. 6 abbiamo riportato un esempio di realizzazione del triangolo di segnalazione dove sono state applicate le 12 lampadine. Queste 12 lampadine impiegate in 4 gruppi di 3 si illuminano alternativamente secondo una sequenza che darà l'impressione di luci rotanti.

SCHEMA TEORICO

In fig. 7 è riportato lo schema elettrico del lampeggiatore. Come si può vedere, il primo trigger di Schmitt del circuito integrato SN 7413N, è montato come multivi-

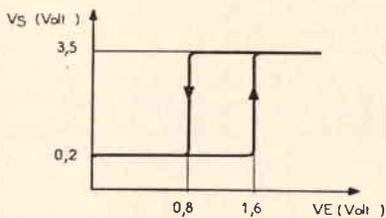


Fig. 4a - Curva d'isteresi di un circuito magnetico.

bratore la cui frequenza è data dalla costante di tempo RC. In pratica, il trigger serve per invertire all'uscita il segnale che era applicato all'ingresso, si recupera quindi, attraverso il resistore R, la tensione di uscita per applicarla all'ingresso con un tempo di ritardo proporzionale alla costante di tempo del circuito RC.

Il secondo trigger dello stesso circuito integrato serve a mettere in forma i segnali di uscita del primo trigger in modo da ottenere dei segnali rettangolari. Ricordiamo che, nel caso del nostro circuito, i 4 ingressi di ciascun trigger sono collegati fra di loro. I valori di R e di C riportati sullo schema (300 Ω - 470 μ F) fanno oscillare il sistema su una frequenza di circa 6 Hz.

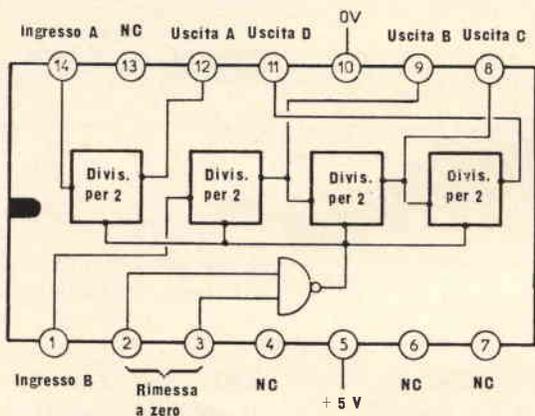
Quando si vuole variare la frequenza, è consigliabile non variare il valore del resistore se non per piccoli valori ($\pm 30 - 40 \Omega$), essendo questo valore adattato alla impedenza d'ingresso del circuito. Sarà quindi conveniente agire sul condensatore C diminuendo il suo valore se si vuole aumentare la frequenza, aumentandolo invece se si vuole una frequenza più bassa.

Si ottengono così dei segnali rettangolari aventi un'ampiezza di circa 3 V che vengono applicati all'ingresso del circuito integrato SN 7493N, divisore per 16. Solo le uscite F/2 e F/4 vengono usate per la decodifica che precede l'alimentazione delle lampadine. Queste due informazioni vengono quindi prelevate nei punti A (F/2) e B (F/4) del circuito divisore di frequenza.

Nel nostro caso, per effettuare una decodifica a 4 uscite, avremo bisogno di segnali negati che scriveremo \bar{A} e \bar{B} . Le informazioni A e B si faranno passare attraverso 2 porte NAND che ci daranno i due segnali negati.

Si dispone così di 4 informazioni: A, B, \bar{A} e \bar{B} che verranno applicati 2 a 2 a 4 porte NAND a 2 ingressi (SN7400N) che daranno in uscita 4 segnali ritardati nel tempo, la cui frequenza sarà uguale a un quarto della frequenza pilota.

Sono queste 4 informazioni che vanno a pilotare, attraverso i punti di base, i 4 transistori 2N2219 seguiti dai transistori 2N1711. Questi alimentano a loro volta i quattro gruppi di tre lampadine. E' necessario ricordare che se i circuiti integrati vengono alimentati a 5 V, le lampadine e i transistori sono alimentati a 12 V; di conseguenza si avrà un cambiamento di livello all'uscita dei transistori.



Numero dell'impulso	Uscita A	Uscita B	Uscita C	Uscita D
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Fig. 5 - Circuito interno del circuito integrato SN7493N con relativa tavola della verità.

DUE PROGRAMMI POSSIBILI

Agendo in modo adeguato sull'invertitore 1, si possono effettuare due programmi diversi di lampeggio. Vediamo quindi cosa succede nelle 2 posizioni di questo invertitore:

1) Posizione bassa:

L'invertitore mantiene l'ingresso della porta NAND allo stato zero. L'uscita di questa porta darà dunque uno stato 1 in permanenza; questo permette di polarizzare le porte invertendo le informazioni A e B in modo tale che queste informazioni vengano ritrasmesse all'uscita come A e \bar{B} .

Tenendo l'invertitore in questa posizione, il ciclo di funzionamento

delle lampadine darà l'impressione della rotazione delle luci attorno al triangolo.

2) Posizione alta:

l'invertitore 1 alimenta l'ingresso della porta per l'uscita del divisore per 16 del circuito integrato SN 7493N. Durante un semiciclo, questo ingresso avrà un livello 1 e quindi tutto funzionerà come se si fosse in posizione bassa. Durante l'altro semiciclo, sarà applicato un livello 1 che avrà come effetto di bloccare le 2 porte invertendo le informazioni A e B.

La prima porta di decodifica verrà anch'essa bloccata e alla sua uscita si troverà un livello 0 in permanenza.

Il transistor 2N2219 sarà dunque bloccato e il 2N1711 diverrà conduttore e alimenterà le lampadine che si troveranno alle tre sommità del triangolo.

Gli altri 3 circuiti di decodifica, faranno lampeggiare le loro lampadine rispettive in momenti diversi le une dalle altre, provocando un lampeggiamento.

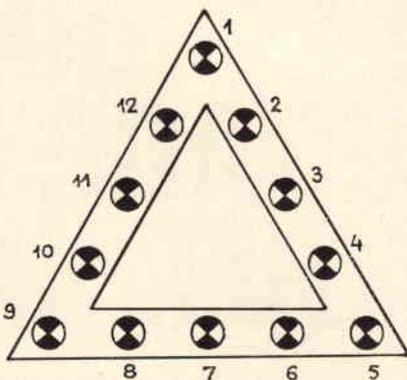


Fig. 6 - Esempio di disposizione delle lampadine sul triangolo di segnalazione.

ALIMENTAZIONE

Il circuito richiede una alimentazione di 12 V, cioè la tensione della batteria dell'autoveicolo. A questo scopo sarà necessario effettuare una presa sulla macchina oppure sfruttare la presa dell'accendisigari. Per alimentare gli integrati sarà sufficiente prelevare una parte della tensione di batteria, con l'aiuto di un diodo Zener che dovrà dare circa 5 V e non superare per

nessuna ragione il valore minimo di 4,75 V e quello massimo di 5,25 V.

Il diodo Zener dovrà sopportare delle variazioni di corrente di un centinaio di mA e quindi dissipare circa 1/2 W. Il diodo usato nel nostro circuito ha una potenza nominale di 1 W e quindi ha un buon margine di sicurezza. I disturbi parassiti provenienti dagli altri circuiti della macchina vengono eliminati da un condensatore ceramico da 47 nF collegato in parallelo al diodo Zener e da un altro condensatore da 100 µF.

REALIZZAZIONE PRATICA

In fig. 8 è riportato lo schema di cablaggio del circuito e in fig. 9 il relativo circuito stampato.

Dopo aver sistemato i vari componenti sulla piastrina, si effettuano le saldature. Le quattro uscite di collettore dei transistori 2N1711 dovranno essere collegate ciascuna a un gruppo di 3 lampadine collegate in parallelo.

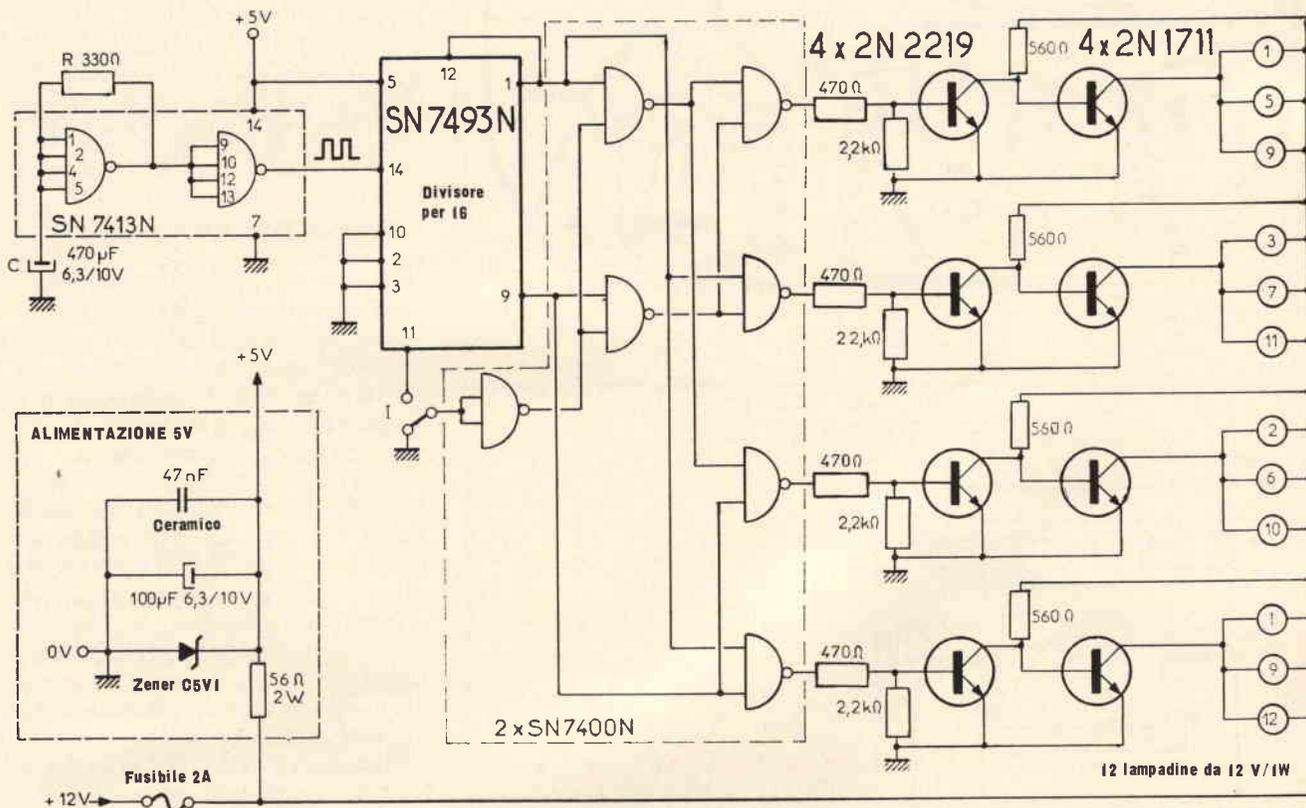


Fig. 7 - Schema elettrico del circuito lampeggiatore. I resistori sono da 1/4 W. Le lampadine sono da 12 V/1 W. Il fusibile è da 1,6 A ritardato. Il commutatore è di tipo unipolare.

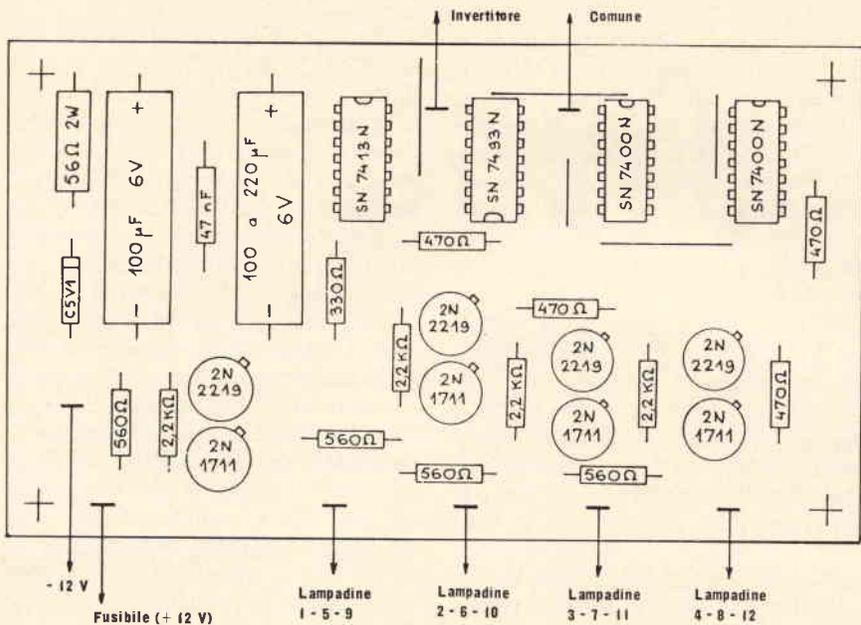


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla piastrina a circuito stampato.

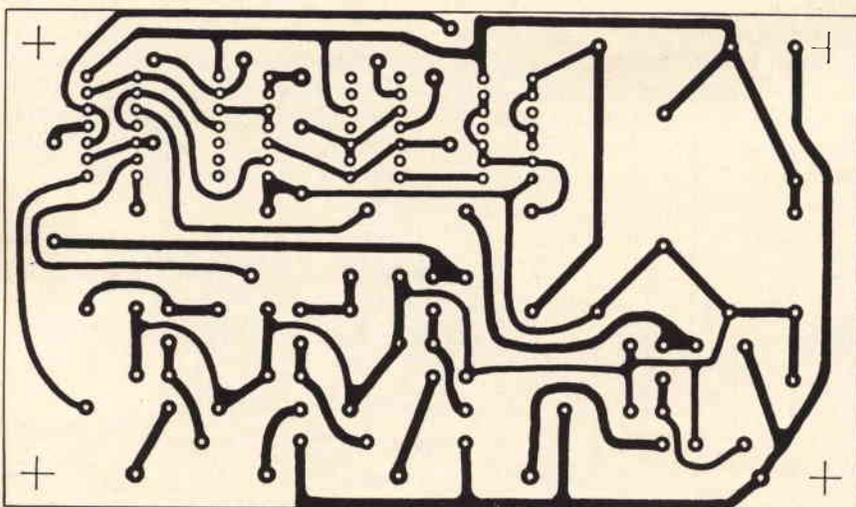


Fig. 9 - Circuito stampato.

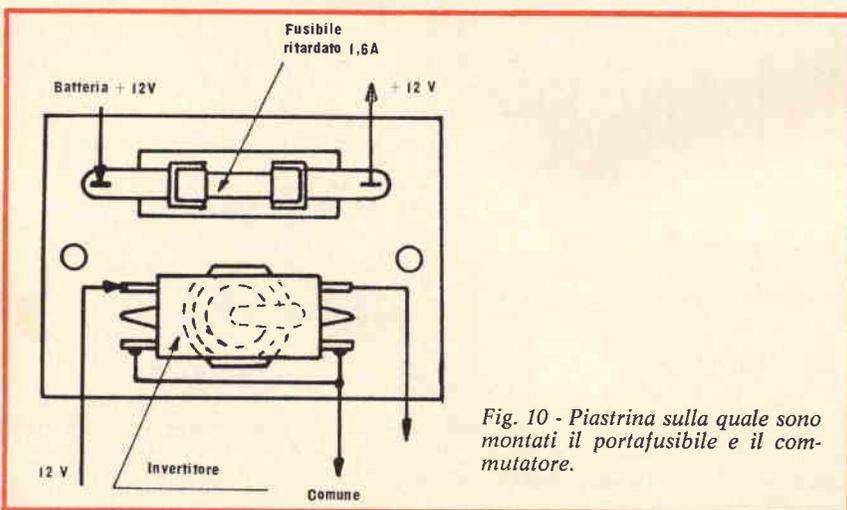


Fig. 10 - Piastrina sulla quale sono montati il portafusibile e il commutatore.

I quattro gruppi di lampadine sono così costituiti:

- lampadine 1,5 e 9
- lampadine 2,6 e 10
- lampadine 3,7 e 11
- lampadine 4,8 e 12.

Il punto comune delle 12 lampadine dovrà essere collegato al positivo dell'alimentazione a 12 V dopo il fusibile. I due terminali dell'invertitore che vanno al circuito stampato saranno rispettivamente il punto comune e il punto di contatto detto «posizione alta».

Il terzo punto di questo invertitore (posizione bassa) sarà collegato al negativo dell'alimentazione che arriva al circuito stampato. Il terminale positivo sarà collegato all'uscita del fusibile e il terminale negativo direttamente al terminale della batteria.

Su un'altra piastrina isolante separata si potranno montare il deviatore e il portafusibile, come è riportato in fig. 10. Il collegamento alla batteria si effettua per mezzo di un cavetto a due conduttori. La scelta della sistemazione e del fissaggio dei diversi elementi sul triangolo è lasciata all'iniziativa dei lettori. L'unica raccomandazione che facciamo è quella di prevedere una copertura isolante per proteggere i circuiti in caso di pioggia.

MESSA A PUNTO

Il dispositivo dovrebbe funzionare immediatamente. Dopo diverse ore di funzionamento, i transistori di uscita hanno mantenuto una temperatura di funzionamento accettabile e quindi non è necessario disporre alcun dissipatore di calore.

Anche la frequenza di funzionamento che determina il tempo di lampeggiamento dell'insieme è risultata esatta. Naturalmente, le dispersioni nei valori dei componenti, specialmente nei condensatori elettrolitici, possono determinare una variazione nella frequenza di funzionamento.

Ricordiamo però che, se si vorrà variare questa frequenza, si potrà cambiare il valore del condensatore C fino ad ottenere la frequenza di lampeggiamento desiderata.

I MODULATORI ELETTRACUSTICI DI LUCE

a cura di L. FERRARI

Generalmente, si utilizzano quattro modulatori, ciascuno dei quali comanda un gruppo di lampade del medesimo colore.

Affinché tutti i gruppi di lampade non siano modulati nello stesso modo, si può comandare ogni modulatore per mezzo di differenti fonti elettro-acustiche. Un gruppo può essere così comandato dal ritmo di una tromba, un altro dal ritmo della batteria e così di seguito... Ciò presuppone che si abbiano a disposizione tanti microfoni, preamplificatori e logicamente gruppi di lampade da modulare (fig. 1). Quando non si dispone che di una sola fonte di musica (un solo microfono) o quando si riproduce della musica registrata, si può comandare ciascun modulatore per mezzo di una banda di frequenze della stessa musica.

L'insieme di frequenze può così essere frazionato in parecchie bande, con l'aiuto di filtri appropriati che lasciano passare solo la banda desiderata.

L'uscita di ciascuno di questi filtri comanderà un modulatore, cioè un gruppo di lampade di un colore (fig. 2).

COMPOSIZIONE

Ogni modulatore si compone di:

— Un gruppo di comando a distanza.

— Un blocco di potenza al quale sono collegate le lampade.

I modulatori elettroacustici di luce consentono di far variare l'intensità luminosa di uno o diversi gruppi di lampade incandescenti, per comando manuale oppure al ritmo di una musica. In questo ultimo caso, l'apparecchio è comandato per mezzo di un segnale a bassa frequenza, prelevato da un preamplificatore, da un amplificatore oppure da un banco di comando (regia).

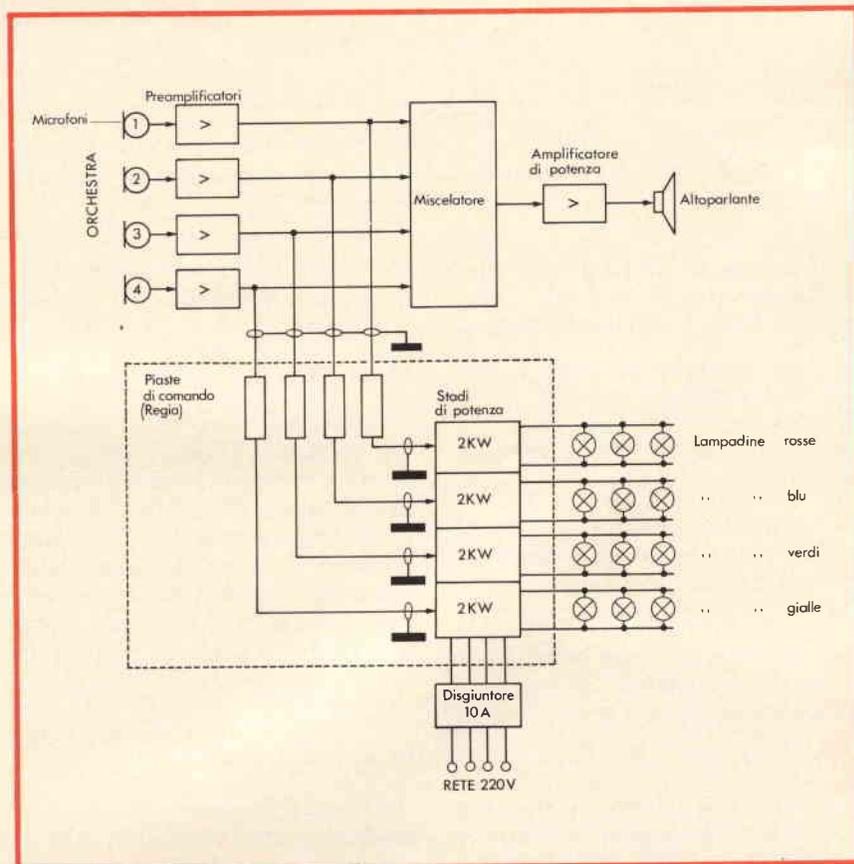


Fig. 1 - Schema di principio: in generale si utilizzano quattro modulatori, ognuno dei quali comanda un gruppo di lampade dello stesso colore.

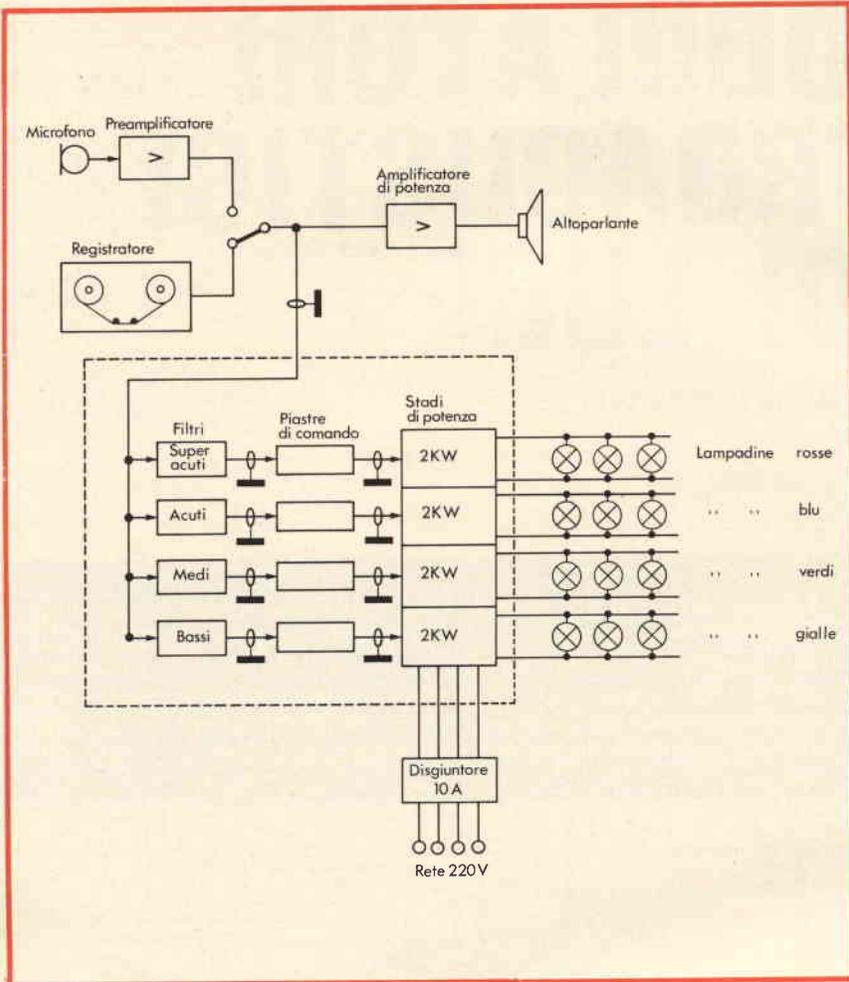


Fig. 2 - Ogni modulatore si compone di un blocco di potenza e di un gruppo di comando a distanza che si possono collocare su di un banco di regia.

Il gruppo di comando può essere installato su di un banco di comando (regia). Esso comprende:

- Una leva che permette di passare dal comando manuale al comando automatico. Nella posizione media si spegne l'illuminazione del gruppo di lampade in esame.
- Un potenziometro a cursore che consente di regolare la potenza del gruppo di lampade quando si comanda automaticamente.
- Una manopola che permette di regolare la potenza del gruppo quando si comanda manualmente.
- Un indicatore di colore.

Il blocco di potenza, comandato per mezzo del gruppo di comando è alimentato a 220 V 50 Hz in monofase, preferibilmente in trifase. La sua potenza nominale è di 2

kW ma si possono costruire apparecchi per qualsiasi altra potenza.

FUNZIONAMENTO

L'intensità luminosa aumenta via via che l'intensità sonora aumenta e viceversa. Tuttavia se l'intensità sonora diminuisce al di sotto di un certo livello, i comandi manuali si rimettono automaticamente in servizio fino a quando il suono aumenta di intensità. Si evita così che le lampade si spengano tra due audizioni.

INSTALLAZIONE

Prima di incominciare l'installazione è prudente informarsi che la rete luce possa facilmente fornire la necessaria potenza al complesso delle lampade installate. Per esem-

pio, se si hanno quattro gruppi di 2 kW, la potenza totale raggiungerà in certi momenti gli 8 kW.

Il secondo punto da verificare, è la fonte di bassa frequenza. Ci vuole una tensione di circa 1 V in B.F. per il massimo di luce. Un segnale di questo livello è normalmente disponibile all'uscita di un preamplificatore o di un amplificatore. Si può installare il banco di comando ad una qualsiasi distanza dalle luci.

Lo stesso dicasi per il contenitore dei blocchi di potenza. E' necessario che il cavo che trasmette gli impulsi di comando sia blindato. Ricordiamo che bisogna prevedere un disgiuntore all'ingresso della rete, per proteggere tutta l'installazione. Ricordiamo ugualmente che è preferibile effettuare l'installazione in trifase per evitare di perturbare la rete con delle brusche variazioni di tensione.

PROGRAMMATORE

Oltre al sistema di modulazione della luce per mezzo del suono, si può installare un programmatore che è realizzato su una piastra, studiata per essere montata vicino al gruppo di comando. Essa comporta:

— 6 tasti, di cui uno solo alla volta può restare innestato. Essi permettono di scegliere sei programmi di illuminazione.

— 24 potenziometri rotativi destinati a regolare l'intensità della luce di ciascuno dei quattro gruppi di lampade che abbiamo preso per esempio, e questo per ciascuno dei sei programmi previsti. La regolazione di questi ventiquattro tasti è fatta in anticipo. In seguito, per passare da un programma di illuminazione ad un altro, sarà sufficiente premere il tasto corrispondente. Il tempo di passaggio da un colore ad un altro può essere regolato da un potenziometro situato in basso sulla piastra. Questo dispositivo è indipendente dal comando automatico e le regolazioni delle combinazioni di illuminazione sono fisse. Il dispositivo può essere utilizzato tanto nella illuminazione di scene che in quella di diversi tipi di locali come bar, club, ecc.

amplificatore lineare per la banda 2 - 10 m

a cura del dott. A. RECLA

radioamatori

Nei trasmettitori installati a bordo di veicoli la tensione, come è noto, è di 6, 12, 24 V. In questi casi si impone l'uso dei transistori e lo stadio che presenta le maggiori difficoltà è lo stadio d'uscita. Nel presente articolo diamo un esempio di calcolo di uno stadio finale di un trasmettitore.

Il presente articolo tratta del calcolo applicato ad uno stadio finale lineare impiegabile nella banda da 2 a 10 m. Siccome però gli stadi a transistori forniscono la massima potenza solo con adattamento corretto, il calcolo viene applicato alla fase di entrata e di uscita. Il calcolo si riferisce ai due transistori RCA 2N3375 e 2N3632. I risultati per quest'ultimo sono posti fra parentesi.

CONSIDERAZIONI FONDAMENTALI

Poiché lo stadio di uscita deve funzionare in classe B, l'angolo di circolazione della corrente è di 90°. La tensione di alimentazione U_b viene fissata in 24 V, e la corrente di picco I_{pp} a 1,5 A per il 2N3375 e 3A per il 2N3632. Il consumo di corrente continua (P_{in}) si calcola con $I = 0,33 I_{pp}$, ossia $I = 0,5$ A (1 A). Il valore di picco dell'onda fondamentale è $i_{c1} = 0,5 I_{pp} =$

$= 0,75$ A (1,5 A). Con questi dati è possibile calcolare gli altri valori importanti.

La resistenza di carico del collettore R_c è:

$$R_c = \frac{U_b}{i_{c1}} = \frac{24}{0,75} = 32 \Omega$$

(16 Ω).

Per la massima potenza d'uscita P_{out} diviene:

$$P_{out} = \frac{U_b^2}{2 \cdot R_c} = \frac{24^2}{64} = 9 \text{ W}$$

(18 W),

e il rendimento η risulta:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{9}{24 \cdot 0,5} = 0,75 = 75\%$$

(75%).

la potenza dissipata è:

$$P_{tot} = P_{in} - P_{out} + P_p,$$

dove P_p è la potenza di pilotaggio. Con una potenza di pilotaggio di, per es., 1 W risulta $P_{tot} = 12 - 9 + 1 = 4$ W (7 W). Siccome in pratica sono necessarie delle potenze di pilotaggio maggiori occorre provvedere ad un buon raffreddamento.

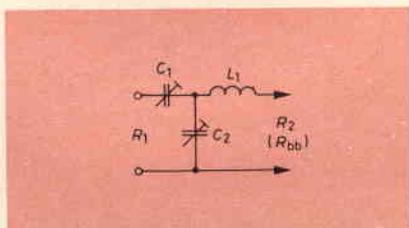


Fig. 1 - Circuito d'ingresso.

CIRCUITO D'INGRESSO

La Fig. 1 mostra il circuito d'ingresso che adatta la resistenza $R_1 = 60 \Omega$ alla resistenza di base R_{bb} del transistor (10 Ω per il 2N3375 e 5 Ω per il 2N3632). Per un buon rendimento viene fissato un fattore di merito $Q_b = 5$.

Si ottiene:

$$X_{L1} = Q_b \cdot R_2 = 5 \cdot 10 = 50 \Omega$$

(25 Ω);

$$X_{C1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2(Q_b^2 + 1)}{R_1} - 1}$$

$$= 60 \cdot \sqrt{\frac{10 \cdot (25 + 1)}{60} - 1}$$

$$= 109 \Omega \text{ (68 } \Omega);$$

$$X_{C2} = \frac{R_2(Q_b^2 + 1)}{Q_b} \left(1 - \frac{X_{C1}}{Q_b \cdot R_1} \right)$$

$$\left(\frac{1}{1 - \frac{109}{5 \cdot 60}} \right) = \frac{10 \cdot (25 + 1)}{5}$$

$$= 78 \Omega \text{ (33 } \Omega).$$

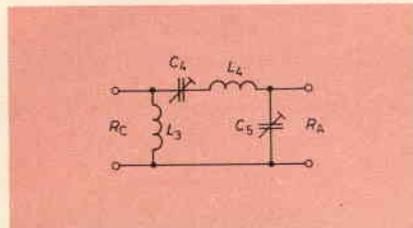


Fig. 2 - Schema del circuito d'ingresso.

TAB. I - Valore dei componenti impiegando il 2N3375

	80 m	40 m	20 m	15 m	11 m	10 m	2 m	0,7 m
C ₁	400 pF	200 pF	100 pF	75 pF	55 pF	50 pF	10 pF	5 pF
C ₂	560 pF	280 pF	140 pF	105 pF	75 pF	70 pF	14 pF	7 pF
L ₁	2,2 μH	1,1 μH	0,55 μH	0,42 μH	0,3 μH	0,28 μH	0,055 μH	0,026 μH
C ₄	360 pF	180 pF	90 pF	65 pF	47 pF	45 pF	8,5 pF	4,25 pF
C ₅	720 pF	360 pF	180 pF	135 pF	95 pF	90 pF	18 pF	9 pF
L ₃	4,5 μH	2 μH	0,8 μH	0,6 μH	0,55 μH	0,5 μH	0,04 μH	0,015 μH
L ₄	6,4 μH	3,2 μH	1,6 μH	1,2 μH	0,85 μH	0,8 μH	0,16 μH	0,08 μH

TAB. II - Valore dei componenti impiegando il 2N3632

	80 m	40 m	20 m	15 m	11 m	10 m	2 m	0,7 m
C ₁	700 pF	350 pF	125 pF	120 pF	100 pF	62 pF	12 pF	6 pF
C ₂	1300 pF	650 pF	325 pF	240 pF	170 pF	162 pF	32 pF	16 pF
L ₁	1,2 μH	0,6 μH	0,3 μH	0,21 μH	0,16 μH	0,15 μH	0,03 μH	0,0015 μH
C ₄	700 pF	350 pF	125 pF	120 pF	100 pF	62 pF	12 pF	6 pF
C ₅	1300 pF	650 pF	325 pF	240 pF	170 pF	162 pF	32 pF	16 pF
L ₃	7 μH	2,5 μH	0,8 μH	0,6 μH	0,4 μH	0,3 μH	0,03 μH	0,005 μH
L ₄	3,2 μH	1,6 μH	0,8 μH	0,6 μH	0,45 μH	0,4 μH	0,08 μH	0,04 μH

TAB. III - Dati di avvolgimento delle bobine per la banda 2 m e 10 m

Bobina	Spire	Filo	∅ mm	Lunghezza bobina
Banda 2 m				
L ₁	2	1 mm CuAg	9	5
L ₃	3	1 mm CuAg	9	7
L ₄	6	1 mm CuAg	9	20
Banda 10 m				
L ₁	8,5	1 mm CuAg	9	20
L ₃	11	1 mm CuAg	9	20
L ₄	14	1 mm CuAg	9	20

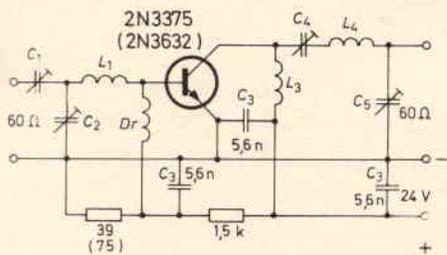


Fig. 3 - Schema del circuito dell'amplificatore lineare.

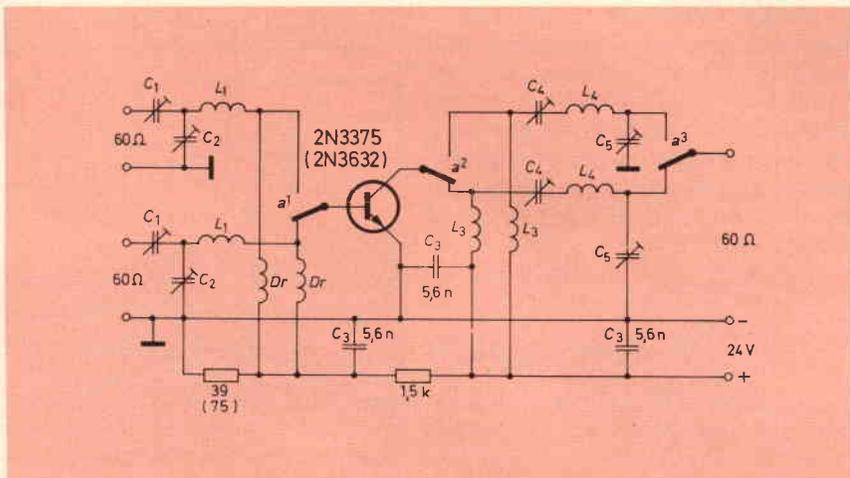


Fig. 4 - Esempio di circuito per la commutazione a relè della banda 2 ÷ 10 m.

CIRCUITO DI USCITA

Nella fig. 2 è rappresentato il circuito di uscita. Esso adatta la resistenza di carico del collettore $R_C = 32 \Omega$ (16 Ω) alla resistenza di uscita di antenna $R_A = 60 \Omega$. La bobina L_3 compensa la capacità di uscita C_o del transistor (ca. 20 pF). Per il calcolo delle reattanze fu scelto $Q_b = 4$.

$$X_{C4} = Q_b \cdot R_C = 4 \cdot 32 = 128 \Omega \quad (64 \Omega);$$

$$X_{C5} = \frac{R_A}{\sqrt{\frac{R_A \cdot (Q_b^2 + 1)}{R_C \cdot Q_b^2} - 1}}$$

$$= \frac{60}{\sqrt{\frac{60 \cdot (16 + 1)}{32 \cdot 16} - 1}} = 62,5 \Omega (35 \Omega).$$

Per X_{L3} si ottiene:

$$X_{L3} = \frac{X_{C4}}{\frac{Q_b \cdot R_c}{X_{C0}} + 1}$$

Con $C_0 = 20 \text{ pF}$ ($X_{C0} = 50 \Omega$ per 2 m rispettivamente 260Ω per 10 m) si ottiene:

$$X_{L3} = 36 \Omega (28 \Omega) \text{ per } 2 \text{ m}$$

$$X_{L3} = 85 \Omega (51 \Omega) \text{ per } 10 \text{ m.}$$

Per X_{L4} si ottiene infine:

$$X_{L4} = X_{C4} \cdot \left[1 + \frac{R_c}{Q_b \cdot X_{C5}} \right]$$

$$= 128 \cdot \left[1 + \frac{32}{4 \cdot 62,5} \right]$$

$$= 144 \Omega (70 \Omega).$$

I valori risultanti dai calcoli così effettuati per le bobine e i condensatori sono stati riportati nella tabella I (per 2N3375) e II (per 2N3632).

IL CIRCUITO COMPLETO

Il circuito completo dell'amplificatore lineare è rappresentato in fig. 3. A seconda della banda desiderata si scelgono i valori corrispondenti dalla tabella I o II. Per la banda 2 m come trimmer si usa un 30 pF e per la banda 10 m un 150 pF . I dati di avvolgimento delle bobine per la banda 2 e 10 m sono indicati nella tabella III.

L'elevato prezzo del transistoro giustifica anche una commutazione a relè fra 2 m e 10 m. Molti amatori ricevono la banda di 2 m e la banda 10 m, utilizzando il ricevitore da 10 m come convertitore.



Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi microsolco

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

RC/0548-00

Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi microsolco

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

RC/0549-00

Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi normali e microsolco

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

RC/1062-00

Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi normali e microsolco

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

RC/1064-00

Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi normali e microsolco

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

RC/1066-00

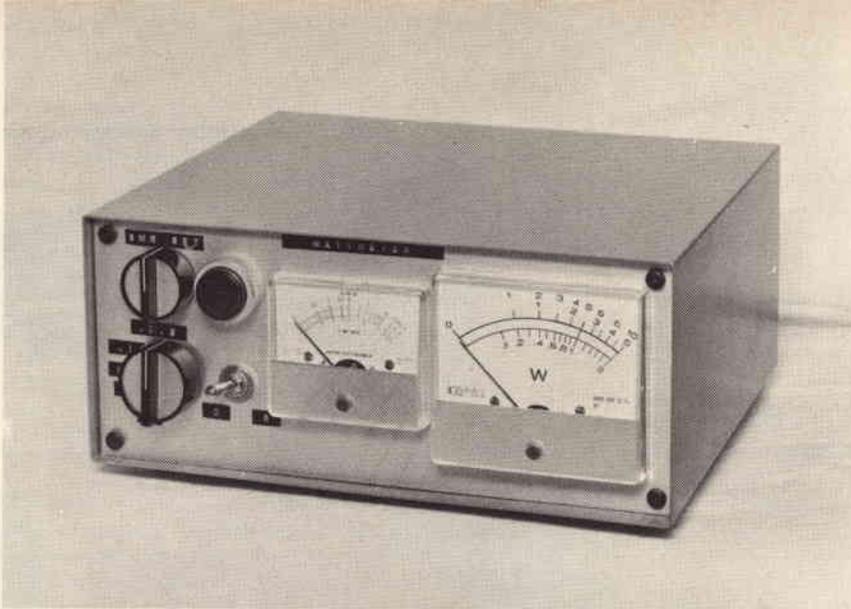
Cartuccia magnetica Con puntina in diamante per dischi normali e microsolco

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

RC/1068-00

cartucce magnetiche

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**



WATTMETRO A RADIOFREQUENZA

di Giuseppe CONTARDI

In questo articolo descriviamo un carico fittizio, o dummy load, con accoppiato un wattmetro a radiofrequenza e un ros-metro.

Questi apparecchi, necessari alla messa a punto dei ricetrasmittitori e delle antenne, sono anche reperibili in commercio ma con prezzi più che rispettabili. Per un wattmetro veramente buono bisogna spendere almeno 100.000 lire che, per uno strumento, non è poco!

Il costo complessivo dell'apparecchio che vi presentiamo, completo di ros-metro, si aggira sulle 65.000 lire e considerato che un ros-metro decente costa circa 30.000 lire il prezzo è giustificato.

Affinché un trasmettitore funzioni nelle migliori condizioni deve essere adeguatamente «caricato». Normalmente questo carico si ottiene mediante una appropriata antenna, che risuona sulla frequenza di emissione del trasmettitore. Dovendo accordare o riparare un trasmettitore, e non avendo a disposizione una antenna funzionante sulla frequenza di emissione del trasmettitore, ci si trova in difficoltà in quanto non si può caricare adeguatamente l'uscita del TX. A questo punto viene in aiuto il carico fittizio, che, contrariamente all'antenna, la cui frequenza di risonanza è determinata dall'induttanza e dalla capacità propria, o più semplicemente dalla lunghezza, è un carico puramente resistivo e di conseguenza completamente aperiodico.

Infatti, come tutti ben sapete, l'impedenza dell'antenna dipende da un grande numero di fattori: dall'altezza del tetto, dai dati fisici (lunghezza), dagli isolatori usati per fissare l'elemento radiante, dalla posizione rispetto alla terra e anche dalla frequenza.

Quindi per avere un'impedenza costante per un vasto campo di frequenze non resta che usare un carico puramente resistivo e anti-induttivo.

Con il carico fittizio oltre ad avere la possibilità di caricare il trasmettitore per una vasta gamma di frequenze, si evitano completamente le emissioni inutili che altrimenti si avrebbero con l'antenna, cosa questa molto utile onde evitare di creare QRM inutili sulle bande dilettantistiche già fin troppo piene.

In figura 1 è visibile lo schema elettrico dell'apparecchio.

Questo carico fittizio è stato calcolato per avere un'impedenza d'ingresso di 50Ω . Questa impedenza, essendo il dummy load puramente resistivo e non induttivo, coincide con la resistenza.

Per avere 50Ω ho utilizzato 94 resistori da 4700Ω collegati in parallelo; devo precisare che 94 sono i resistori teorici necessari, infatti $4700 : 94 = 50$, ma, a causa delle tolleranze, ne sono stati sufficienti 92. La dissipazione così ottenuta è di $92 \times 2 = 184 \text{ W}$; per aumentare questa dissipazione si raffreddano i resistori mediante dell'olio per trasformatori, così si può anche arrivare a dissipare, per brevi istanti, potenze dieci volte superiori di quelle possibili se fossero raffreddati in aria, abbiamo quindi la bellezza di 1800 W di dissipazione.

I resistori devono avere una tolleranza del 5% con 2 W di dissipazione a 70°C ed isolamento in lacca.

Per evitare di superare la temperatura massima di 70°C ho messo all'esterno della scatola del carico fittizio, un termostato che, quando la temperatura dell'olio supera i 50°C , fa accendere una spia rossa, posta sul pannello frontale.

IL WATTMETRO

Quando il carico fittizio è collegato ad un trasmettitore, ai capi delle resistenze si sviluppa una tensione a radiofrequenza. Detta tensione è direttamente proporzionale alla potenza erogata dal trasmettitore: infatti, sapendo che $W = I \times V$, si ottiene mediante opportune sostituzioni che: $W = I^2 \times R$ oppure che $W = V^2/R$.

Impiegando la seconda formula possiamo calcolare la V . Si avrà che $V = W \times R$. Con questa formula si può trovare la tensione presente sulle resistenze in funzione della potenza e della resistenza di carico.

Questa tensione è però alternata e per renderla misurabile bisogna raddrizzarla, con l'aiuto dei diodi $D1 \div D5$. E' stato necessario usare 5 diodi in serie al fine di po-

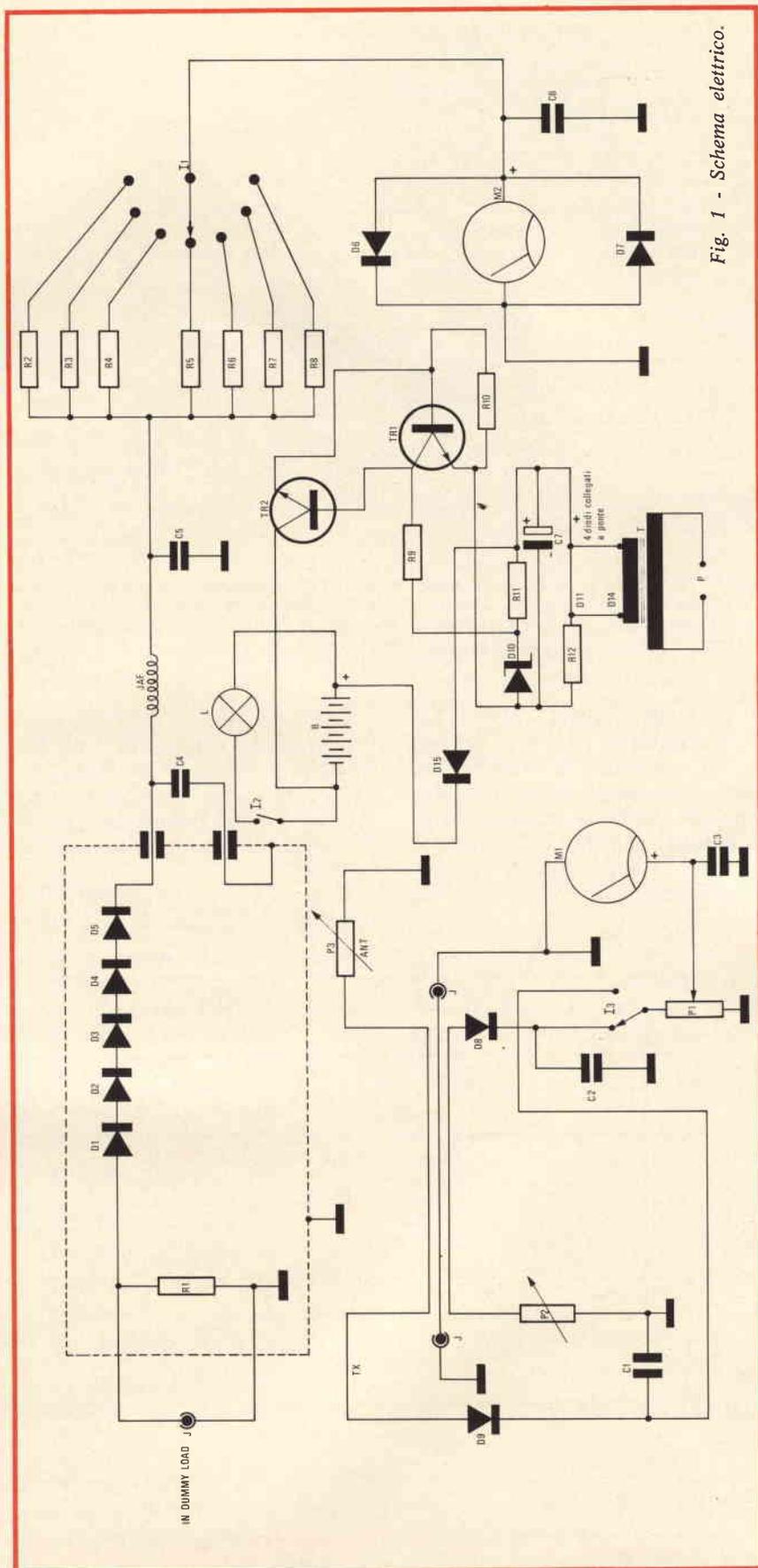


Fig. 1 - Schema elettrico.

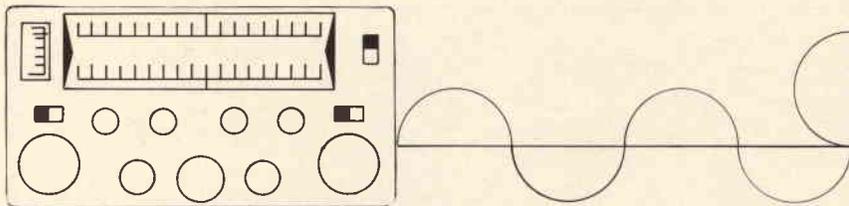


Fig. 2 - Quando i valori d'impedenza dell'antenna, dell'uscita del trasmettitore e della linea sono perfettamente identici non esiste alcun fenomeno perturbatorio ed il rendimento della linea è del 100%.

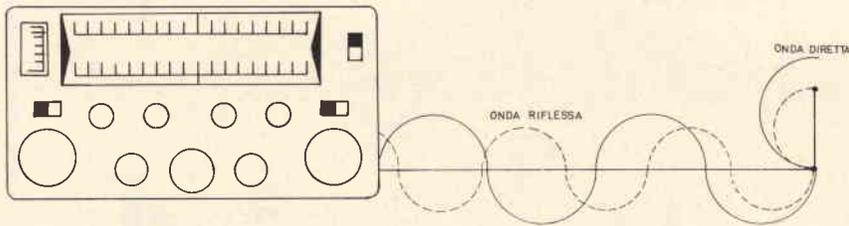


Fig. 3 - Se l'antenna non rimane nella frequenza di emissione, cioè quando la sua impedenza è diversa da quella d'uscita del trasmettitore e da quella del cavo, l'energia AF non viene totalmente irradiata dall'antenna perché una parte ritorna attraverso il cavo (onda riflessa) nello stadio finale del trasmettitore.

ter usare dei comuni OA95. Questo accorgimento si è reso necessario per aumentare la tensione massima sopportabile dai diodi, infatti per gli OA95, la massima tensione di funzionamento è di soli 90 V, mentre noi sulla portata di 1000 W abbiamo una tensione di ben 223,6 V.

Oltre a questi 5 diodi vi è un condensatore ceramico da 1 nF collegato in parallelo all'uscita che serve per eliminare ogni componente residua di radio frequenza in modo da avere in uscita una tensione continua.

Oltre a ciò è inserito un filtro passa-basso, formato da una impe-

denza in ferrite: la notissima VK 200 della Philips.

Per misurare questa tensione continua si impiega un microampmetro da 100 μ A fondo scala, usato come voltmetro.

Al fine di avere direttamente la lettura in watt dovrete tarare lo strumento in modo che, ad ogni portata corrisponda a fondo scala la tensione propria della portata wattmetrica; questi valori sono naturalmente validi se l'impedenza di carico è esattamente di 50 Ω .

Sempre per avere una lettura diretta dei watt ho provveduto a rifare la scala dello strumento, in seguito quando descriverò la messa a punto dirò, se non volete riportare la scala da me disegnata, come risolvere il caso.

E' importante non omettere i diodi D6 e D7 posti in parallelo allo strumento, essi servono da protezione contro i sovraccarichi e devono essere necessariamente al germanio, quelli al silicio hanno una tensione, oltre alla quale entrano in conduzione, più elevata di quelli al germanio.

I resistori che determinano le portate del wattmetro sono R2 - R8 e, in fase di taratura, sono quelli che andranno regolati.

Con ciò anche il wattmetro è finito. Parliamo ora della protezione

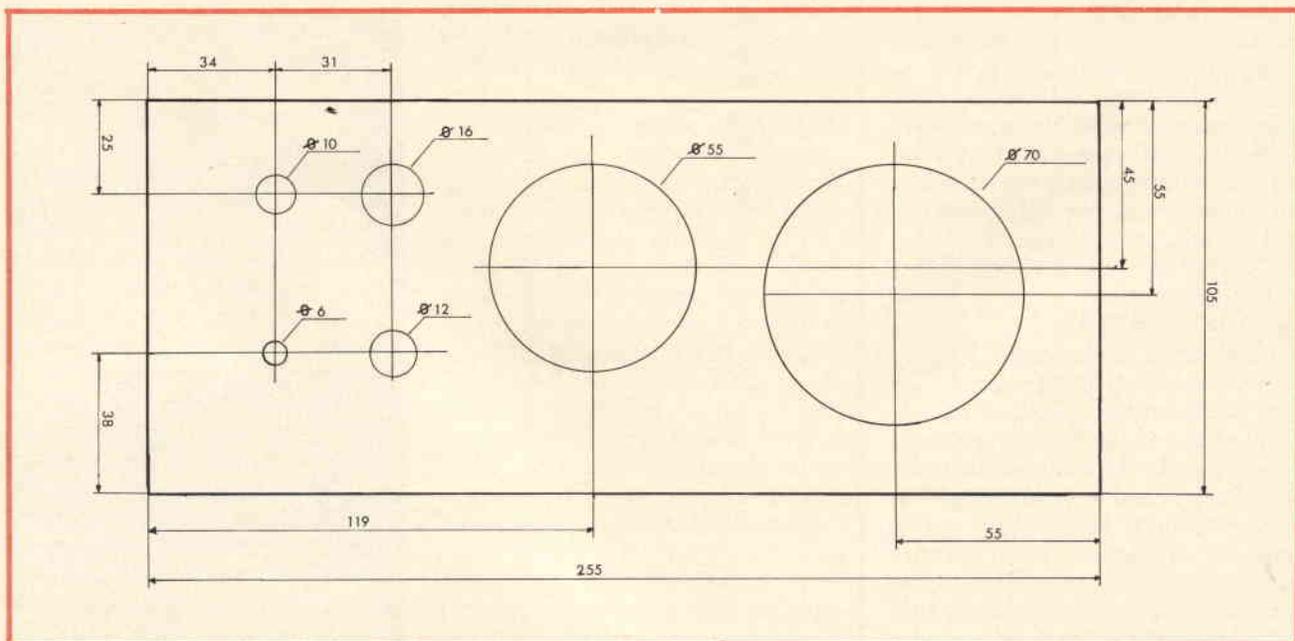


Fig. 4 - Piano di foratura del pannello frontale in scala 1 : 2.

contro l'aumento della temperatura.

Il cuore di questo dispositivo è costituito da un interruttore termico, questo interruttore, reperibile presso ogni sede della GBC con la sigla GL/0010-00, scatta a 50 °C e porta 2 A a 220 V.

La chiusura di questo interruttore causa l'accensione di una spia, posta sul pannello frontale. Al fine di rendere indipendente dalla rete luce questo circuito, e di conseguenza tutto il wattmetro, ho usato, per alimentare la lampadina, 4 accumulatori al nichel-cadmio posti in serie con un apposito circuito di ricarica.

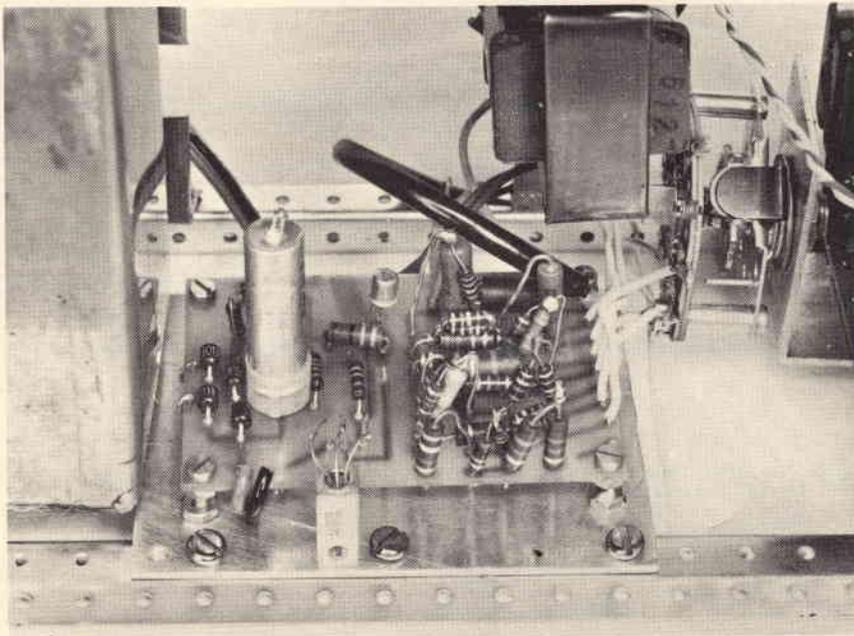
Il funzionamento del carica batterie è il seguente:

La tensione, dopo essere stata ridotta dal trasformatore a 12 V, viene raddrizzata da 4 diodi al silicio 10D1, collegati a ponte, ulteriormente livellata dal condensatore elettrolitico C7 ed infine stabilizzata dal diodo zener D10. Il transistor BC107 (TR1) provvede a regolare il flusso di corrente che attraversa il transistor AC181K (TR2); questa corrente è funzione della resistenza R10 da 27 Ω. Quindi via via che gli accumulatori si ricaricano la tensione ai loro capi aumenta progressivamente, ma nello stesso tempo diminuisce anche la tensione di base di TR1, questa diminuzione fa sì che il transistor TR2 eroghi una corrente perfettamente costante, come viene richiesto per gli accumulatori al nichel-cadmio.

IL ROS-METRO

Il ros-metro serve a misurare le onde stazionarie presenti in una linea di trasmissione. Queste si formano quando fra le varie parti di una linea trasmittente esiste un disadattamento di impedenza.

Consideriamo ora un trasmettitore, un cavo coassiale e un'antenna aventi tutti un'impedenza caratteristica di 50 Ω. In questo modo si ha un perfetto adattamento e quindi non si producono onde stazionarie; è però sufficiente variare uno di questi parametri che la linea di trasmissione diventa fonte di onde stazionarie.



La figura 2 mostra un perfetto adattamento d'impedenza tra i vari elementi. In questo caso il rendimento del trasmettitore è massimo poiché l'antenna rende il 100%.

La figura 3 illustra il caso in cui l'antenna non presenta una impedenza uguale a quella degli altri due parametri (impedenza di uscita del trasmettitore e impedenza caratteristica della linea). In questo caso l'antenna non risuona sulla frequenza di lavoro del trasmettitore e quindi riflette parte della radiofrequenza generata.

Ciò che a noi interessa è il rapporto delle onde stazionarie, quindi

di il rapporto fra l'impedenza di carico è l'impedenza della linea.

Se consideriamo che Z_o = impedenza caratteristica della linea Z_r = impedenza di carico, si hanno le seguenti formule:

$$\text{se } Z_o < Z_r \quad \text{R.O.S.} = Z_o/Z_r$$

$$\text{se } Z_o > Z_r \quad \text{R.O.S.} = Z_r/Z_o$$

Se un trasmettitore venisse fatto funzionare con R.O.S. infinito, ovvero con rendimento uguale a zero si avrebbe il surriscaldamento ed il rapido esaurimento della valvola finale e, nel caso di un circuito a transistori, questi defun-

CARATTERISTICHE TECNICHE

Dummy load

Gamma di frequenza:	2 - 60 MHz
Impedenza d'ingresso:	50 Ω
Massima potenza dissipabile:	2 kW
Stazionarie alle bande radiantistiche:	
80 - 40 - 20 - 15 m:	1 : 1
10 m:	1 : 1,2
Portata del wattmetro:	2-5-10-100-200-500-1000 W

Ros-metro

Gamma di frequenza:	2 - 144 MHz
Minimo pilotaggio:	1 W (misura eseguita sui 15 m)

— Lunghezza delle linee laterali
60 mm;

le linee laterali sono realizzate con
filo isolato in plastica del diametro
di 0,8 mm.

LA PARTE MECCANICA

Il contenitore da me usato ha
le seguenti dimensioni: 260x200x
x100.

Per tenere la sonda di carico
a bagno d'olio è necessario taglia-
re, in corrispondenza di essa,
115 mm della squadretta di an-
coraggio superiore, state attenti a
non tagliare anche il pezzo di la-
miera che regge il longherone, in-
cominciate quindi a tagliare a
12 mm dall'inizio del supporto.

In figura 4 è visibile il disegno
di foratura del pannello frontale,
su di esso vengono fissati, oltre ai
due microamperometri M1, M2, il
commutatore del wattmetro I1, il
potenziometro P1, l'interruttore I3
e la lampada spia L. Sul pannello
posteriore sono fissati i tre bocchet-
toni coassiali e la presa di alimen-
tazione del carica batterie.

Per fare i fori degli strumenti, vi
consiglio di utilizzare un seghetto
da traforo, con esso otterrete dei
fori precisi e senza sbavature.

Queste sono le uniche operazioni
meccaniche richieste. Ora passo a
descrivervi il contenitore del carico
fittizio.

Questa scatola va curata in modo
particolare perché viene riempita
di olio e quindi deve essere a
tenuta stagna. E' stata ricavata
da un foglio di ottone crudo di 1
mm di spessore, in figura 5 è visi-
bile il suo sviluppo laterale, mentre
in figura 6 il suo coperchio, per
il fondo è necessario realizzare una
piastra come da figura 6 senza fori.

Il coperchio è fissato alla scato-
letta mediante 20 viti da M3, ricor-
datevi quindi che i fori nella scato-
letta non vanno fatti di 3 mm ma di
2,5 mm e poi filettati a M3.

La figura 7 mostra il disegno
della piastra di sostegno dei resi-
stori di carico, di questo pezzo do-
vete realizzarne 4, in modo da ot-
tenere due piastre come illustrato
in figura 8.

Un particolare lavoro meccanico
va fatto sul bocchettone coassiale,

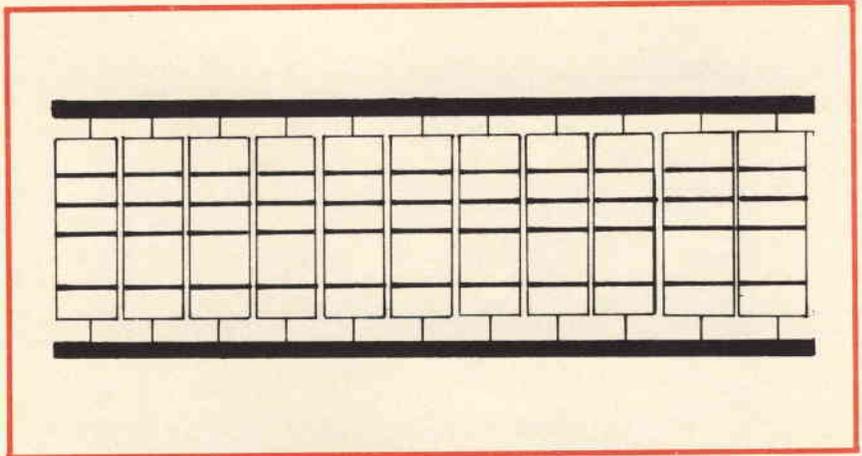


Fig. 8 - Quando avrete saldato le resistenze otterrete due gruppi simili a questo disegno.

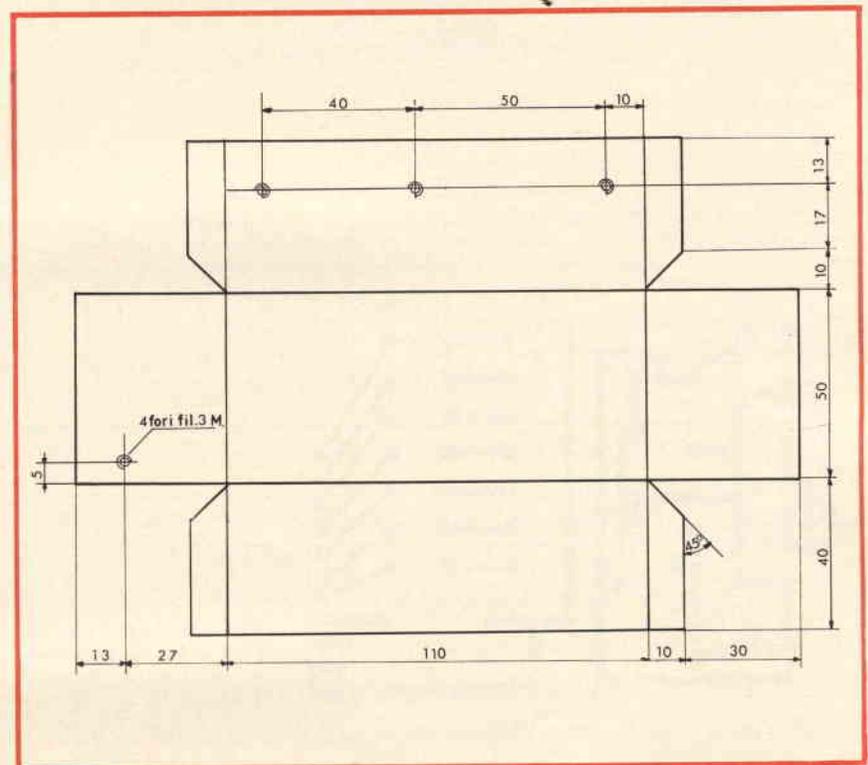


Fig. 9 - Sviluppo dello schermo del rosmetro. I fori è consigliabile farli dopo la piegatura della scatola.

infatti per renderlo stagno è neces-
sario mettere alcune gocce di plas-
t-pair in corrispondenza del contat-
to centrale, sul retro di esso, ricor-
datevi prima di fare ciò, di saldare
sul centrale uno spezzone di calza
metallica ricavata da un pezzo di
RG 58, dopo di che potrete saldarlo
alla scatola.

Oltre a questo bocchettone do-
vete saldare sulla scatola anche
due passanti che serviranno a por-

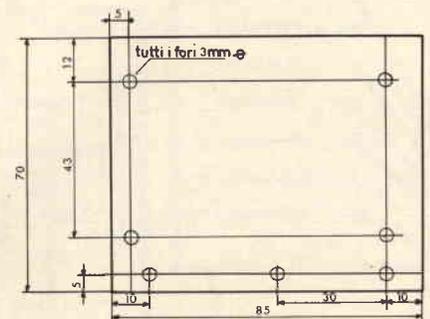


Fig. 10 - Supporto del circuito stampato.

tare all'esterno la tensione continua raddrizzata dai diodi D1-D5.

Le piastre con i resistori vengono fissate alle pareti mediante delle viti da M3 e sono distanziate da esse di dieci mm. L'interruttore termico è fissato all'esterno della scatola mediante una squadretta di ottone. Nella realizzazione di questa parte dovrete fare delle saldature

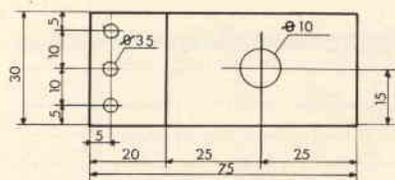


Fig. 11 - Squadretta di supporto del commutatore II.

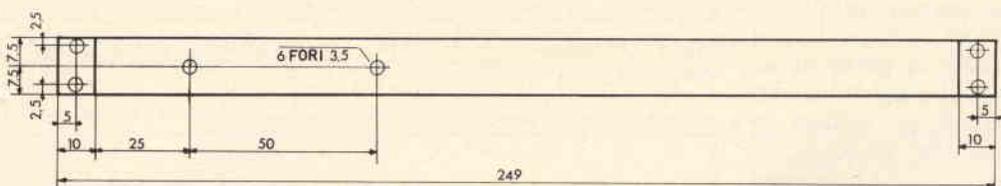


Fig. 12 - Longheroni di ottone che servono a reggere il trasformatore, le pile e il carico fittizio.

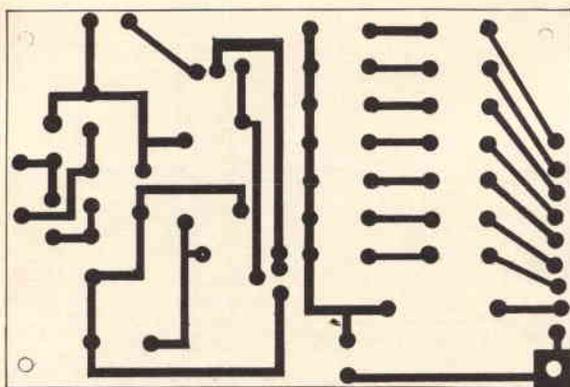


Fig. 13 - Circuito stampato visto dal lato rame. Il disegno è in scala 1:2.

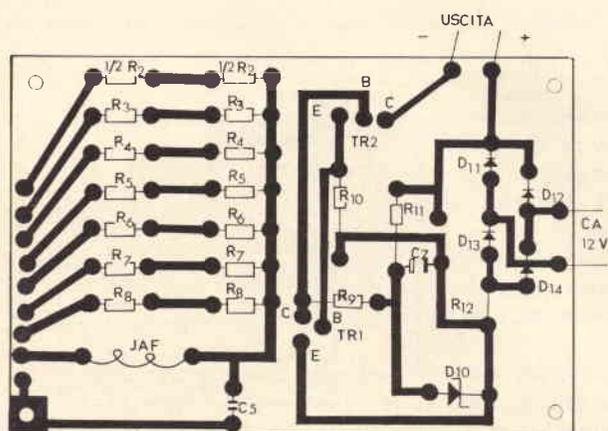


Fig. 14 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

ben fatte, con l'ausilio di un saldatore a gas e con un saldatore elettrico da almeno 100 W. Se non disponete di saldatore a gas potete riscaldare la scatola mediante un ferro da stiro posto sopra di essa oppure ponendola su un fornello a gas, dopo di che potrete fare agevolmente le saldature anche con saldatori attorno ai 50 - 100 W.

Usate in corrispondenza delle viti delle rondelle di fibra e non dimenticatevi di interporre tra scatola e coperchio l'apposita carta per le guarnizioni. Se disgraziatamente dovesse perdere olio da qualche vite potrete eliminare la perdita usando del mastice apposto ad esempio il Pik.

Se starete attenti a questi miei consigli in circa tre ore riuscirete a finire il vostro carico fittizio. Passiamo ora alla realizzazione del rosmetro. Per questo strumento è necessario fare un contenitore, che serve da schermo, (vedere disegno alla figura 9) anch'esso è ricavato da un foglio di ottone di 1 mm di spessore. Dopo averlo piegato viene saldato a stagno. I fori filettati corrispondono esattamente ai fori della squadretta di rinforzo del conteni-

tore; per fare uscire i fili del rosmetro dovreste fare due incavi in corrispondenza di essi.

Non dimenticatevi di fare in corrispondenza dei trimmers di taratura, dei fori in modo da poterli facilmente regolare senza togliere lo schermo.

In figura 15 è illustrato il montaggio pratico del rosmetro. Sono ancora necessarie due squadrette e due supporti. La prima squadretta regge il circuito stampato (vedere figura 10). La squadretta di figura 11 regge il commutatore di portata del wattmetro. Infine vi sono due longheroni d'ottone che si avvitano alla scatola, e servono per reggere il trasformatore, le pile, e il carico fittizio. Il loro disegno è visibile alla figura 12. Con questo anche la parte meccanica è terminata e possiamo quindi all'assemblaggio.

La figura 13 rappresenta il circuito stampato del carica batterie e del wattmetro, esso va realizzato in fibra di vetro; per il montaggio dei componenti vedere la figura 14. Questa parte è completamente acritica, dovete solamente avere la precauzione di usare per i resistori R2 R8 dei tipi all'1% di tolleranza per avere la necessaria precisione delle portate del wattmetro. Se volete evitare di usare resistori di precisione potete usare dei trimmers e poi regolarli fino ad avere lo stesso valore delle resistenze sostituite.

Vi raccomando le saldature, fatele ben calde! Il transistor AC187 K necessita di aletta di raffreddamento; avvitandolo direttamente a contatto del telaio si evita l'uso dell'aletta.

REPERIBILITA' COMPONENTI

Senz'altro vi sarete chiesti dove si possono trovare i vari componenti.

Nell'elenco dei materiali i componenti reperibili presso le sedi della GBC hanno a fianco il numero di codice, gli altri materiali sono reperibili rispettivamente presso:

MEGA ELETTRONICA

per gli strumenti di misura, dovreste richiedere una scala tarata in S.W.R. per il rosmetro, e per il wattmetro una scala in bian-

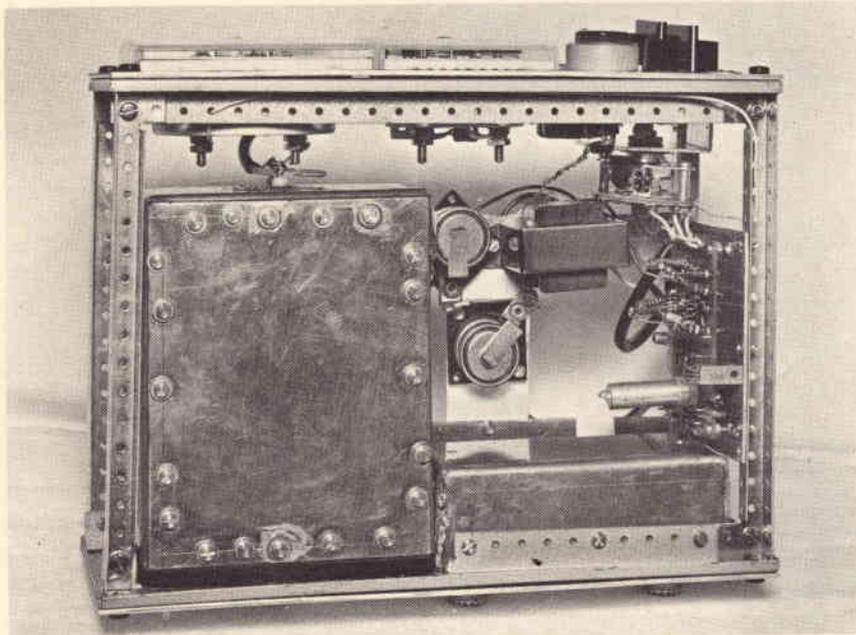


TABELLA 1

R.O.S.	Rendimento %	R.O.S.	Rendimento %
1 : 1	100 % (ideale)	1 : 2	89 %
1 : 1,11	99,5 %	1 : 2,6	80 %
1 : 1,22	99 %	1 : 5	75 %
1 : 1,5	96 %		

TABELLA 2 - Punti di taratura della scala del wattmetro

Scala 1° 2 watt				
0,1W=2,24V	0,2W=3,17V	0,3W=3,87V	0,4W=4,48V	0,5W=5 V
0,6W=5,48V	0,7W=5,91V	0,8W=6,33V	0,9W=6,71V	1W=7,05V
1,2W=7,75V	1,4W=8,37V	1,6W=8,95V	1,8W=9,49V	2W=10 V
Scala 2° 5 watt				
3W=12,25V	3,5W=13,23V	4W=14,15V	4,5W=15V	5W=15,82V
0,5W=5 V	1W=7,05V	1,5W=8,66V	2W=10V	2,5W=11,18V
Scala 3° 10 watt				
6W=17,33V	7W=18,71V	8W=20 V	9W=21,22V	10W=22,37V
1W=7,05V	2W=10 V	3W=12,25V	4W=14,15V	5W=15,82V
Altre portate				
100 W = 70,72 V	200 W = 100 V	500 W = 158,2 V	1000 W = 223,6 V	

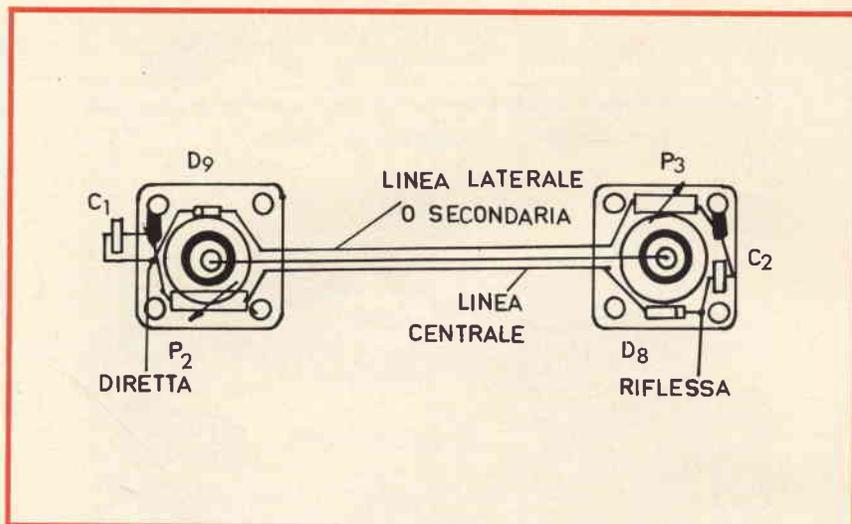


Fig. 15 - Montaggio pratico delle linee del ros-metro.

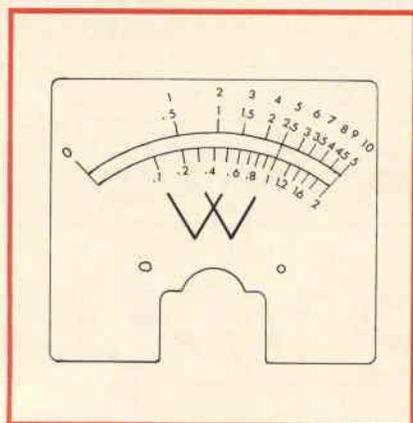


Fig. 16 - Scala del Wattmetro.

co sulla quale dovrete riportare quella da me disegnata (figura 16).

Ditta REINAX

per l'olio da trasformatori, necessario per il carico fittizio.

MESSA A PUNTO

Per la messa a punto del ros-metro procedete nel modo seguente:

Tarate per la massima indicazione del microamperometro il trimmer P3, per questa regolazione è necessario che il commutatore I3

sia in posizione diretta; dopo di che mettetelo sulla posizione riflessa e tarate per la minima lettura il trimmer P2.

Questa messa a punto è stata eseguita sui 15 m usando un rice-trasmittitore della Frontier e caricando l'uscita del trasmettitore con il carico fittizio realizzato e descritto in questo articolo.

Vi consiglio di regolare i trimmers con lo schermo già montato, in quanto detto schermo influisce sul punto di taratura dei trimmers.

Dopo averlo tarato inserite in circuito un altro ros-metro (quello usato è l'Osker SWR 200) per controllare la precisione di lettura.

In tabella 1 trovate il rendimento della linea di trasmissione in funzione delle onde stazionarie presenti. Questa tabella è molto interessante in quanto da essa si può sapere quanta radio frequenza irradia realmente una antenna.

Passiamo ora alla taratura del wattmetro. Se avete usato resistori di precisione e uno strumento da 100 μ A, non avete bisogno di nessuna taratura in quanto il valore dei resistori che determinano le portate è stato determinato con l'ausilio di un voltmetro digitale. Se invece volete risparmiare potete usare dei trimmers e poi regolarli per le varie portate.

Al fine di agevolare chi vuole usare i trimmers o chi desidera verificare la precisione di taratura potete trovare alla tabella 2 la corrispondenza tensione-watt per un carico di 50 Ω .

USO DEGLI STRUMENTI

Per misurare le onde stazionarie di una linea di trasmissione bisogna, dopo aver collegato il ros-metro in serie alla linea, commutare I3 in posizione «diretta» e mediante P1 portare a fondo scala l'indice dello strumento, dopo di che mettetelo in posizione «riflessa» e sullo strumento leggerete così direttamente le stazionarie. State attenti quando fate la prima regolazione a non far sbattere violentemente a fondo scala l'indice del microamperometro.

Per misurare la potenza è sufficiente collegare l'uscita del trasmet-



ELENCO DEI COMPONENTI	CODICE GBC
R1 : 94 resistori in parallelo da 4,7 k Ω 2W	DR/6602-47
R2 : 71 k Ω ottenuti con: 1 resistore da 51 k Ω 1 resistore da 20 k Ω	DR/8303-51 DR/8303-20
R3 : 115 k Ω ottenuti con: 1 resistore da 100 k Ω 1 resistore da 15 k Ω	DR/8304-10 DR/8303-15
R4 : 165 k Ω ottenuti con: 1 resistore da 160 k Ω 2 resistori da 10 k Ω	DR/8304-16 DR/8303-10
R5 : 540 k Ω ottenuti con: 1 resistore da 510 k Ω 1 resistore da 30 k Ω	DR/8504-51 DR/8303-30
R6 : 780 k Ω ottenuti con: 1 resistore da 510 k Ω 1 resistore da 270 k Ω	DR/8504-51 DR/8504-27
R7 : 1,4 M Ω ottenuti con: 1 resistore da 1 M Ω 2 resistori da 0,2 M Ω	DQ/0575-10 DR/8304-20
R8 : 2,4 M Ω ottenuti con: 2 resistori da 1 M Ω 2 resistori da 0,2 M Ω	DQ/0575-10 DR/8304-20
R9 : resistore da 10 k Ω - 0,33 W	DR/6103-10
R10 : resistore da 27 Ω - 0,33 W	DR/6100-27
R11 : resistore da 560 Ω - 0,33 W	DR/6101-56
R12 : resistore da 18 Ω - 0,33 W	DR/6100-18
P1 : potenziometro lineare da 10 k Ω	DP/1083-10
P2-P3 : potenziometri semifissi da 1 k Ω	DP/0112-10
C1-C2-C3 : condensatori da 1 nF	BK/6202-10
C5-C4-C6 : condensatori da 1 nF	BA/0360-24
C7 : condensatore elettrolitico da 500 μ F-25V	BK/9401-47
D1÷D9 : diodi OA95	YY/4289-00
D10 : diodo zener 1N753A	YY/1019-00
D11÷D15 : diodi 10D1	YY/1964-00
TR1 : transistorore BC107	YY/6235-90
TR2 : transistorore AC187K	YY/0067-01
Jaf : impedenza in ferrite VK 200	II/0150-04
B : 4 batterie in serie da 1,22 V	GG/0890-00
1 : portapile	GH/2280-00
L : portalampada	GH/0270-00
1 : lampadina	GN/0820-00
I1 : commutatore rotativo	GL/0010-00
I2 : microinterruttore termico	GL/3290-00
I3 : invertitore con leva a pera	GE/1470-00
P : spina bipolare	GQ/3140-00
J : presa da pannello	HT/3585-00
T : trasformatore d'alimentazione	
M1 : microamperometro da 50 μ A f.s.	
M2 : microamperometro da 100 μ A f.s.	

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
 VALVOLE
 TERMOJONICHE
 RICEVENTI
 PER
 RADIO
 TELEVISIONE
 E
 TIPI
 SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
 COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

titore all'ingresso del carico fittizio. Se non sapete più o meno le potenze in gioco vi consiglio di mettere il commutatore sulla portata massima e poi ridurla fino ad arrivare a quella che più si addice alla misura.

Vi ricordo infine che tutti i collegamenti devono essere realizzati usando cavo coassiale di 50 Ω d'impedenza, se le potenze in gioco sono inferiori ai 300 W potete usare l'RG 58, se invece sono supe-

riori dovete necessariamente usare l'RG8U.

Se qualche lettore trovasse delle difficoltà nella realizzazione di questo strumento mi scriva pure, il mio indirizzo è via Tolmezzo 12/2 Milano. Gli risponderò tramite la rivista o privatamente.

BIBLIOGRAFIA

The Radio Amateur's Handbook
 Carica batterie per accumulatori al Ni-Cd AMTRON.

UN RICEVITORE REFLEX A TRE TRANSISTORI

a cura di FRANTOS

L'interesse dimostrato dai nostri lettori per i radiorecettori, ci ha spinto a pubblicare questo circuito a tre transistori. Oltre alle onde medie, modificando in modo opportuno l'antenna, si possono ricevere anche le onde lunghe.

Il ricevitore che descriviamo è di tipo reflex, come si può notare nello schema elettrico di fig. 1. Nei ricevitori ad amplificazione diretta, molto spesso si usa questo genere di circuito che consiste nel fare eseguire ad uno stesso transistor due funzioni, quella di amplificatore a radio fre-

quenza e quella di preamplificatore di bassa frequenza.

Il transistor TR1 funziona come amplificatore RF e preamplificatore BF. Il primario della bobina L1 viene accordato, per mezzo del condensatore variabile C1, a seconda della frequenza da ricevere.

L2 trasmette le tensioni RF alla base del transistor TR1 che, essendo un AF124 o AF125, possiede una frequenza di taglio più che sufficiente per le funzioni di amplificatore RF.

L'alimentazione degli elettrodi del transistor TR1 si effettua per mezzo di una bobina d'arresto L3, posta sul circuito di collettore che ha una elevata impedenza.

Il resistore R1 serve a polarizzare in modo conveniente la base di TR1.

Allo scopo di aumentare la selettività del ricevitore si effettua una presa sull'avvolgimento L1 alla 4^a o 5^a spira dal lato massa e si collega un condensatore variabile per regolare l'effetto di reazione. In fig. 2 è riportata una possibile variante da effettuare sullo stadio rivelatore. In esso si può notare che il condensatore variabile è stato sostituito con un potenziometro lineare da 50 k Ω associato a un condensatore da 1 nF. Questo sistema permette, a condizione che i fili di collegamento restino molto corti, un dosaggio più preciso della reazione. Le tensioni RF appariranno poi sul collettore di TR1 grazie alla bobina L3 che presenta un'impedenza elevata.

Il diodo D1 funziona da rivelatore. Dopo quest'ultima funzione le

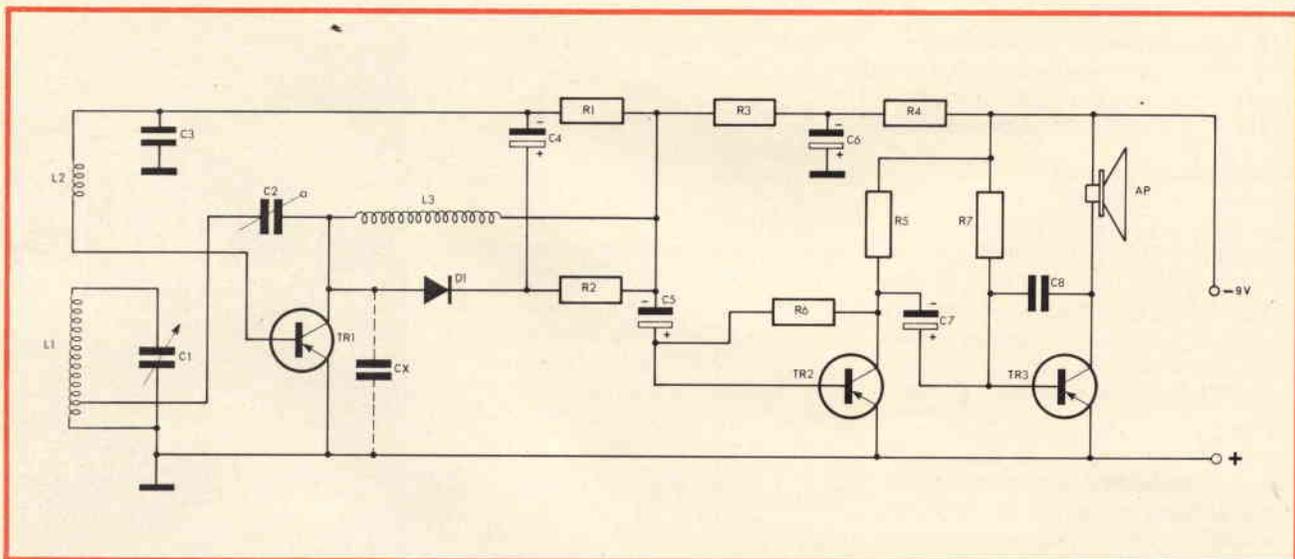


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore reflex a tre transistori.

tensioni BF vengono rinviate, per mezzo del condensatore C4, sulla base di TR1 che funziona quindi da preamplificatore di bassa frequenza.

Come si può vedere dallo schema, vi è un condensatore C_x collegato fra l'emettitore e il collettore di TR1 che evita i rischi di innesco; il suo valore massimo non dovrà superare i 47 pF.

Le tensioni di bassa frequenza vengono a questo punto applicate a un secondo stadio preamplificatore del tipo a emettitore comune semplificato. Il resistore R6, collegato fra la base ed il collettore, effettua la polarizzazione quando il resistore di carico R5 ha un valore basso.

Le tensioni di bassa frequenza prelevate in questo punto potrebbero essere sufficienti per un ascolto in cuffia; nel nostro circuito invece questi segnali di bassa frequenza sono inviati ad uno stadio amplificatore che pilota un altoparlante, con un'impedenza di 150 Ω.

Per il buon funzionamento del circuito, è sufficiente un solo resistore di polarizzazione; un condensatore C_R elimina il soffio fastidioso dovuto all'effetto di reazione, migliorando così la qualità della ricezione.

Il circuito è alimentato con una tensione a 9 V; la cellula formata da R₄/C₆ serve a prevenire un eventuale innesco dello stadio RF.

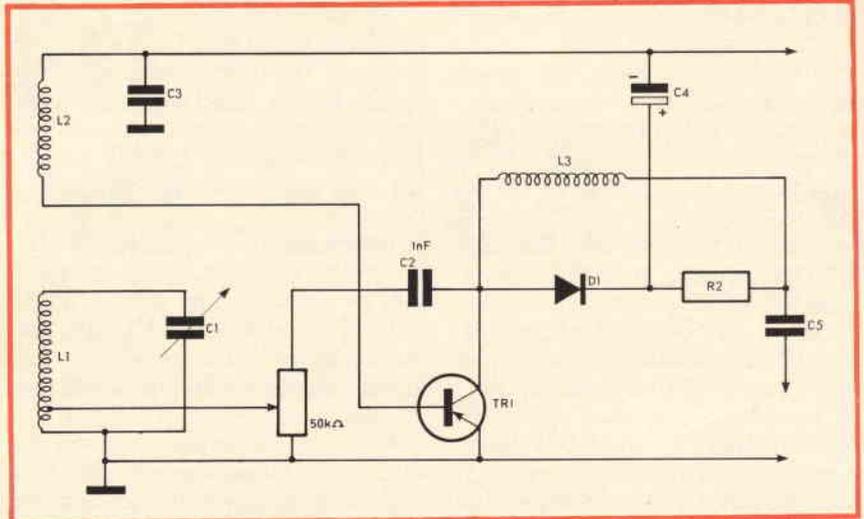


Fig. 2 - Variante al circuito del ricevitore di fig. 1.

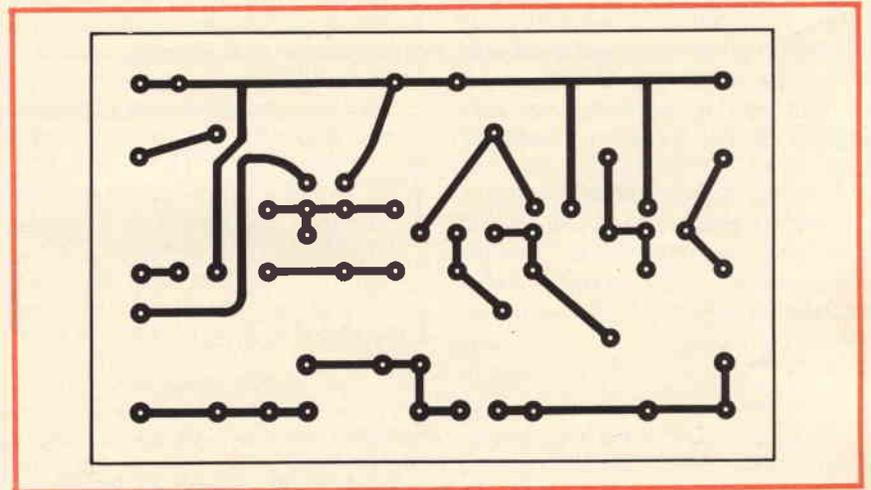


Fig. 3 - Circuito stampato del ricevitore reflex a tre transistori.

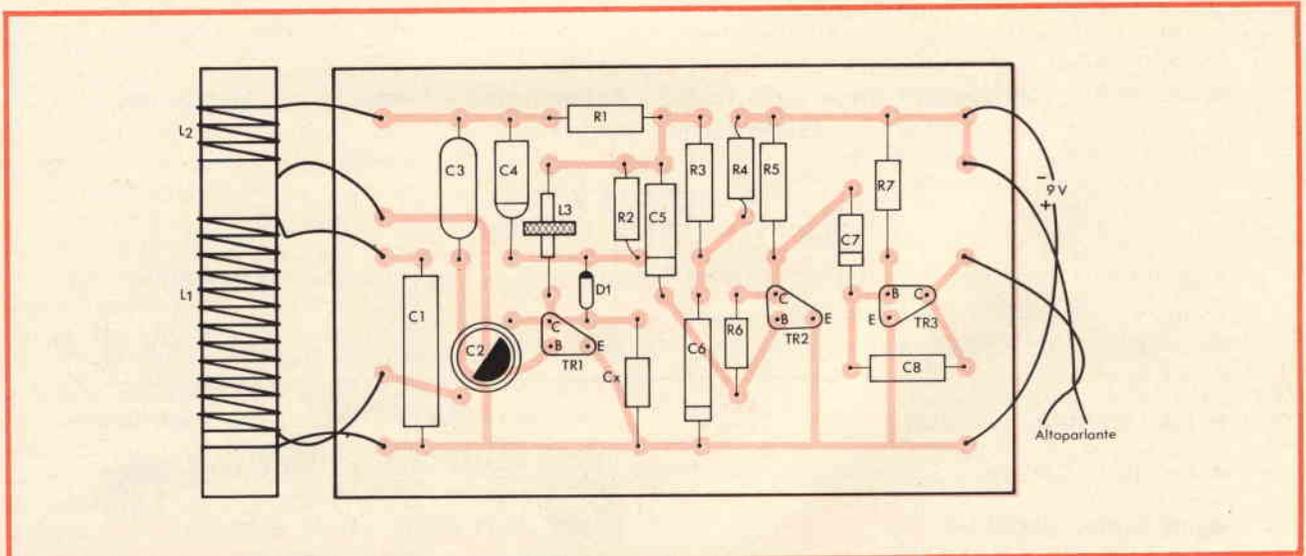


Fig. 4 - Montaggio dei componenti sul circuito stampato.

REALIZZAZIONE PRATICA

Se vogliamo ottenere dei buoni risultati è necessario curare in modo particolare la costruzione delle bobine.

La bobina L1 è composta da 44 spire di filo da 0,1 ÷ 0,2 mm di diametro, avvolte su una barretta piatta di ferrite, larga 18 mm e lunga circa 50 mm. Però si può anche usare una barretta rotonda da 10 a 12 mm di diametro se non si hanno particolari esigenze di spazio.

Sia la bobina L1 che L2 vengono montate sulla barretta di ferrite in modo da poter essere spostate, così da facilitare la ricerca dell'accordo. Per fare questo si può avvolgere del nastro adesivo dalla parte non incollata e, sopra di esso, avvolgere le 44 spire della bobina L1 con una presa alla 4ª spira a partire dal lato di massa dove si collegherà il condensatore variabile C2.

Le spire vengono tenute a posto dal nastro adesivo. La bobina L2 può essere formata da 4 a 10 spire, che devono essere avvolte molto vicine alla bobina L1 oppure anche sopra.

Se si volesse ascoltare la gamma delle onde lunghe basta raddoppiare il numero delle spire sia di L1 che di L2. La bobina d'arresto L3 può essere realizzata avvolgendo $60 \div 80$ spire di filo da 0,1 mm prendendo come supporto un resistore da 1 M Ω , 1/2 W.

Nel caso si avessero problemi di spazio, ci si potrebbe accontentare di un ascolto in cuffia e sostituire il condensatore C1 con un condensatore fisso a mica il cui valore potrà essere facilmente determinato.

In fig. 3 è riportato un esempio di circuito stampato e in fig. 4 è visibile la disposizione dei componenti sul circuito stampato. Tutti i componenti sono montati di piatto, tranne il diodo D1 per il quale è necessario prendere qualche precauzione per non danneggiarlo durante la saldatura.

Se è necessaria una realizzazione più compatta, si potranno eliminare i componenti TR3, C8 e R7.

La messa a punto del ricevitore si effettua spostando la bobina L2 rispetto a L1 e variando il valore del condensatore C2. Se fosse necessario, si potrebbero invertire i fili di collegamento della bobina

L2 fra la base del transistor TR1 e C3; per l'accordo, nel caso si prenda per C1 un valore di 180 pF, sarà sufficiente spostare il bastoncino di ferrite.

ELENCO COMPONENTI

R1	= 270 a 330 k Ω , 1/2 W
R2	= 15 k Ω , 1/2 W
R3	= 4,7 k Ω , 1/2 W
R4	= 470 Ω , 1/2 W
R5	= 2,7 k Ω , 1/2 W
R6	= 220 k Ω , 1/2 W
R7	= 33 k Ω , 1/2 W
C1	= 360 pF (variabile) 180 pF (fisso)
C2	= 25 ÷ 30 pF (variabile)
C3	= 22 nF a film
C4	= 5 μ F/6 V
C5	= 10 μ F/6 V
C6	= 100 μ F/12 V
C7	= 10 μ F/12 V
C8	= 33 nF a disco
D1	= OA90, OA70
TR1	= AF124, AF125, AF127
TR2	= AC125, AC126, 2N2904
TR3	= AC128, AC188

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI ANGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire tramite esami, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettrotecnica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »: **Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...**

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-'63

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetece oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



FILTRI AD ELICA

di G. BOSCHETTI

Fattori tecnici, normativi e psicologici hanno contribuito in questi ultimi anni ad incrementare notevolmente l'attività sulle bande VHF ed UHF.

Indipendentemente dalla più o meno validità di alcuni di questi fattori è fuori dubbio che il «boom» attuale su queste gamme è strettamente legato ai grandi passi compiuti dalla tecnologia del semiconduttore che ha permesso di raggiungere mete, solo pochi anni fa, assolutamente impensabili.

Il fatto che siano oggi disponibili sul mercato svariati tipi di transistori, anche di notevole potenza ($1 \div 30$ W), operanti a frequenze superiori a 100 MHz a prezzi veramente buoni ha provocato, come logica conclusione, una proliferazione di apparati operanti sulle bande VHF ed UHF sia autocostruiti che non.

In questo campo, a causa degli alti fattori di moltiplicazione è forse più sentita che altrove la necessità di impiegare filtri passa-banda atti ad eliminare, o per lo meno ad attenuare fortemente, le spurie e i prodotti di moltiplicazione dei trasmettitori che, come al solito, non solo non servono, ma come spesso accade causano una quantità di inconvenienti.

Il problema del filtraggio assume un aspetto particolare nel caso dei ripetitori dove le frequenze di trasmissione e di ricezione sono vicine tra loro e le probabilità di rientri di RF sono semplicemente enormi, con grave pregiudizio per la sicurezza degli apparati. In questo caso mettendo un filtro in trasmissione ed uno in ricezione l'inconveniente viene notevolmente ridotto.

E' chiaro che questi filtri debbono avere una banda molto stret-

ta (alto Q a carico) perché, essendo le due frequenze poco distanti tra di loro occorre attenuare enormemente fuori banda. A parte il problema particolare dei ponti, volendo fare un discorso generale riguardante la realizzazione di filtri passa-banda per frequenze superiori a 100 MHz si può dire che i sistemi normalmente adottati, per la loro semplicità concettuale, sono sostanzialmente due:

A costanti concentrate (in altre parole usando normali condensatori ed induttanze della tecnica tradizionale). Questo sistema, presenta però il grave inconveniente che oltre ad un certo valore di Q non si può andare, per il fatto che le perdite intrinseche dei componenti, man mano che si sale con la frequenza, diventano talmente elevate da precludere la possibilità di ottenere filtri passa-banda degni di tale nome.

A costanti distribuite, o cavità risonanti. Con questa tecnica si possono ottenere filtri ad altissimo Q, però la realizzazione meccanica è abbastanza delicata essendo necessario impiegare particolari costruttivi di una certa precisione e tolleranza. C'è inoltre da tenere conto del fatto che le dimensioni che assumono questi filtri possono essere tali da diventare, in alcuni casi, più grandi del complesso T_x/R_x .

Il perché di questo lo si può vedere dalla figura 1 dove è schematizzato un filtro generico passa-banda in cavità:

A) rappresenta l'asta risonante la cui lunghezza è rapportata alla frequenza di impiego della formula:

$$A = \lambda / 4$$

quindi per 144 MHz si avrà $\lambda = 2,1$ m e $\lambda/4 = 52$ cm mentre per 432 MHz si avrà $\lambda = 70$ cm e $\lambda/4 = 17,5$ cm.

B) è la vite di regolazione, per centrare esattamente la cavità alla frequenza desiderata. In pratica la lunghezza dell'asta risonante è inferiore a $\lambda/4$ perché esiste il caricamento capacitivo della vite B e, in piccola percentuale, quello del contenitore.

Per quanto riguarda il problema di iniettare ed estrarre il segnale esistono normalmente due sistemi di accoppiamento:

1) **Capacitivo** mettendo due piattelli (C e D) verso la sommità dell'asta risonante. Variando la distanza d , o le dimensioni del piattello, si possono realizzare tutti gli adattamenti desiderati.

2) **Induttivo** impiegando due «loop» E ed F posti all'estremità inferiore della cavità (questi

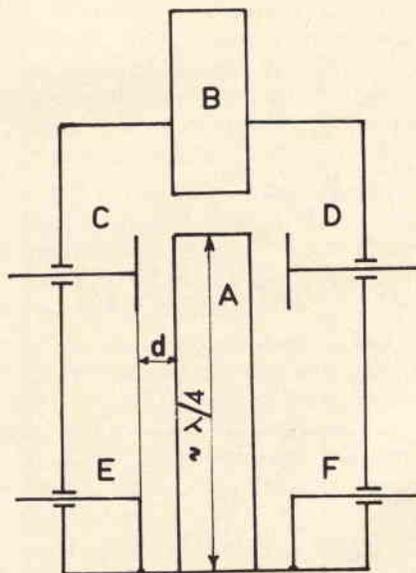


Fig. 1 - Filtro passa banda in cavità.

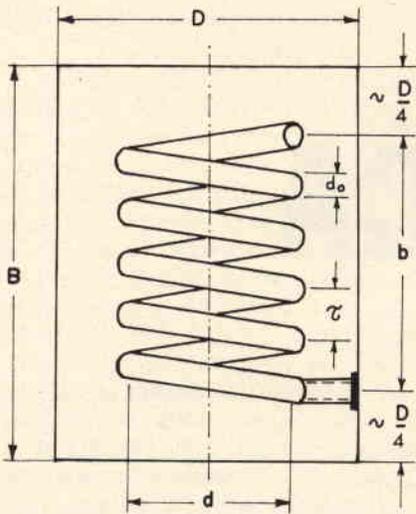


Fig. 2 - Aspetto tipico di un risonatore ad elica in versione semplificata.

«loop» hanno un estremo collegato a massa).

Per maggiori informazioni, riguardanti gli accoppiamenti in genere, valevoli sia per filtri in cavità che ad elica, vedere l'appendice 1.

Come si vede, quindi, le dimensioni possono essere notevoli rendendo possibile l'impiego di questi filtri solo in casi in cui il problema dello spazio non sia quello principale.

Un sistema, forse poco conosciuto, che permette di ottenere filtri

ad alto Q con dimensioni ridottissime è quello dei filtri ad elica.

Praticamente questi filtri non si discostano molto dai risonatori in cavità, del tipo di fig. 1, l'unica differenza è che l'asta centrale è formata da un solenoide a singolo strato.

Il risonatore ad elica consiste quindi in un solenoide a singolo strato, racchiuso in un contenitore di materiale conduttivo (ottone - invar - ferro) il contenitore può avere sezione circolare o quadrata (non ha grande importanza la forma) ed un estremo del solenoide è collegato direttamente ad esso mentre l'altro è libero.

Il risonatore, assume quindi la forma illustrata in fig. 2 che è una rappresentazione semplificata perché, in pratica, conviene avvolgere la spirale su un supporto isolante in modo da irrigidire il tutto.

I supporti migliori sono quelli di teflon, ma ad ogni modo anche se si usa altro materiale tipo rexolite, plexiglas, ecc. non è che i risultati peggiorino di molto; le differenze si potrebbero notare solo nel caso che da simili tipi di filtri si pretendesse il meglio in assoluto e che l'impiego fosse a frequenze molto alte ($\sim 700 \div 1000$ MHz).

Il campo di frequenze entro cui possono essere convenientemente impiegati è veramente vasto e lo

si può vedere dal diagramma riportato in fig. 3 dove sono anche elencati i valori di Q ottenibili in funzione, oltre che della frequenza, anche del diametro del contenitore.

L'impiego migliore è quello compreso tra le due linee tratteggiate. Per valori di Q e frequenze superiori è conveniente usare le cavità mentre per valori di Q e frequenze inferiori è preferibile usare filtri a costanti concentrate.

I risonatori ad elica hanno svariate applicazioni: filtri preselettori, elementi di sintonia nei ricevitori VHF ed UHF, specialmente quando la gamma da sintonizzare non eccede il $10 \div 20\%$ della frequenza di risonanza, filtri interstadio in amplificatori IF ($70 \div 100$ MHz), elementi risonanti in oscillatori e trasmettitori, filtri a RF in VHF ed UHF, ecc.

Risonatori di questo tipo sono stati costruiti indifferentemente per frequenze di 2 MHz con contenitori di 18 cm di diametro e per frequenze di 1000 MHz con contenitori di 1,8 cm di diametro, sempre con risultati più che lusinghieri.

Nel grafico di fig. 4 sono riportate tutte le informazioni meccaniche ed elettriche basilari necessarie per la progettazione di questi filtri.

Tenendo conto del grande numero di parametri presi in considerazione e del vasto campo di applicazioni è possibile avere in pratica una approssimazione del $\pm 10\%$ che è più che sufficiente.

Potendo ovviamente esistere condizioni ottime di accoppiamento dei vari parametri tra di loro, ed essendo troppo laborioso e forse anche inutile, considerare tutte le possibili combinazioni, il grafico è realizzato per le condizioni ottime dei parametri principali d, D, b, B, d_0, τ (vedere fig. 2).

L'ottimo di Q scarico si ottiene se vengono rispettate queste relazioni:

$$0,45 < d/D < 0,6 \text{ per } b/d > 1$$

$$0,4 < d_0/\tau < 0,6 \text{ per } b/d = 1,5$$

$$0,5 < d_0/\tau < 0,7 \text{ per } b/d = 4$$

$$d_0 > 5 \delta.$$

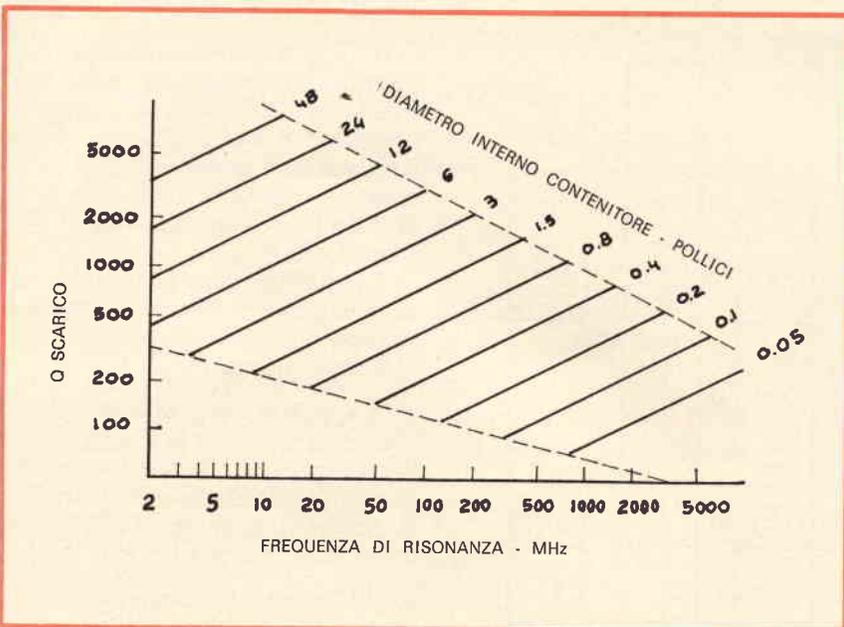


Fig. 3 - Q scarico dei risonatori ad elica (Q_u).

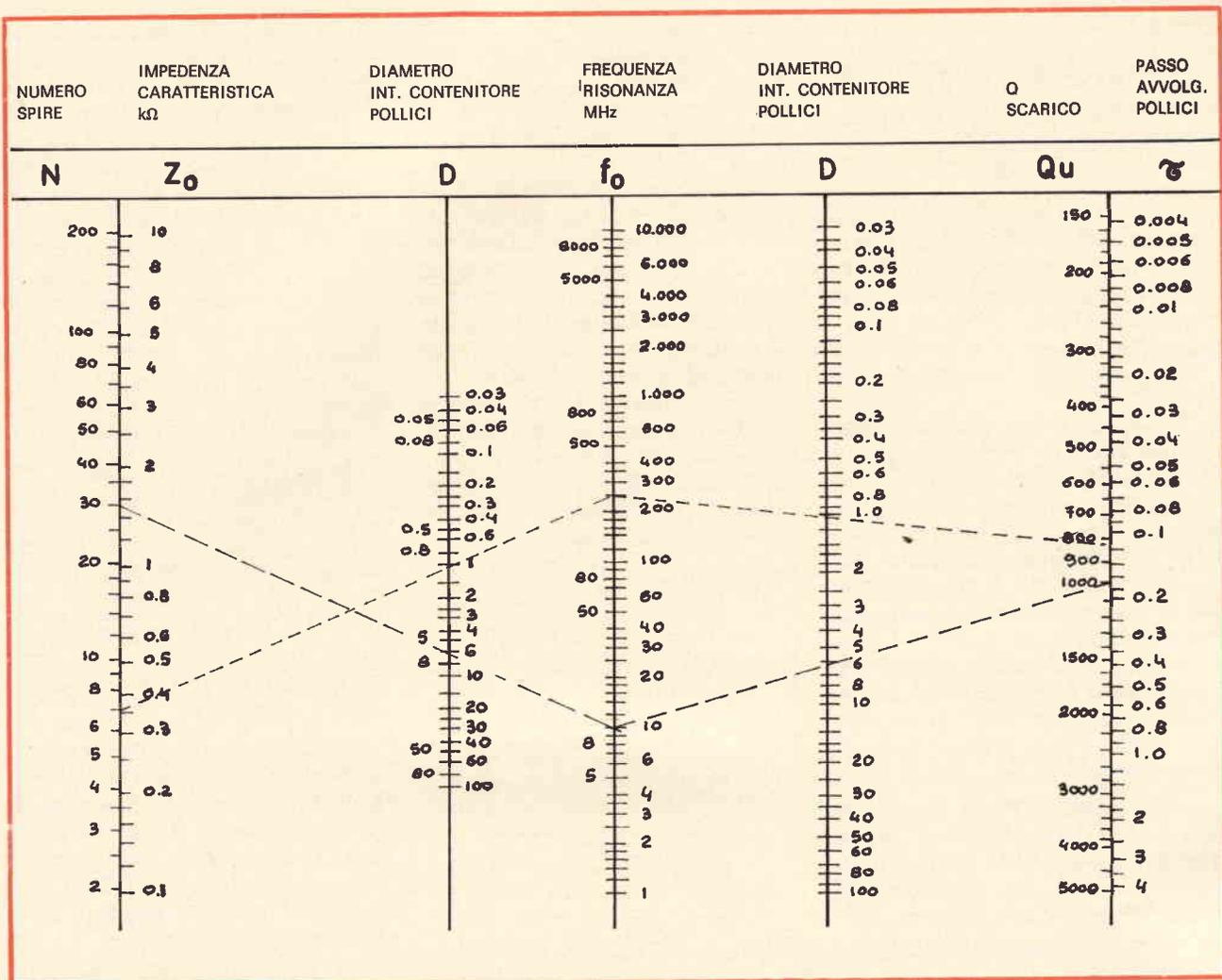


Fig. 4 - Nomogrammi per il calcolo dei filtri ad elica.

dove δ = effetto pelle (vedere appendice n. 2).

Altre condizioni generali che debbono essere verificate sono:

$$B \cong (b + D/2)$$

$$\tau < d/2.$$

B è la lunghezza interna del contenitore mentre b è quella della spirale; d è il diametro del filo impiegato e τ è il passo dell'avvolgimento.

Per completare l'argomento, in fig. 5, viene riportato, mantenendo costanti tutti gli altri parametri, l'andamento del Q_u ottenibile in funzione del rapporto d/D , dal quale si può vedere che non è conveniente scostarsi da valori di questo rapporto dell'ordine di $0,5 \div 0,6$.

A dimostrazione di quanto siano versatili e possano essere interessanti questi filtri, con un campo di applicazione veramente notevole, vengono qui di seguito riportati alcuni esempi di calcolo per diverse frequenze.

Gli esempi riguardano filtri semplici a singolo risonatore, utili per applicazioni in cui necessiti filtrare una sola frequenza o, in ogni caso, una banda molto stretta.

Nel caso in cui sia necessario avere una banda passante piatta, dell'ordine di alcuni MHz, occorre usare filtri a due risonatori (calcolati singolarmente, nel solito modo) accoppiati capacitivamente tra di loro.

Maggiori dettagli per simili applicazioni si possono trovare nell'appendice n. 3.

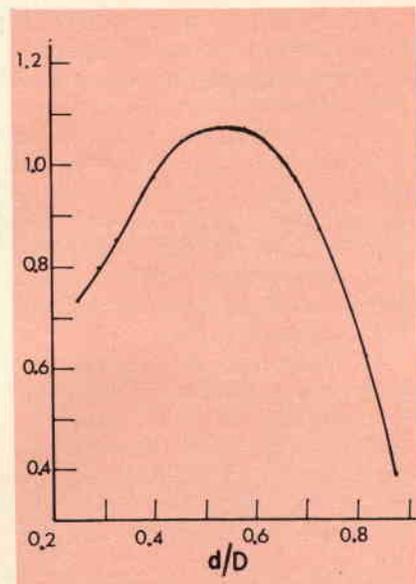


Fig. 5 - Andamento del Q_u ottenibile in funzione del rapporto d/D .

Esempio n. 1.

Si suppone di voler costruire un filtro con $f_0 = 10$ MHz e con $Q_u = 1000$. Dal grafico si ricava:

$$\begin{aligned} D &= 6,3 \text{ pollici} \\ N &= 30 \text{ spire} \\ \tau &= 0,174 \text{ pollici} \\ Z_0 &= 1550 \Omega \end{aligned}$$

Adottando un rapporto d/D uguale a 0,55 e di $b/d = 1,5$ si ricava che:

$$\begin{aligned} b &= 3,5 \text{ pollici.} \\ b &= 5,2 \text{ pollici.} \end{aligned}$$

Il filo può essere di 2-3 mm di diametro. In queste condizioni la potenza di ingresso del filtro può essere dell'ordine dei 200-300 W.

La lunghezza del filo che realizza il solenoide è normalmente del 5 ÷ 6% inferiore a quella corrispondente al quarto d'onda a causa delle capacità esistenti tra spira e spira e tra l'elica ed il contenitore.

Esempio n. 2.

Un filtro deve essere sintonizzabile indifferentemente tra 140 e 160 MHz per mezzo di un compensatore posto alla sommità dell'elica (fig. 6). Viene usato un contenitore a sezione quadrata con i lati di 1 pollice (che equivale approssimativamente ad un contenitore cilindrico con diametro di 1,2 pollici).

La frequenza di risonanza, se viene omesso il condensatore di accordo, è approssimativamente di 240 MHz.

Dal nomogramma si ricava che la bobina ha 7 spire con un diametro di 5/8 di pollice, assumendo un rapporto $d/D = 0,6$. (con $b/d = 1,5$). Si vede inoltre che il Q_u in queste condizioni è circa 800 e che il passo di avvolgimento (τ) è di 0,11 pollici.

La lunghezza dell'avvolgimento è di circa 1 pollice e l'impedenza caratteristica (Z_0) è di 350 Ω .

Il trimmer dovrà avere una escursione da 1,5 a 2,5 pF all'incirca (un compensatore da 1 ÷ 8 pF si presta ottimamente allo scopo).

Un altro sistema di sintonia del risonatore è quello di usare al posto del compensatore un diodo

varicap variandone la polarizzazione che gli viene fornita dall'esterno, tramite un condensatore passante (feed-thru) da 1000 ÷ 5000 pF secondo lo schema di fig. 7.

Se il campo di sintonizzabilità è abbastanza piccolo si può adottare il metodo di fig. 1 usando un'asta (B); in questo caso l'estremo superiore del solenoide rimane aperto. Questo sistema è il migliore. Al contrario se usiamo il compensatore, od il varicap, occorre impiegare componenti molto buoni (perdite intrinseche bassissime), poiché essendo direttamente collegati al solenoide lo caricherebbero riducendone fortemente il Q e, di conseguenza, le prestazioni.

Esempio n. 3.

Si supponga di voler costruire un filtro a 400 MHz con $Q = 2000$. Dal grafico si ricava: $D = 2$ pollici e $N = 2,4$ spire.

La bobina ha un diametro di 1 pollice ed il passo di avvolgimento vale 0,75 pollici.

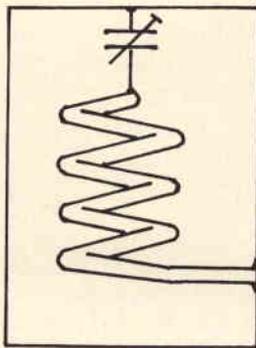


Fig. 6 - Sintonia del filtro ottenuta con un compensatore.

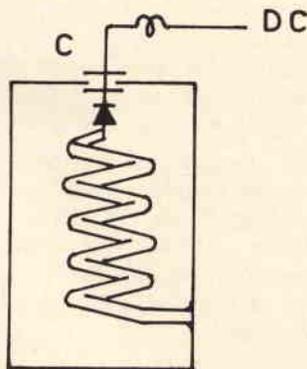


Fig. 7 - Altro sistema di sintonia del filtro che impiega un diodo varicap.

Come si può constatare il progetto di uno di questi filtri non è per niente difficile; se difficoltà ci debbono essere, queste si potranno eventualmente incontrare durante la fase di messa a punto o di inserzione del filtro nel circuito.

Il motivo è da ricercare nel fatto che, ad esempio, ben difficilmente le impedenze di chiusura del filtro saranno puramente resistive, rendendosi necessario ritoccare i parametri del filtro fino ad ottenere l'adattamento e la banda passante desiderati (conglobando i parametri reattivi esterni).

Una volta familiarizzato con questi filtri, si potrà effettuare qualsiasi modifica elettrica o meccanica con tutta tranquillità, adattandoli alle esigenze che si incontreranno in pratica caso per caso.

Alcuni consigli che possono servire a raggiungere, o per lo meno, ad avvicinarsi ai risultati ricercati sono i seguenti:

1) assicurarsi innanzitutto quali sono le impedenze sulle quali è chiuso il filtro, cercando inoltre di fare in modo che le parti reattive (collegamenti eccessivamente lunghi, capacità verso massa, ecc.) purtroppo sempre presenti, siano le minori possibili.

2) Usare filo abbastanza grosso (2 ÷ 3 mm di diametro) e se è possibile argentarlo, come pure il contenitore. Il problema dell'argentatura è più sentito a frequenze molto alte (400 ÷ 1000 MHz); a frequenze inferiori si può eventualmente farne a meno.

3) Il Q scarico (Q_u) di cui si è parlato in precedenza è il Q che presenterebbe il filtro ideale preso da solo, in pratica quando è inserito nel circuito si deve parlare di Q a carico (Q_L) il quale è minore; il suo valore sarà tanto più vicino a quello del Q scarico quanto migliori saranno i componenti che realizzano i circuiti di adattamento.

4) La perdita di inserzione può variare tra 0,5 a molti dB; dipende dal Q a carico che si desidera e dalla cura con la quale si sono realizzati gli adattamenti (o trasferimenti di impedenza che dir si voglia).

CONCLUSIONE

Questi filtri hanno notevoli pregi che vanno dalla semplicità di calcolo alla facile realizzazione, dalle ottime prestazioni elettriche al costo praticamente inesistente.

L'unico inconveniente, come si è visto, sta nella corretta realizzazione degli accoppiamenti necessari ad ottenere la banda desiderata, cosa che viene notevolmente ridimensionata una volta entrati nel merito della questione.

In campo professionale hanno notevolmente semplificato il problema del filtraggio alle frequenze, dove precedentemente erano impiegati risonatori a costanti concentrate od a cavità, risolvendo inoltre il problema dell'eccessiva perdita di inserzione dei primi e del notevole spazio e peso dei secondi.

La loro applicazione è molto vasta e comprende anche il campo delle apparecchiature militari (dove notoriamente i requisiti tecnici richiesti sono molto stringenti) e ha dato un notevole contributo alla miniaturizzazione degli apparati elettronici.

Appendice 1

La parte tratteggiata (A) della fig. 8 rappresenta elettricamente un filtro dove C_0 ed L_0 hanno valori tali da risuonare alla f_0 prefissata ed R_p rappresenta le loro perdite riportate in parallelo. Questo valore sarà tanto maggiore quanto minori sono le perdite in serie (R_s) dei componenti e tanto più grande il Q_u .

Il filtro, in pratica, fa parte di un circuito, e si trova quindi chiuso su due impedenze Z_1 e Z_2 normalmente di valore molto basso rispetto alla R_p , rendendo impossibile il collegamento diretto perché, in tal caso, il Q scenderebbe a valori irrisori.

Per ovviare a tale inconveniente si interpongono due capacità C_1 e C_2 (fig. 9) di valore tale che:

$$\begin{aligned} Z_1 + X_{C_1} &\cong R_p \\ Z_2 + X_{C_2} &\cong R_p \end{aligned}$$

Ne consegue che il valore delle capacità è molto basso scendendo anche a valori inferiori al pF, se si vogliono ottenere alti valori di Q_u .

Il metodo migliore per ottenere

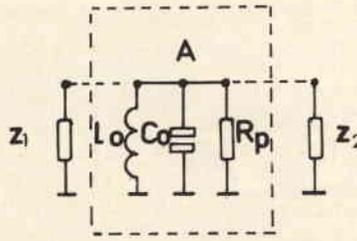


Fig. 8 - La parte in tratteggio rappresenta un filtro.

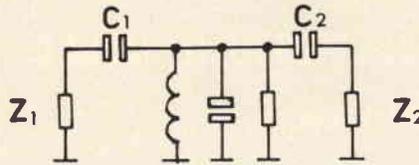


Fig. 9 - Modifica al filtro di figura 8.

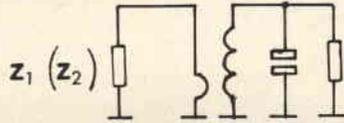


Fig. 10 - Altro sistema di filtro.

capacità bassissime con perdite intrinseche trascurabili è quello di usare piattelli di accoppiamento (in ottone, rame, ecc.) variandone opportunamente le dimensioni e la distanza dall'asta risonante (vedere fig. 1). Ciò non toglie che per frequenze basse dove il valore delle capacità richieste è sensibilmente alto si possa con una certa cautela impiegare condensatori ceramici normali.

Un altro sistema abbastanza in uso è quello del «loop» (spira di accoppiamento saldata tra il punto di inserzione (estrazione) del segnale e massa) che, elettricamente conduce ad una configurazione del tipo di fig. 10. Variando il tasso di accoppiamento e la forma della spira si possono ottenere tutte le condizioni desiderate.

Il loop va posto verso l'estremità inferiore della bobina ed il suo piano deve essere perpendicolare all'asse della stessa.

Appendice 2

Effetto pelle

Per frequenze sufficientemente alte, la distribuzione della corrente (a radio frequenza) in un conduttore non è uniforme ma è massima sull'esterno e minima al centro.

Il fenomeno si accentua aumentando la frequenza arrivando ad interessare, per valori altissimi, solo la superficie del conduttore (da qui il nome di effetto pelle).

Il suo valore è dato da:

$$\delta = 5033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}}$$

dove:

δ = effetto pelle (in cm)

ρ = resistività del conduttore (in ohm/cm³)

f = frequenza (in Hz)

μ = permeabilità magnetica

e per definizione rappresenta, in un conduttore, la profondità alla quale la corrente diventa il 36,8%

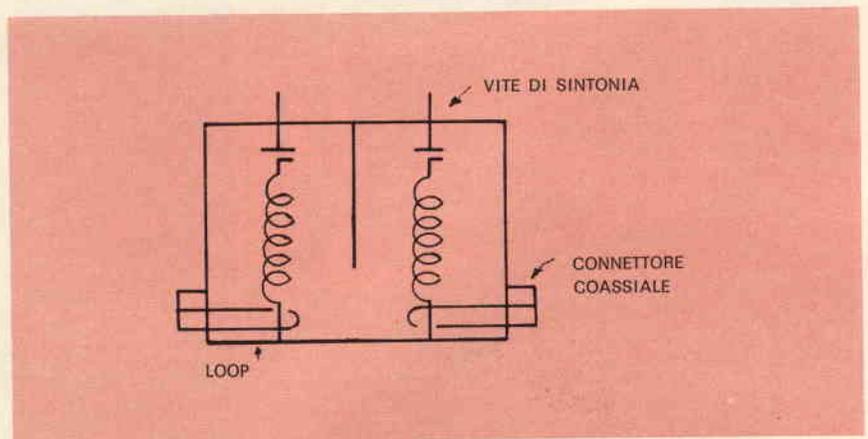


Fig. 11 - Due risonatori accoppiati capacitivamente tramite un'apertura nello schermo centrale di separazione.

SONY[®]

TR-1300

IL PIACERE DI ASCOLTARE TUTTO IL MONDO

GAMME DI FREQUENZA:

OM	530	÷	1.605	kHz
OC1	1,6	÷	3,5	MHz
OC2	3,5	÷	7	MHz
OC3	7	÷	14,1	MHz
OC4	14	÷	26,1	MHz



ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

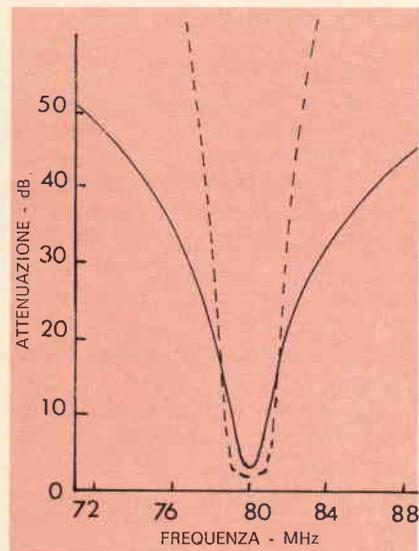


Fig. 12 - Andamenti di due filtri generici: uno a due risonatori (linea unita) ed uno a 6 risonatori (linea tratteggiata).

del valore superficiale. Per il rame si ha:

$$\delta = \frac{6,62}{\sqrt{f}}$$

In linea generale, si può quindi dire, che se si vuole ridurre al minimo le perdite (a radio frequenza) in un conduttore, occorre far sì che tutta la corrente, o quasi, possa scorrere e questo lo si ottiene solo se il diametro è notevolmente maggiore di δ .

Appendice 3

Nel caso fosse necessario avere una banda passante di alcuni MHz occorre usare più di un risonatore, accoppiati tra di loro capacitivamente.

Il numero di risonatori può anche essere elevato e dipende dalla piattezza, dalla larghezza della banda e dall'attenuazione fuori banda che si desidera.

In fig. 11 è riportato l'esempio di due risonatori accoppiati capacitivamente tramite un'apertura nello schermo centrale di separazione; variando la distanza tra loro od il tasso di accoppiamento si ottiene il Q_L desiderato.

In fig. 12 sono infine riportati, a titolo indicativo, gli andamenti di due filtri generici, uno a due risonatori (linea unita) e uno a 6 risonatori (linea tratteggiata) con $f_0 = 80$ MHz.

LA COSTRUZIONE DI UN OSCILLATORE MODULATO

DI CARATTERISTICHE SEMIPROFESSIONALI

prima parte di I2EO dott. Guido SILVA

La realizzazione di uno strumento di misura elettronico, dalle caratteristiche semiprofessionali non è certo da suggerirsi, con i processi tecnologici oggi invalsi, a chi non possieda adeguata esperienza costruttiva. Infatti la tecnica dei circuiti stampati, l'impiego dei C.I. o quanto meno dei semiconduttori in tutte le loro versioni, pongono problemi che possono essere affrontati solo da chi ha dalla sua un'esperienza tutt'altro che trascurabile.

Abbiamo quindi esitato a lungo prima di proporre al lettore lo strumento in oggetto. Poi ci ha confortati l'idea che sviluppando convenientemente la parte descrittiva avremmo potuto favorire non pochi lettori sufficientemente attrezzati.

Non ce ne vogliamo quindi i più esperti se ci troveremo costretti a scendere in particolari che potrebbero sembrare più che ovvii.

Comunque, possiamo assicurare, gli interessati alla realizzazione, che il prototipo è valido e funziona regolarmente, a condizione che se ne rispettino tutti i dati costruttivi ed elettrici, ricavati dopo prove sperimentali durate parecchi mesi.

Unica premessa inderogabile: la costruzione è nata all'insegna della precisione elettro-meccanica. Sentiamo perciò il dovere di sconsigliare tassativamente chi non è in possesso delle necessarie doti di precisione, di intraprendere la realizzazione dell'apparato. D'altra parte,

la costruzione così accurata dello attenuatore di uscita, che presenta caratteristiche veramente inconsuete in realizzazioni non totalmente professionali, non avrebbe ragione di essere se non venisse attuata una rigorosa schermatura dei circuiti critici, schermatura valida, solo in quanto meccanicamente ottenuta a 1/10 di mm.!

Ciò premesso, passiamo all'esame dei circuiti elettrici.

DESCRIZIONE DELLE CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL COMPLESSO

L'apparato comprende un oscillatore libero tipo Hartley, con collettore a massa, che copre la gamma che va da 150 kHz a circa 60 MHz in 6 sottogamme. Segue un amplificatore-separatore con uscita sull'emettitore che, di conseguenza, consente la resa in RF su bassa impedenza (circa 50 Ω). L'attenuatore a sua volta, comprende un potenziometro che agisce riducendo il livello del segnale entro circa 20 dB, di cui 17 perfettamente lineari.

Una ulteriore attenuazione, per un totale di altri 100 dB, viene ottenuta con 5 micro-interruttori ad altrettanti scatti, da 20 dB l'uno. Il tutto quindi consente di ridurre il segnale in uscita, su un bocchettone BNC, a circa un milionesimo del suo valore iniziale, con un errore di attenuazione totale (misura-

ta da 0,1 ad oltre 100 MHz) compreso entro una fascia < 2 dB, e con un errore assoluto, per singola cellula, compreso entro 0,5 dB, a 0,1 MHz.

Al cursore del potenziometro dell'attenuatore, previa rivelazione del segnale, segue uno strumento di misura per il controllo del livello della portante, strumento di piccole dimensioni, da 100 μ A completamente schermato e bypassato onde evitare fughe di segnale RF. Lo stesso strumento, previa calibratura del sistema, con un oscilloscopio, consente, come si vedrà a suo tempo, di rilevare la profondità di modulazione del segnale. Essendosi previsto, per misure di precisione, l'impiego dell'oscillatore unitamente ad un frequenzimetro a 7 digit, sino a 30 MHz, (o al vecchio glorioso BC 221, sino a 20 MHz), ed oltre con un «prescaler», non si è ritenuto opportuno sviluppare oltre un certo limite il tracciato della scala di sintonia. E' prevista, ad ogni buon conto, una serie di 6 grafici, uno per ogni gamma, che consentano una comune precisione di lettura della frequenza generata.

Nel montaggio originale abbiamo recuperato una vecchia manopola della «Magneti Marelli» che ricalca fedelmente il classico comando di accordo americano, con nomenclatura, tipo «National». Comunque, in pratica, qualunque manopola sufficientemente demoltiplicata, può servire allo scopo.

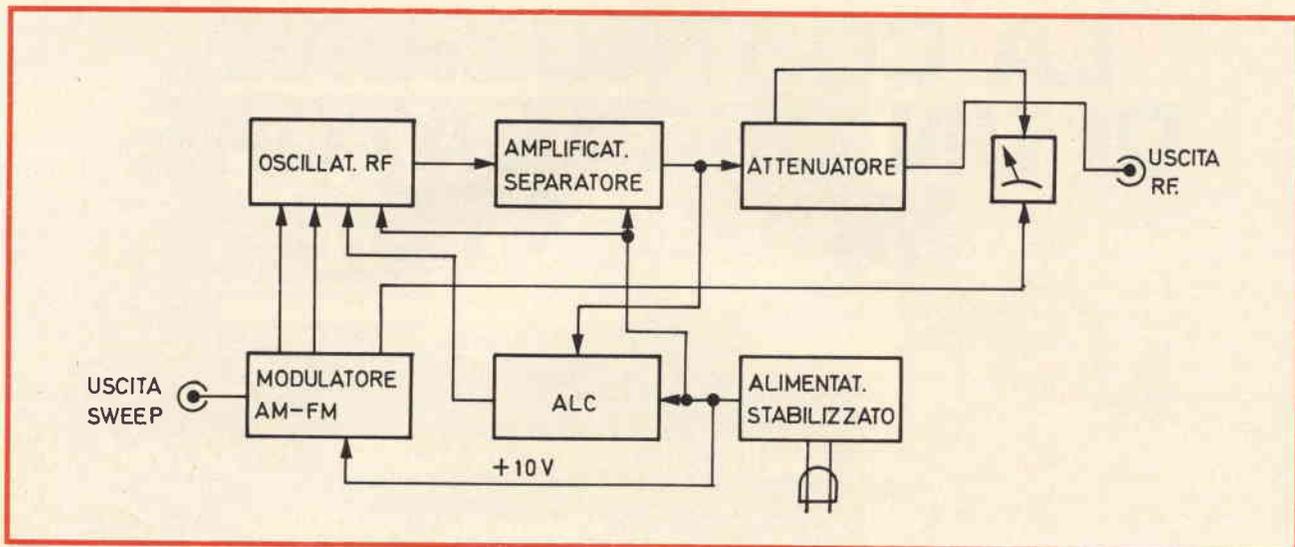


Fig. 1 - Schema a blocchi del generatore di segnali allo stato solido.

Un circuito ALC (controllo automatico di livello), che agisce sulla corrente di base dell'oscillatore, comprendente un diodo rivelatore ed un amplificatore in c.c., è servito da un fet e da un transistor in uscita. Esso permette una buona linearizzazione del livello del segnale che rimane pressoché costante su tutte le gamme, entro 1 dB. E' pure previsto un circuito di «frequency sweep» (spazzolamento del segnale in frequenza), mediante un diodo «varicap» inserito sul C.O.

La tensione di spazzolamento è prodotta da un transistor unigiunzione che genera anche il segnale di modulazione AM ($1.000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ Hz}$) il cui livello è regolabile mediante un potenziometro comandato dall'esterno. Il segnale modulante è prelevato dal «source» di un fet in uscita. La sintonia fine dell'oscillatore è regolabile, pure dall'esterno, con un potenziometro che dosa la tensione «base» dello stesso varicap.

Per quanti volessero modulare la portante con segnale di BF variabile, esterno al generatore, sono previsti due morsetti che fanno capo al pannello frontale. Il segnale a 1.000 Hz è in origine a dente di sega. Diviene sinusoidale all'uscita del filtro di BF accordato, all'uopo predisposto. La tensione di spazzolamento per la connessione ad un oscilloscopio fa capo ad un altro bocchettone BNC, sempre sul frontale dell'apparato. Un commutatore,

pure manovrabile dall'esterno, permette di modulare a volontà il segnale in AM, FM, o renderlo solo CW.

Una rigorosa doppia schermatura del generatore e di tutta la parte oscillatrice, riduce a valori veramente trascurabili gli «spifferi» di segnale.

Si è fatto ricorso anche ad un filtro passa-basso, a doppia cellula, totalmente schermato, sul + dell'alimentazione perché abbiamo insistito particolarmente sulla necessità di una costruzione meccanica ed una schermatura a regola d'arte.

Altrimenti non avrebbero ragioni di essere anche il fitro in parola e l'altro, inserito, come si vedrà, sulla rete di alimentazione.

L'alimentatore è classico: un trasformatore di rete da 3,5 W con uscita a 12 V eff., un raddrizzatore a ponte, un filtro classico ad elevata capacità, un transistor ed uno zener a 12 V. La tensione di uscita c.c. è di 10,2 V.

Naturalmente può essere usato anche un trasformatore a 6 V eff. con un raddrizzatore-duplicatore. Da notare il doppio filtro a π sulla rete, schermato, e la inserzione della presa di corrente di alimentazione, direttamente sul pannello frontale, nello stesso schermo in parola. L'esperienza ha dimostrato che solo così facendo si elimina qualsiasi possibilità di fuga del segnale di RF attraverso la rete di alimentazione medesima e possibili accoppiamenti circuitali con tutti gli inconvenienti derivati. In fig. 1 si può notare lo schema a blocchi dell'apparato in esame.

L'ALIMENTATORE

L'alimentatore non presenta elementi originali e degni di particolare rilievo. Sul primario del trasformatore è inserito il doppio filtrorete comprendente 4 induttanze da $100 \mu\text{H}$ l'una (GBC tipo 00/0498-01) e 8 condensatori ceramici di cui 6 del tipo passante: 2 da 5.000 pF ceramici piatti, in paralle-

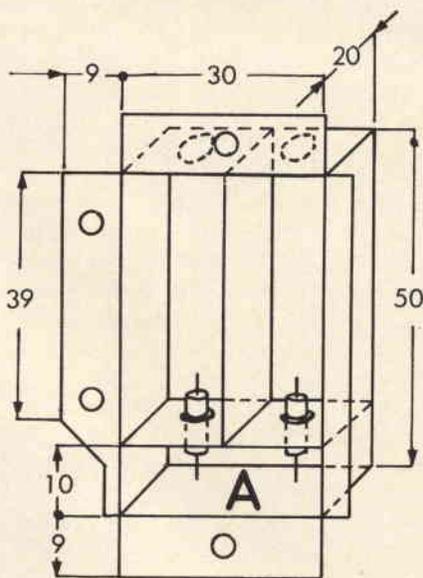


Fig. 2 - Custodia schermante del 1° filtro di rete.

lo ai 2 in ingresso rete da 1.000 pF più 2 passanti a vite di uscita da 5.000 pF, tutti provati a 1.500 V.

Altri 2 passanti da 1.000 pF portano la tensione di rete dallo schermo in ottone che contiene: filtri, fusibile, interruttore e lampadina spia al neon, al trasformatore T1. Nella custodia schermante del filtro di ingresso di 5 x 3 x 2 cm (vedi fig. 2) è ricavata una nicchia A di 1 cm di larghezza, in cui si adatta una presa di corrente giapponese, di dimensioni molto ridotte e quindi perfettamente adatta allo scopo.

La scatola è realizzata in ottone da 0,6 mm.

L'esperienza diretta ci ha suggerito che le costruzioni in ottone sono validissime in quanto consentono la saldatura a stagno e quindi una tenuta perfetta agli effetti della irradiazione RF, però, a meno che non si disponga di una attrezzatura meccanica di prim'ordine, è ben difficile piegare a squadra, perfettamente, con una comune morsa, una lastra di ottone di spessore superiore a 0,7 mm.

Sarà bene comunque acquistare subito una barra in ferro, di sezione rettangolare ed a spigoli vivi, larga 3 cm esatti, di lunghezza pari a 13 cm.

Lo spessore della barra non ha importanza purché sia superiore a 0,5 cm. La stessa ci servirà anche nella costruzione meccanica dello attenuatore di uscita e del filtro sul + 10 V di alimentazione.

Si ritagli ora con un seghetto, (la forbice fatalmente deforma la lastra) un rettangolo di 83 x 50 mm, piegandolo ad U, in morsa, previa inserzione della barra di ferro, secondo le quote di fig. 2, lasciando dei margini laterali di 4 e 9 mm, rispettivamente. Gli angoli devono essere vivi e ciò si ottiene appunto serrando nella morsa, a filo sul tracciato, la barra di ferro e martellando con mazzuola di legno prima e con martello di aggiustaggio poi, a piccoli colpetti. Si ritaglino indi le 2 fiancate anteriore e posteriore, larghe 30 mm ed alte 20 + 9 mm che vanno piegate e forate, come si vede, sempre in fig. 2.

E' opportuno tagliare le fiancate leggermente più alte di quanto non sia richiesto effettivamente. Con

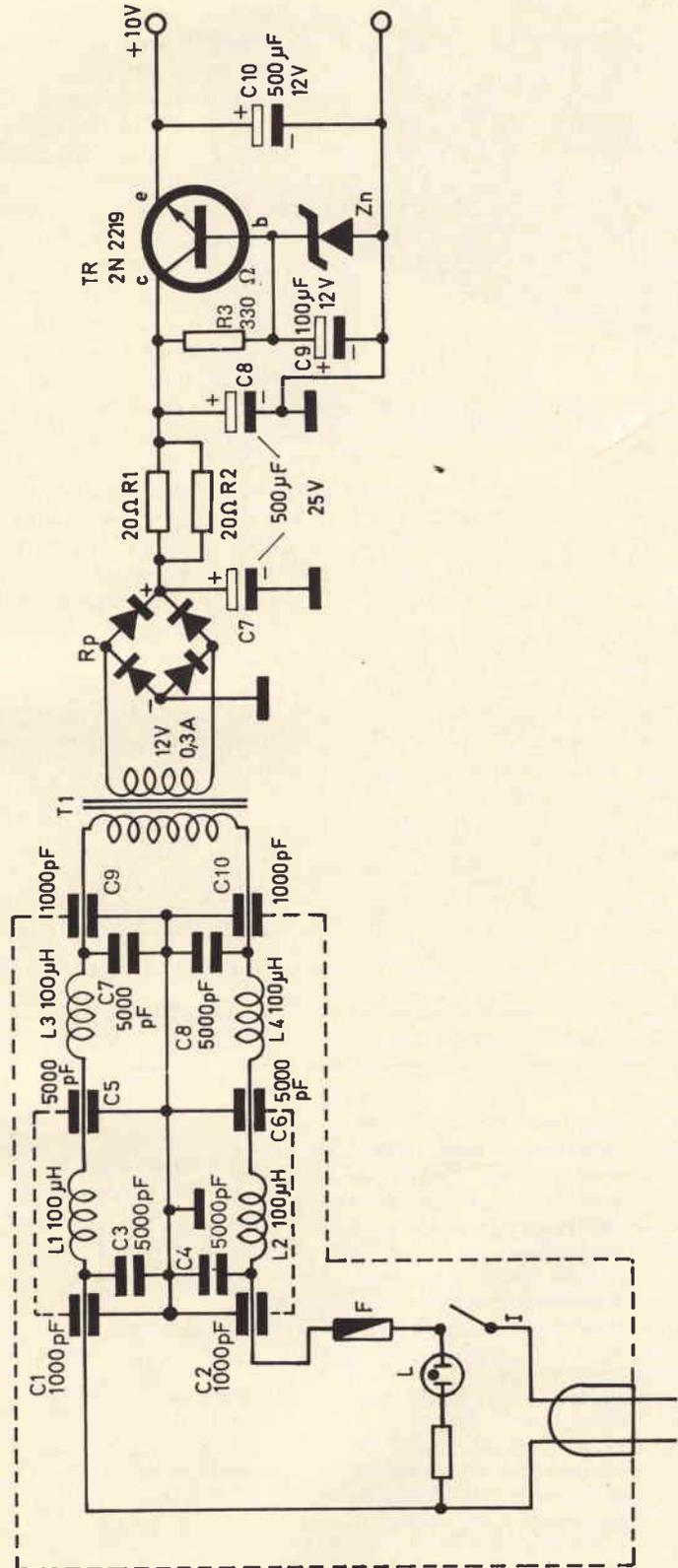


Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

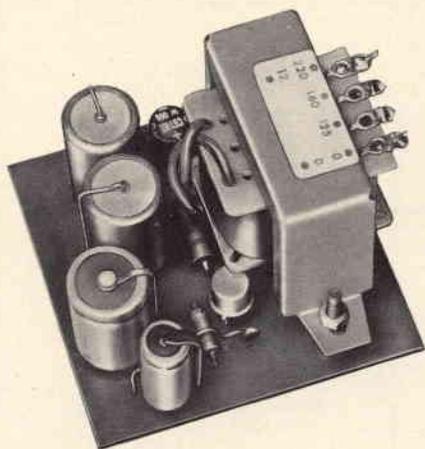


Fig. 4 - Prototipo dell'alimentatore montato su circuito stampato.

qualche colpetto di lima a grana fine si porteranno poi in piano perfetto con le altre attigie. Si pratichino ora 2 fori da 6 mm per il passaggio dei condensatori passanti ceramici, C5 e C6.

Previa raschiatura con tela smeriglio fine, dei bordi da saldare si blocchino gli stessi con qualche goccia di stagno, operando perché il tutto risulti perfettamente a squadra. Si usi un saldatore elettrico di potenza compresa tra 50 e 75 W.

A questo punto si ritagli la striscia centrale che schermerà le due impedenze tra loro. La sua altezza deve essere tale da farla combaciare perfettamente con il pannello

frontale al quale la custodia andrà fissata mediante i quattro fori, con viti a testa svasata. Nella nicchia A, come si è visto, andrà inserita, di misura, la presa ad incasso dopo che un nuovo divisore, sempre in ottone, sarà stato sagomato e saldato a stagno. Nelle finestre laterali trovano posto le due impedenze ed i due condensatori ceramici da 5.000 pF, di ingresso, piatti. In uscita seguono gli altri due passanti. Le impedenze sono sostenute dai terminali degli stessi condensatori passanti. Due pezzetti di cartone isolante, sagomati pure ad U, proteggono le bobine da un contatto accidentale con il metallo. Altri due le isolano dal frontale di alluminio.

Va da sé che i fori di fissaggio sullo stesso saranno adeguati e speculari di quelli ricavati sulle fiancate dello schermo. Un ritocco con una lima leggera ed una ripassata con paglietta d'acciaio completeranno esteticamente il lavoro. Ai due condensatori di uscita vanno saldate le altre due impedenze che si ancorano dall'altra parte, ad un supporto a 2 ancoraggi ed una massa cui vanno saldati infine i 2 condensatori da 5.000 pF di uscita.

Dai due ancoraggi si dipartono due conduttori, isolati, che vengono saldati a loro volta ai condensatori passanti di uscita dallo schermo, da 1.000 pF l'uno, e dall'altra

parte, finalmente, al primario del trasformatore di alimentazione. Dall'insieme delle fotografie degli schermi che appariranno in seguito, sarà più agevole comprendere quanto sopra.

Lo schema elettrico di fig. 3 riporta tutti gli elementi costitutivi dell'alimentatore che va montato su una bassetta di 7 x 6,8 cm. In fig. 4 appare la fotografia dello stesso realizzato su circuito stampato, in comune bachelite, a semplice pista ramata.

La fig. 5 riporta in grandezza naturale il piano costruttivo dell'alimentatore completo, visto dal lato rame, ed in trasparenza, la disposizione dei componenti.

Due distanziatori in ottone, da 8 mm di diametro, alti 1 cm, con foro passante da 3,2 mm, sostengono il trasformatore T1 impedendogli di venire a contatto con il transistor Tr. I condensatori elettrolitici sono stati montati in posizione verticale nell'intento di ridurre l'ingombro, sfruttando nel miglior modo lo spazio disponibile. Un ponticello scavalca il resistore R3 connettendo l'emettitore di Tr con il + di C10.

Si ponga attenzione che i primi due condensatori del filtro a π (C7-C8), a sinistra, presentano il polo positivo collegato al parallelo di resistori da 20 Ω , mentre il - è connesso alla pista a massa. Il terzo elettrolitico (C9) è saldato in parallelo allo zener (tipo 1N4164A) che potrà essere sostituito sperimentalmente sino a trovare una tensione di uscita di 10 V ($\pm 2,5\%$).

A tensione di alimentazione inferiore può darsi che il transistor unigiunzione 2N2160 della G.E. si rifiuti di funzionare. Eventualmente si potrà provare a sostituire lo stesso. La tensione c.a. misurata ai capi del secondario di T1 è di 12 V eff. Agli estremi del raddrizzatore a ponte, sul primo elettrolitico «a vuoto» con voltmetro c.c. a 20.000 Ω/V si sono letti 15,5 V. Agli estremi dello zener sono stati misurati 11 V, mentre la c.d.t. tra collettore e base del transistor 2N2219 della ITT Standard è pari a 4,4 V.

Tutto il telaio di alimentazione, come si vedrà a suo tempo, va solidamente fissato sulla fian-

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 3

L1, L2	
L3, L4	= impedenze RF da 100 μH
C1, C2	= condensatori passanti da 1.000 pF
C3, C4	= condensatori a dischetto da 5.000 pF
C5, C6	= condensatori passanti da 5.000 pF
C7, C8	= condensatori a dischetto da 5.000 pF
C9, C10	= condensatori passanti da 1000 pF
F	= fusibile da 50 mA
Int.	= microinterruttore di rete a 220 V 1 A
T1	= trasformatore di alimentazione a 220 V Primario, 3,5 W; 12 V; 0,3 A Secondario
P	= presa di rete da incasso
Rp	= raddrizzatore a ponte da 50 V p.i.v. 0,5 A (Tipo G.I. W 005)
R1, R2	= resistori da 20 Ω , 1/2 W
R3	= resistore da 1 k Ω , 1/2 W
C7, C8	= condensatori elettrolitici da 500 μF , 25 V lavoro
C9, C10	= condensatori elettrolitici rispettivamente da 100 μF e 500 μF , 12 V lavoro
Tr	= transistor ITT 2N2219 o similare
L	= lampadina spia al neon e resistore relativo
Zn	= zener da 12 V 0,4 W (Tipo G.I. 1N4164A o similare)

cata destra della cassetta che contiene lo stadio oscillatore, il separatore e l'amplificatore in c.c. per il circuito A.L.C., previo bloccaggio del trasformatore e delle due viti di sostegno, con due dadi, alla scatola schermante. Dall'alimentatore la tensione + 10 V viene applicata al generatore di B.F. e, mediante il filtro passa-basso di cui si è detto, all'oscillatore ed ai circuiti annessi.

Il filtro prende posto sotto la scatola schermante, fissato alla fiancata inferiore della stessa, mediante il vitone di un condensatore passante da 5.000 pF, disposto sulla linea mediana, a 5 cm dal bordo.

Nel corso della descrizione verranno dati altri particolari costruttivi. Il filtro in oggetto comprende: 1 condensatore passante da 2.000 pF in ingresso, 1 impedenza da 3 mH (G.B.C. tipo OO/0498-03), 1 secondo condensatore passante pure da 2.000 pF, 1 impedenza da 100 μ H (G.B.C. tipo OO/0498-01) ed infine il condensatore passante a vite, che agisce come dispositivo di bloccaggio meccanico del tutto.

In fig. 6 sono riferite le quote relative al filtro.

Al solito si ritagli un rettangolo di ottone di 70 x 63 mm.

Dopo averlo piegato ad U, a 17 mm di altezza per parte, si provveda a saldare due laterali esterni e un separatore intermedio a 23 mm, a partire da sinistra. In alto, sulla parete di destra, è disposto il condensatore di ingresso, in basso, sulla sinistra della cavità e che contiene l'impedenza di 3 mH è fissato il secondo condensatore passante ed in alto, (saldato come il primo, a stagno) a 12 mm dall'estremo sinistro è bloccato e saldato il condensatore di uscita da 5.000 pF, quello a vite destinato a bloccare il tutto. Il coperchio della scatola è duplice. La prima parte racchiude e schermo l'uscita del filtro e l'impedenza da 100 μ H, la seconda racchiude l'induttanza di ingresso da 3 mH.

E' necessario che la schermatura sia completa lungo i bordi e lungo tutto lo schermo mediano. Solo così si avrà la certezza che il segnale di RF generato non si irradia all'esterno dello schermo.

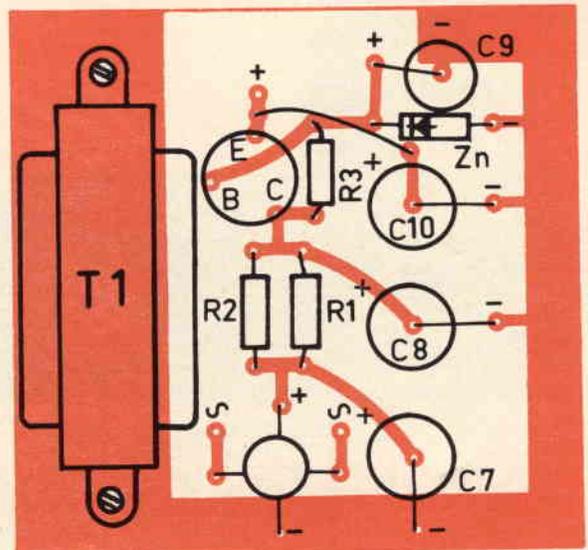


Fig. 5 - Piano di montaggio dell'alimentatore in grandezza naturale.

L'ATTENUATORE DI USCITA

La realizzazione dell'attenuatore richiede più perizia meccanica che altro. Partendo dalla solita lastra di ottone da 0,6 mm si ritagliano rigorosamente, secondo le quote di fig. 7 e fig. 8, le due superfici che costituiranno rispettivamente il telaio-supporto dei componenti e la scatola di schermo. E' necessario procedere con la maggior precisione possibile onde aver la certezza che le superfici affacciate ed incastrate coincidano perfettamente e renda-

no possibile una saldatura a regola d'arte e, nel contempo a tenuta stagna agli effetti della irradiazione di RF.

Si provveda ora a piegare a squadra, lungo le linee tratteggiate (il tratteggio si intende praticato sulla parte posteriore del disegno, cioè voltando pagina) i 2 lembi estremi di fig. 7. Si proceda quindi alla foratura secondo le quote riportate.

E' opportuno anzitutto segnare subito con un bulino i centri dei vari cerchi e tracciarli con un compasso in modo da poter provvedere,

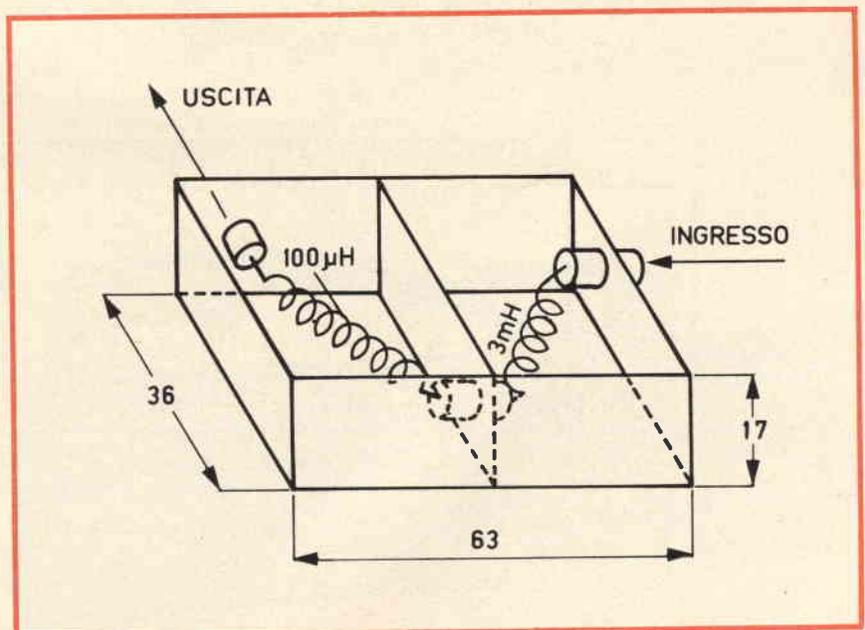


Fig. 6 - Custodia schermante del filtro sul + 10 V.

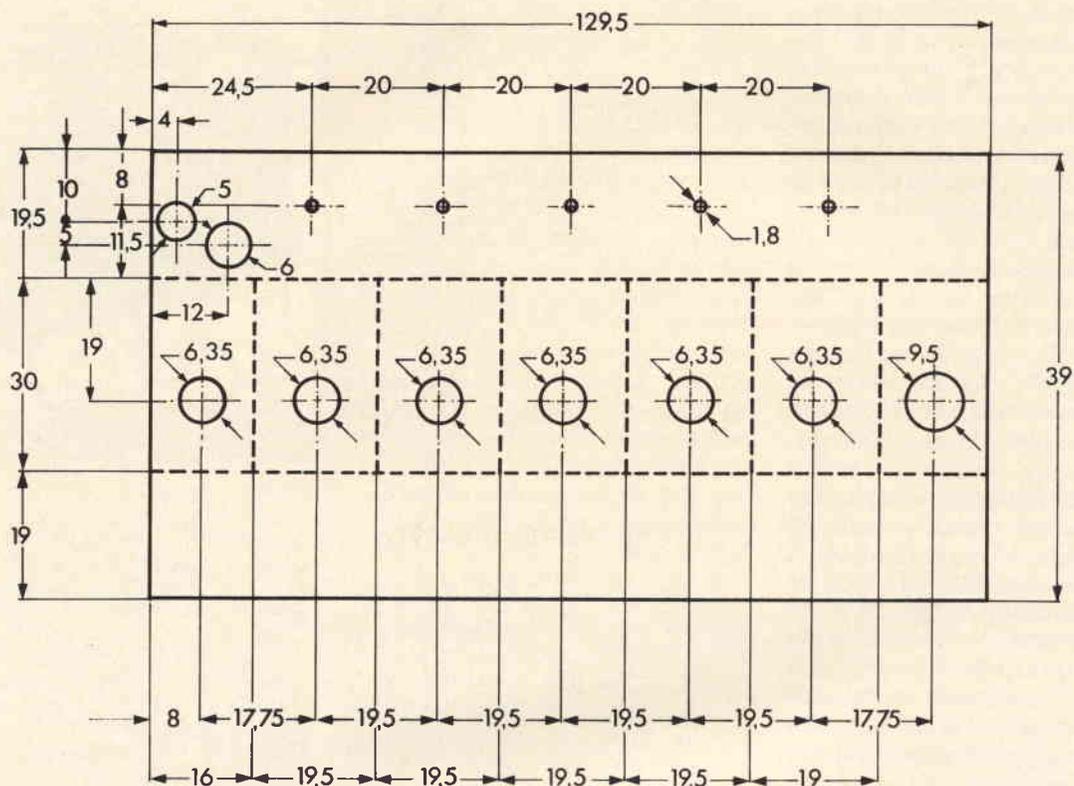


Fig. 7 - Telaio quotato dell'attenuatore di uscita R.F.

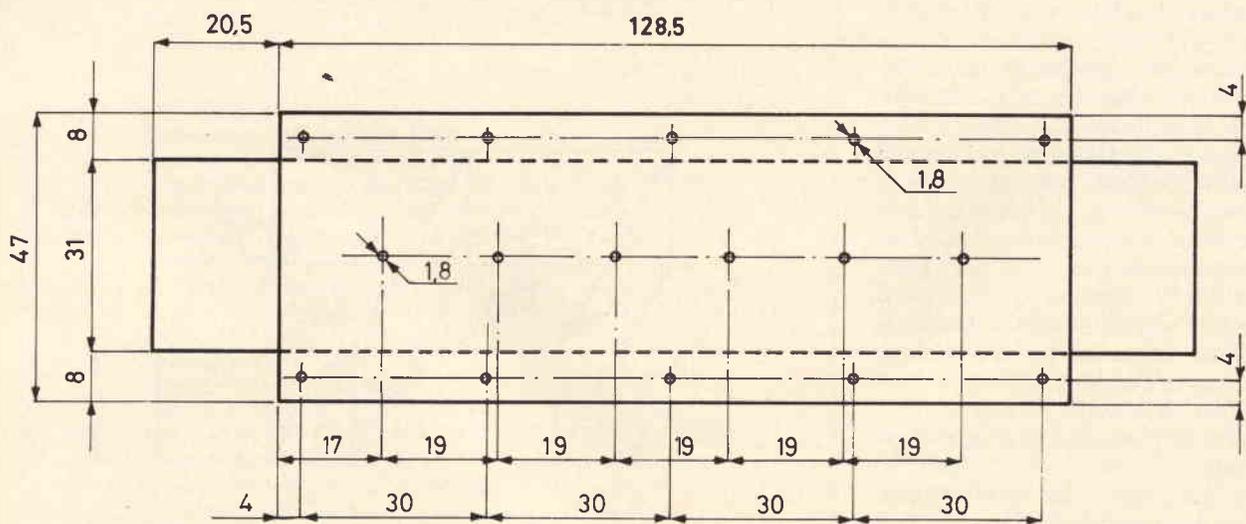


Fig. 8 - Scatola schermante dell'attenuatore di uscita R.F.

eventualmente, con una lima tonda ad allargarli al valore esatto. E' infatti conveniente praticare prima i fori con una punta di diametro inferiore. E' anche buona norma tracciare preventivamente dei cerchi concentrici di diametro leggermente superiore ai 6,35 o 9,5 mm richiesti, in modo da poter provvedere ad un eventuale centraggio in caso di spostamento della punta del trapano. Le quote, insistiamo, vanno rigorosamente rispettate pena il deterioramento delle caratteristiche elettriche, già citate, del complesso.

Partendo da sinistra, dal centro del potenziometro al centro del 1° foro leggiamo rispettivamente la quota di 17 mm, poi 4 volte 20 mm, indi 18 mm. Tutti i centri risultano distanti dalla linea di piegatura inferiore 11 mm esatti e, quindi, 19 mm da quelle superiori. Da notare anche che i due lembi da piegare si intendono ruotati di 90° non verso chi guarda, ma lontano da chi guarda; in altre parole, in sotto e non in su.

Solo così facendo si rispetteranno le interdistanze previste in sede di progetto. Altri 5 fori vanno praticati con punta da 1 mm esattamente come segnato sempre in fig. 7. E' importantissimo rispettare anche le interdistanze di questi ultimi, in quanto, in ultima analisi, essi sono responsabili di buona parte dei risultati finali e della linearità, della attenuazione. In essi andranno ancorati e saldati a stagno i terminali dei resistori di massa di ogni singola cellula.

E' necessario che detti fori siano svasati con punta da 2,5 mm, dallo esterno, sino al loro limite, perché solo così facendo sarà possibile usare un saldatore da 15-20 W per ancorare a massa i terminali, senza surriscaldare con un eccesso di temperatura i resistori stessi e senza correre il rischio di praticare delle saldature secche, causa inevitabile di gravi errori di lettura.

Vanno ora ritagliate le fiancate che schermano una cellula dall'altra. Le loro dimensioni sono: 30 mm di larghezza x 20,6 di altezza. Si intende che l'altezza va misurata tenendo conto dello spessore della lamiera, ripiegata ad angolo retto per 0,5 cm, come ben si vede dalla fotografia di fig. 9 che mo-

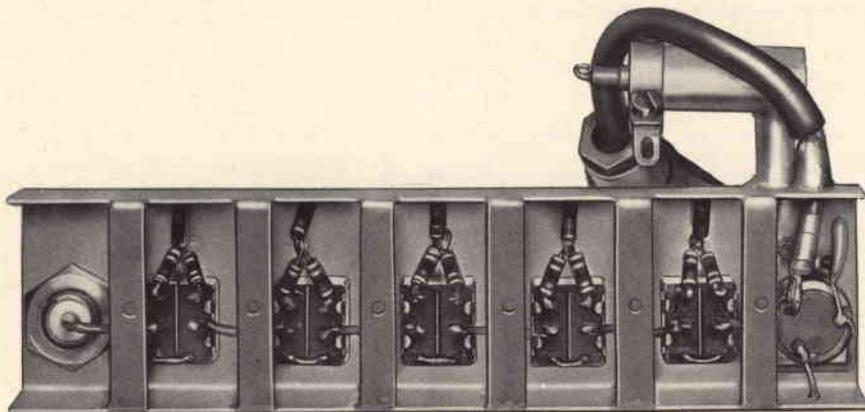


Fig. 9 - Vista interna del prototipo dell'attenuatore di uscita R.F.

stra l'assieme dell'attenuatore con i suoi componenti a scatola aperta.

La saldatura dei divisori va praticata mantenendoli a squadra nei confronti del telaio ed accertando che lo stagno sia regolarmente distribuito lungo tutti gli spigoli ad occludere ogni spiraglio alla R.F. Nel contempo si saldino anche tutti i risvolti degli schermi alle fiancate-supporto. E' necessario praticare, prima del montaggio, un foro da 2 mm ad ogni divisore, alla altezza di 16 mm dalla base e ad 11 mm dal fondo. Naturalmente detti fori dipendono dalle dimensioni dei deviatori impiegati. La loro posizione è strettamente legata a quella delle linguette di centro dei deviatori stessi.

Due altri fori di diametro maggiore vanno praticati sulla fiancata superiore del telaio, all'altezza della prima cellula, quella del potenziometro. Il primo, da 5 mm circa, a metà strada tra l'estremo lembo ed il primo divisore, permette l'inserzione del cavo coassiale che tra-

sferisce il segnale R.F. dalla scatola schermante del generatore alla linguetta superiore del potenziometro.

Ci si provveda allo scopo di un tubetto di ottone del diametro esterno di 5 mm ed interno di 4. Se ne tagli un pezzetto lungo 8 mm e lo si saldi alla base, tutto attorno, sulla fiancata superiore. Si pratici ancora un altro foro di circa 4,5 mm, nell'angolo tra il fondo del telaio ed il primo separatore. In tale foro verrà saldato un condensatore passante ceramico del tipo «con ghiera saldabile a stagno». Il valore capacitivo si aggirerà, senza essere critico, sui 2.000 pF. Sempre secondo la fig. 9 si realizzi ora un rinvio a Γ cavo, costituito da un tubetto di ottone, del diametro esterno di 10 mm ed interno di 9, lungo 26 mm.

Ad un estremo del medesimo si pratici un foro perpendicolare da 6 mm e si inserisca a forza un tubetto di ottone da 6 mm di diametro esterno, lungo 11 mm, saldando

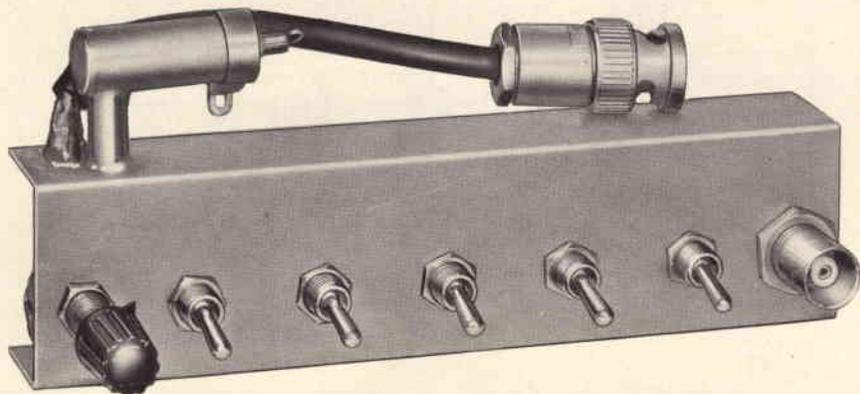


Fig. 10 - Vista frontale dell'attenuatore di uscita R.F. a realizzazione ultimata.

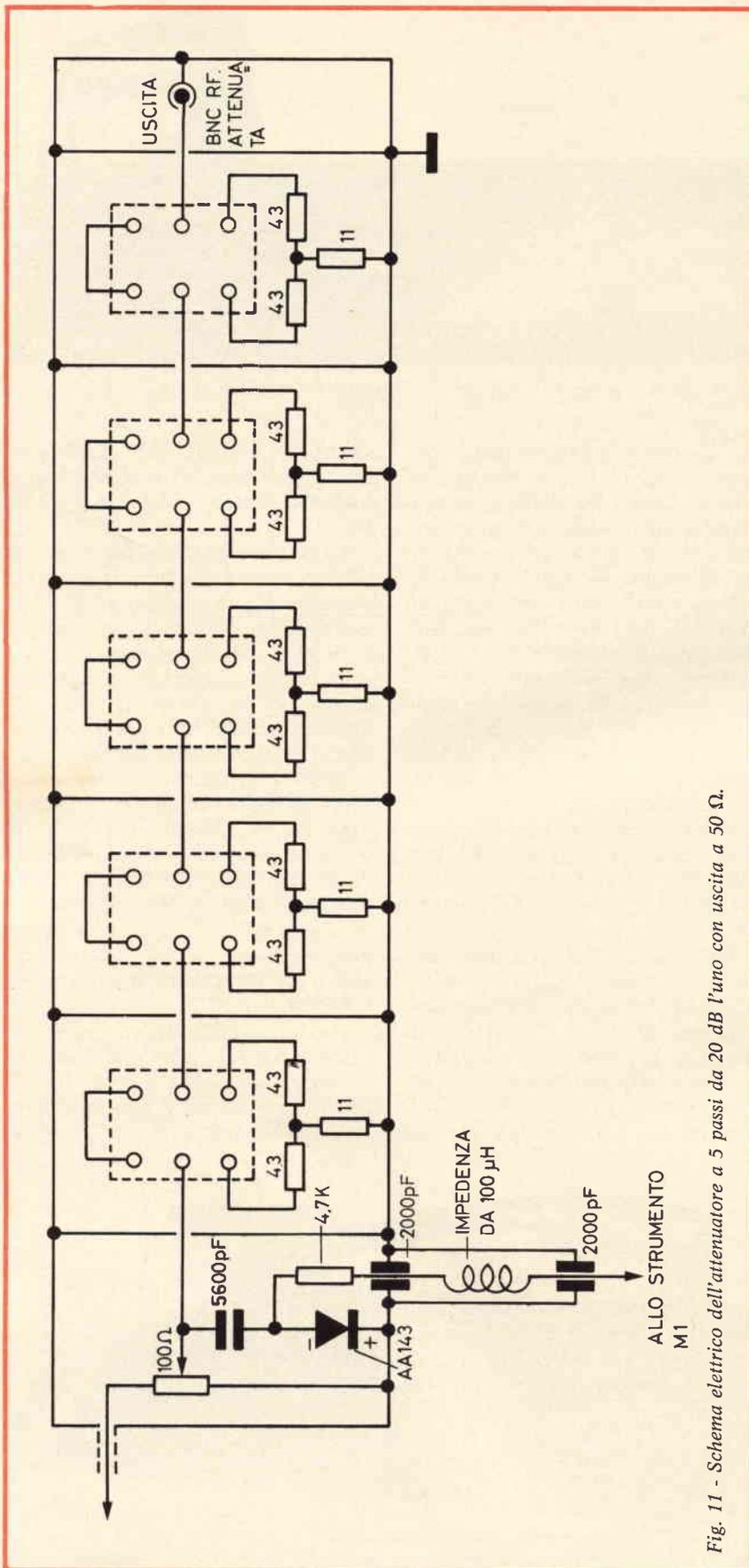


Fig. 11 - Schema elettrico dell'attenuatore a 5 passi da 20 dB l'uno con uscita a 50 Ω.

dolo tutto attorno, sempre a stagno. Il tutto andrà anche a sua volta saldato attorno al collarino del condensatore passante testé nominato, a costituire il rinvio a Γ dal quale uscirà il segnale RF, rivelato ed opportunamente filtrato ad indicare il livello sullo strumento di misura M1, da 100 μ A.

Si ricavano ora due dischetti di ottone, di diametro esterno pari a 10 mm. Il primo andrà forato con punta da 4,5 mm circa e riceverà la ghiera esterna di un secondo condensatore passante, eguale al primo, convenientemente stagnato tutto intorno.

Il connettore interno del condensatore andrà saldato all'uscita di un'impedenza da 100 μ H con nucleo in ferrite, contenuta nella parte orizzontale del rinvio (previa inserzione di un tubetto di materiale isolante) cioè nel tubetto di maggior diametro, a costituire un filtro passa-basso. Il secondo dischetto andrà saldato invece all'altra parte del tubetto, tutt'attorno, dopo che si sarà congiunto il conduttore interno del primo condensatore di uscita, fissato al telaietto dell'attenuatore, con l'ingresso dell'impedenza (lato rosso).

Il terminale di un collarino di massa andrà a sua volta saldato, al cavetto di schermo dello strumento, dopo averlo inserito sul tubetto di uscita. A questo punto si provveda a ritagliare lo schermo esterno dell'attenuatore secondo la fig. 8.

Diciamo subito che prima di dare inizio alla parte elettrica dei collegamenti è necessario provvedere che tutto l'attenuatore sia meccanicamente a posto, con gli incastri a tenuta, ecc. Giocando opportunamente sulla distanza tra i lembi da ripiegare tra loro a squadra si cerchi di ottenere, prima di proseguire con il montaggio elettrico, una realizzazione perfetta che consenta poi, a cose finite, una saldatura a stagno tale da eliminare qualsiasi «spiffero» di segnale.

Ci sembra opportuno, a conclusione di questa parentesi meccanica ricordare alcune «malizie» del mestiere apprese tanti anni or sono. Se la piegatura a squadra risulta troppo stretta per gli scopi prefissi, si compensi battendo leggermente con un martello sulla costolatura,

dopo aver messo l'oggetto su un piano solido, nell'intento di allargarla. Se è invece troppo larga, si batte dall'altra parte, a 90°, allo scopo di restringerla. E' necessario che i colpi siano regolari, di eguale intensità ed uniformi. Ad intervalli si traggono con un righello contro luce e ci si accerti con il calibro e la squadra che tutto proceda regolarmente, ortogonalmente e senza gibbosità. Solo allora, previo qualche leggero colpetto di lima e pulitura con tela smeriglio e paglietta si può iniziare il montaggio elettrico vero e proprio.

Si procederà da ultimo a praticare una serie di fori, con viti autofilettanti da 2 mm, secondo quanto appare dalle fotografie di fig. 9 e di fig. 10. Su ogni singola fiancata sono stati fatti 5 fori e 6 sui divisori, lungo la mezzeria, come si può vedere nitidamente dalle fotografie.

Si blocchino ora i 5 deviatori, il potenziometro, la presa BNC di uscita, con i relativi dadi.

A seconda dell'impedenza di uscita prescelta si sceglieranno i valori dei resistori. E' assolutamente necessario scegliere elementi antiinduttivi da 1/4 di W. Abbiamo scelto i tipi Allen-Brandley ad impasto, al 5%, rappresentati in Italia dalla Special-Ind di Milano.

Come si vede dalla foto di fig. 9 i collegamenti con i resistori non sono più lunghi di 1 mm. Così facendo si eliminano pressoché le induttanze dei terminali anche a 100 MHz, consentendo delle prestazioni eccellenti.

Vanno scartati assolutamente resistori chimici comuni o metallizzati con «spirale di taratura». In fig. 11 viene riportato lo schema elettrico completo dell'attenuatore con uscita a 50 Ω, quello da noi prescelto. In fig. 12, invece appare un altro tipo di attenuatore, analogo, con uscita a 75 Ω. Il primo è risultato più rispondente alle nostre esigenze.

Di proposito abbiamo voluto scartare in partenza ogni costruzione di tipo antico e decisamente superato, con dispositivi di commutazione a rotazione, ad ingranaggi o che altro, ben sapendo che queste apparecchiature possono andar bene (a condizione che la costruzione meccanica e la schermatura siano

rigorosamente studiate e realizzate) sino a meno di una cinquantina di MHz. Oltre i 50 MHz è un sogno riuscire ad attenuare qualcosa di effettivo.

D'altra parte, la costruzione proposta non presenta incognite in quanto è già stata realizzata in più esemplari ed ha polarizzato l'attenzione di non pochi tecnici che la hanno esaminata ed impiegata. E' un po' il cavallo di battaglia di tutte le industrie che la usano. Se ci attribuiamo un merito è quello di averla miniaturizzata, senza affatto peggiorarne le prestazioni.

Se comunque si impiegano resistori al 10% la fatica della ricerca «nel mucchio» minaccia di diventare improba. Noi abbiamo impiegato dei tipi al 5%, di piccole dimensioni che significano induttanza trascurabile ed attenuazione costante alle frequenze più alte.

Non esistendo problemi di stabilità in funzione della temperatura, dal momento che la dissipazione dell'energia in gioco è trascurabile, l'unico punto in contestazione può essere quello dell'impiego del saldatore. Abbiamo già detto come è stato risolto. Volendo non correre rischi, nel caso si dovesse insistere nelle saldature, si usi il vecchio sistema delle pinze a becchi in funzione di elementi dissipativi, pinzati a monte dei terminali.

Quanti, per concludere, fossero interessati all'attenuatore di fig. 12, si provvedano di 10 resistori da 62 Ω, e 5 da 15 Ω. (Per la precisione, rispettivamente: 61,35 Ω e 15,15 Ω). Una tolleranza del ± 1% può essere una delle aspirazioni... più ardite. Comunque, entrambi i due attenuatori sono realizzati nella variante a «T» e pertanto della stessa conservano il duplice vantaggio: della maggior riduzione delle capacità parassite e della entità minore e più «alla mano» dei valori resistivi. Ciò particolarmente se confrontata con il tipo a π.

Nel nostro caso specifico, il valore dei resistori è di 40,9 e 10,1 Ω rispettivamente. Per chi non richiedesse precisioni spinte oltre un limite ragionevole, per gli scopi più comuni, può essere utile (come abbiamo fatto noi) ricorrere alla scelta tra i resistori antiinduttivi, al 5%.

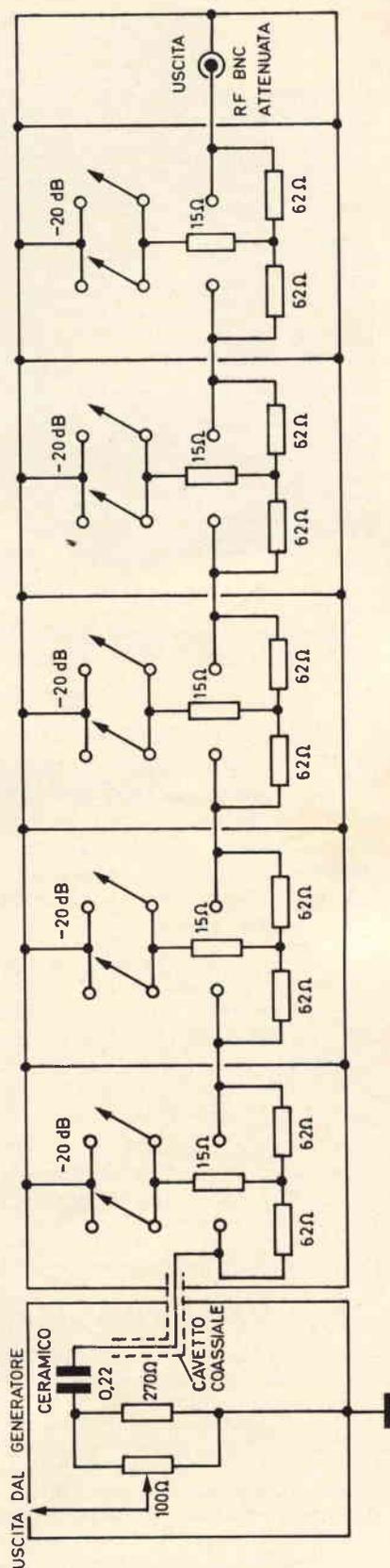


Fig. 12 - Schema elettrico dell'attenuatore a 5 passi da 20 dB l'uno, con uscita a 75 Ω.

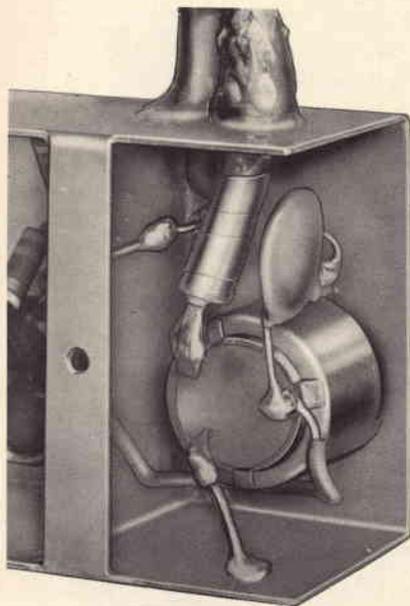


Fig. 13 - Particolare dell'attenuatore potenziometrico e della rivelazione del segnale R.F.

Nella scala dei medesimi da 1/4 di W si trovano i valori di 43 Ω e 11 Ω che consentono un'ottima precisione di lettura, agli effetti della attenuazione a -20 dB, anche se spostano di poco la caratteristica dell'impedenza di uscita, orientandola verso i 55 Ω .

Si noti che ogni terna di resistori, in ogni singola cellula, è stata montata in modo opposto a quella che precede o segue, nel senso che mentre la prima terna, la terza e la quinta sono pressate verso il fondo del telaio, la seconda e la quarta se ne allontanano, ciò per la necessità di dare un'angolazione ai resistori, in quanto lo spazio a

disposizione non è del tutto sufficiente.

Il conduttore isolato che trasferisce il segnale da una cellula ad un'altra è di 0,6 mm ed è ridotto al minimo quanto a lunghezza e centrato nel foro da 2 mm nei separatori.

A scanso di equivoci ricordiamo ancora che il resistore a massa è quello di 11 Ω , mentre gli altri 2 sono da 43 Ω .

Di deviatore in deviatore, da ultimo si perviene al bocchettone BNC e di conseguenza, all'esterno dello schermo frontale, al cavetto schermato da 52 Ω (tipo RG-58C/U) ed al circuito di utilizzazione.

Sconsigliamo tassativamente di usare deviatori del tipo a «slitta» che presentano un'apertura, una sfinestratura frontale tale da vanificare tutti gli sforzi fatti per ottenere una schermatura perfetta. Noi abbiamo usato dei microdeviatori, a 2 posizioni 2 vie, francesi, che vanno raccordati ognuno con un ponticello di corto-circuito, all'estremo della via inferiore, come ben si vede dalla fig. 9. Il potenziometro di attenuazione intermedia è piccolissimo, lineare da 100 Ω , antiinduttivo, pure della Allen-Bradley.

Sono assolutamente da scartarsi tipi a filo (a meno che non si trovi un tipo con avvolgimento speciale, antiinduttivo, di dimensioni ridottissime. Comunque noi non lo abbiamo trovato).

Ultima fatica: prelevare il segnale dal cursore del potenziometro, connesso con la rete di attenuazione, mediante un condensatore ceramico piatto, piccolo, da 5.600 pF, ben visibile dalla fotografia di fig.

13. L'altro capo del condensatore va a massa mediante un diodo AA 143 «punto oro» della ITT Standard (catodo a massa).

Dal punto di congiunzione tra il diodo al germanio ed il condensatore parte un resistore da 1/4 di W e di 4,7 k Ω che va a saldarsi sul terminale «caldo» del condensatore passante da 1.000 ÷ 2.000 pF. Da lì, come si è detto, attraverso la impedenza da 100 μ H ed il condensatore passante di pari valore, il segnale va allo strumento di livello da 100 μ A.

Si ponga molta attenzione nel saldare i terminali del diodo al germanio perché anche un limitato surriscaldamento può irrimediabilmente danneggiarlo. Si usi un saldatore, al solito, da 15 ÷ 20 W ed una punta a becchi come radiatore termico. La punta di stagno che si nota a lato del condensatore piatto (sempre in fig. 13) è quella relativa al diodo.

I suoi terminali devono essere tesi e corti. Assolutamente non si usino ricci o spiruline. Il ritorno a massa del diodo deve avvenire necessariamente sul primo divisore, come appare, sempre in fig. 13.

Tutti gli altri punti vicini dello schermo sono pericolosi, dal punto di vista termico in quanto, a cose fatte, si dovrà procedere alla stagnatura della custodia schermante tutt'attorno al telaio dell'attenuatore.

Per eccesso di scrupolo abbiamo anche voluto «fasciare» la guaina in polietilene del cavetto con una bandella schermante che le impedisse di influire sugli altri componenti vicini.

Tutta la parte di cavetto schermato di ingresso è lunga circa 13 cm. La calza schermante si arresta all'esterno del telaio e viene saldata attorno al tubetto da 5 mm di diametro esterno. Altra soluzione tecnicamente valida e più semplice non esiste. L'altro estremo, ovviamente, termina a circa 12 cm. di distanza, con un bocchettone BNC maschio, da inserire nella presa relativa sulla cassetta dell'oscillatore. A questo punto, finalmente, l'attenuatore è pronto all'uso.

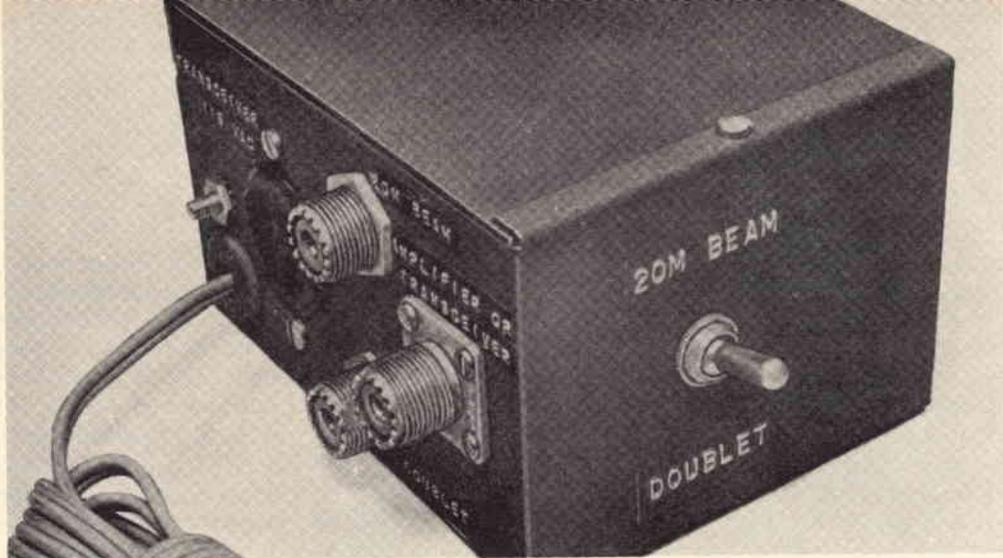
E' opportuno e razionale non sovraccaricare mai l'ingresso con una tensione superiore a 2 ÷ 3 V eff.

NUOVO RICEVITORE TRANSISTORIZZATO

Un ricevitore per comunicazioni destinato ad impieghi professionali in bande di frequenza basse, medie ed alte, è stato messo a punto dalla Racal Communication Limited, West Road, Bracknell, Berkshire, Inghilterra) per applicazioni da punto a punto dove non siano richiesti mezzi di ricerca.

Si tratta di un apparecchio adatto per tutti i modi di ricezione nell'intervallo di frequenza da 15 kHz a 30 MHz. La selezione di frequenza avviene mediante commutatori a decadi in-line; con la possibilità di agganciamento rapido del sintetizzatore viene così realizzata una impostazione estremamente rapida su una frequenza conosciuta.

Il ricevitore ha una prestazione senza pari del percorso del segnale; l'intermodulazione è caratteristicamente migliore di -90 dB. L'apparechio può essere fornito come gruppo autonomo o come gruppo da montare su mensola. E' possibile l'inclusione di dispositivi a scelta come ISB, PSK ed AFC.



PROTEGGETE LA VOSTRA ANTENNA TRASMITTENTE CONTRO I FULMINI

a cura di L. BIANCOLI

Per ottenere una buona protezione contro i danni derivanti dalle scariche elettriche atmosferiche, nulla può sostituire un buon collegamento del supporto dell'antenna alla stessa massa alla quale fa capo il telaio metallico dell'apparecchiatura elettronica.

Indipendentemente però dalla qualità dell'attuale sistema di collegamento a massa dell'antenna, il sistema di protezione automatico contro il fulmine, descritto da Electronic Experimenter's Handbook, può ridurre sensibilmente il rischio che il rice-trasmittitore subisca gravi danni a causa di fulmini o del manifestarsi di cariche statiche.

Il funzionamento del dispositivo è automatico, nel senso che viene alternativamente inserito o disinserto a seconda che — rispettivamente — il trasmettitore sia spento o acceso. Di conseguenza, non è più possibile dimenticare di collegare a

Per la maggior parte, i radioamatori dimenticano di collegare a massa la propria antenna trasmittente, o di prevedere comunque un sistema di protezione inseribile quando il trasmettitore non funziona. Questa grave dimenticanza può a volte comportare gravi conseguenze prima o durante un temporale, e determinare la distruzione di complesse e costose apparecchiature elettroniche. Ecco dunque un semplice dispositivo che chiunque può allestire, con risultati certamente positivi.

massa l'antenna, in quanto è chiaro che nessuno dimentica di spegnere il trasmettitore quando esso non deve essere usato.

GLI EFFETTI FULMINE

Esistono tre modi fondamentali nei quali l'attività elettrostatica derivante da un temporale può arrecare danni ad un impianto di telecomunicazione.

Il primo di essi consiste nell'accumularsi di una carica statica lungo la linea di antenna. Questo fenomeno non è dovuto direttamente al fatto che un fulmine colpisce la antenna, bensì ai medesimi fenomeni che provocano la produzione del fulmine.

L'accumularsi di una carica statica si manifesta quando la massa metallica dell'antenna non è collegata direttamente a terra, e deriva dal contatto diretto degli elementi irradianti con l'aria parzialmente ionizzata.

La carica si traduce in un elevato potenziale a corrente continua, che si manifesta fra la massa e gli stessi elementi. In tal caso, il danno

che ne può derivare è dovuto alla sovratensione applicata alla linea di trasmissione o ai componenti che fanno parte del circuito di ingresso del rice-trasmettitore.

I danni di questo genere, derivanti dalla presenza di cariche statiche, possono essere eliminati semplicemente collegando a massa tutte le parti del sistema di antenna, sia direttamente, sia attraverso un'impedenza per alta frequenza. L'aggiunta di questa impedenza costituisce un percorso a bassa resistenza per le scariche a corrente continua, mentre non esercita alcuna influenza sul normale funzionamento dell'antenna.

La carica statica che si accumula negli elementi e lungo la linea raggiunge il valore massimo durante le prime fasi di un temporale, prima cioè che abbia inizio la caduta della pioggia. Di conseguenza, gli eventuali danni all'apparecchiatura elettronica possono verificarsi **prima** che si manifestino i sintomi premonitori della tempesta.

Il secondo effetto di un temporale che può arrecare danni al rice-trasmettitore si rivela in tutta la sua importanza quando un fulmine cade nelle vicinanze, senza però colpire direttamente l'antenna. In questo caso, le tensioni transitorie di valore elevato possono essere facilmente indotte nell'antenna e lungo la linea.

Queste tensioni transitorie sono di brevissima durata, ma possono arrecare danni notevoli a causa delle loro caratteristiche di frequenza elevata.

Nei confronti di questo fenomeno, la presenza di un collegamento a massa attraverso un'impedenza per alta frequenza non costituisce un mezzo di protezione adeguato. L'unica protezione vera e propria è invece costituita da un buon collegamento diretto a massa.

Il terzo effetto, che possiamo considerare anche l'effetto finale, si verifica quando il fulmine colpisce direttamente l'antenna. Naturalmente, questa è la circostanza più pericolosa tra quelle testé citate. Anche in questo caso, il collegamento diretto a terra dell'intelaiatura della antenna costituisce la protezione ideale, sebbene anche con questa precauzione sia possibile che l'apparecchiatura elettronica subisca danni rilevanti.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La **figura 1** rappresenta lo schema elettrico dell'impianto di protezione automatica contro i fulmini. Si noti che la presenza del commutatore S1 permette di collegare al circuito una delle due antenne disponibili. Le prese di collegamento contrassegnate J1 ed J2 devono essere naturalmente costituite da connettori di tipo coassiale.

Le impedenze per alta frequenza RFC1 ed RFC2 costituiscono il metodo di protezione contro i danni derivanti dall'accumularsi di cariche statiche su una delle due antenne.

Il relè K1 corto-circuita entrambe le antenne direttamente a massa, quando il rice-trasmettitore, collegato ad una presa di corrente alternata (SO1) viene spento, oppure quando viene meno la tensione di rete di alimentazione.

Il circuito rivelatore di soglia di corrente, costituito dai diodi D1 e D2, e dal trasformatore T1, controlla la quantità di energia che viene fornita alla bobina di eccitazione di K1. La caduta di tensione ai capi dei diodi di controllo D1 e D2 è dell'ordine di 1,5 V da picco a picco, ed è indipendente dalla quantità di energia elettrica dissipata dal rice-trasmettitore.

La caduta di tensione ad onde quadre che si manifesta ai capi della coppia di diodi costituisce un segnale che viene applicato, attraverso il trasformatore T1, al diodo rettificatore controllato al silicio, SCR1.

I resistori R1 ed R2 costituiscono a loro volta un partitore di tensione, che determina l'ampiezza del segnale di sgancio che viene applicato all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato. Il valore di R2 dipende dalla sensibilità del rettificatore al silicio, nonché della potenza elettrica dissipata dal rice-trasmettitore quando è spento, in quanto alcune apparecchiature di questo tipo contengono un elemento riscaldante che funziona in continuità.

Quando invece il rice-trasmettitore è in funzione, e la tensione applicata all'elettrodo «gate» di SCR1 è sufficiente, il rettificatore controllato al silicio è in stato di conduzione, per cui ai capi della bobina di eccitazione di K1 viene applicata una certa tensione, attraverso il diodo rettificatore V4.

Il diodo D3 impedisce che una polarizzazione inversa di valore eccessivo venga applicata al «gate» di SCR1.

Le relazioni di fase del trasformatore, identificate dai puntini che si notano nello schema elettrico,

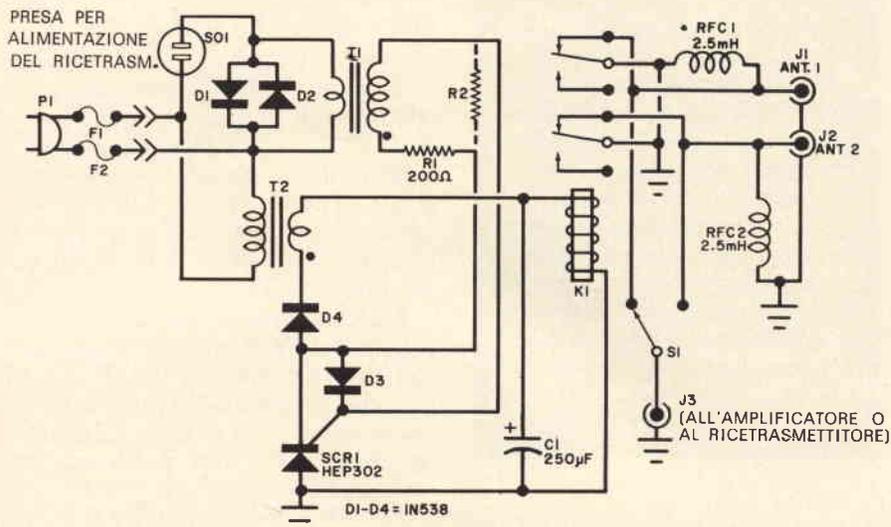


Fig. 1 - Il dispositivo di protezione contro i fulmini prevede l'impiego di due antenne. E' consigliabile alimentare il dispositivo tramite una presa bipolare munita di doppio fusibile, per ottenere un ulteriore effetto protettivo.

vanno rispettate per far sì che alla bobina di eccitazione di K1 venga applicata una certa quantità di corrente continua.

La tensione applicata al relé K1 è a corrente continua, con rettificazione di una sola semionda, con la aggiunta quindi di una certa componente alternata, ridotta dall'effetto limitato di filtraggio da parte di C1.

A causa della caduta di tensione che si presenta ai capi di D4 e di SCR1, la tensione applicata alla bobina di eccitazione del relé è normalmente compresa tra un minimo di 5 ed un massimo di 20 V, a seconda della resistenza intrinseca alla corrente continua della stessa bobina di eccitazione. Di conseguenza, un relé adatto al funzionamento con una tensione di valore compreso tra 9 e 12 V si presta adeguatamente.

Il sistema di eccitazione di questo relé può essere sia a corrente alternata, sia a corrente continua, in quanto la componente alternata della tensione di eccitazione è abbastanza ridotta per evitare il tipico ronzio che si manifesta in tali circostanze.

CRITERI COSTRUTTIVI

La disposizione dei componenti nella scatola metallica che contiene il dispositivo è illustrata alla **figura 2**. Per facilitare le operazioni meccaniche di allestimento, ed il successivo montaggio, è consigliabile piegare verso l'esterno i bordi della scatola. In un secondo tempo, è possibile quindi effettuare il montaggio di tutti i componenti, e completare le relative connessioni elettriche.

I conduttori percorsi dall'energia elettrica ad alta frequenza devono presentare la minima lunghezza possibile, in modo da non compromettere il rapporto onde stazionarie lungo la linea di trasmissione. Oltre a ciò, il relé non deve essere montato in posizione troppo vicina ai trasformatori, a meno che non si preveda per questi ultimi un efficace sistema di schermaggio magnetico.

La polarità, ossia la fase degli avvolgimenti dei trasformatori, non

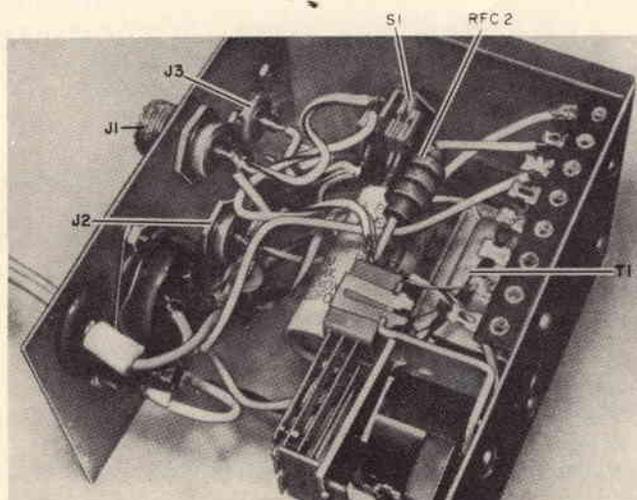
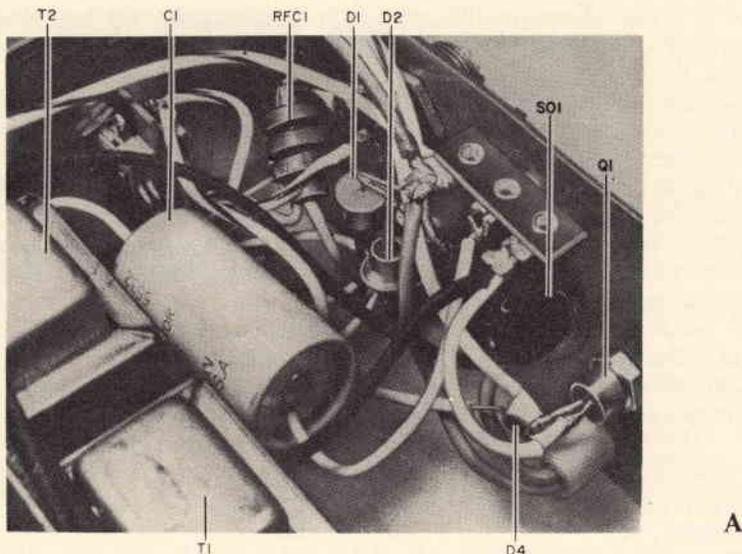


Fig. 2 - Fotografia illustrante la tecnica di montaggio dei componenti, che risulta assai più facile se i bordi inferiori del telaio metallico vengono piegati verso l'esterno, durante le operazioni di allestimento. La sezione «A» di questa figura e la sezione «B» illustrano l'apparecchio montato visto da due diverse posizioni, per chiarire la tecnica di montaggio della maggior parte dei componenti.

deve essere necessariamente prestabilita durante il montaggio, in quanto un eventuale errore di collegamento non può comportare alcun danno al circuito.

Se tuttavia a realizzazione ultimata si nota che le antenne non vengono isolate dal collegamento di massa ogni qualvolta il rice-trasmettitore viene messo in funzione, occorre invertire tra loro i terminali che costituiscono una qualsiasi delle quattro coppie di terminali dei trasformatori, in modo da ottenere le relazioni di fase opportune.

L'anodo del rettificatore controllato al silicio, corrispondente al bul-

loncino di fissaggio, si trova in questo dispositivo al potenziale di massa, per evitare la necessità di aggiungere particolari accessori di isolamento. Si consiglia inoltre l'impiego di una spina bipolare munita di fusibile per il collegamento alla rete a corrente alternata, in quanto la presenza di questo fusibile costituisce una ulteriore protezione contro i danni dovuti ai fenomeni di sovratensione che possono manifestarsi quando un fulmine colpisce direttamente la rete elettrica.

A questo punto, è opportuna, se non addirittura necessaria una importante precisazione. Il circuito, il

cui schema elettrico è illustrato alla figura 1, deve essere realizzato in un primo tempo senza l'aggiunta del resistore R2. Ciò premesso, quando il rice-trasmittitore spento viene collegato alla presa SO1, tramite la apposita spina, il relè K1 non deve isolare le antenne rispetto a massa. Se ciò accade, è possibile collegare un potenziometro ai capi del secondario di T1, per stabilire sperimentalmente il valore che è necessario attribuire al resistore R2 per far sì che K1 scatti soltanto quando il rice-trasmittitore viene messo in funzione.

CONTROLLO ED IMPIEGO DEL DISPOSITIVO

Se si fa uso sia di un rice-trasmittitore o di un amplificatore, l'uscita di quest'ultimo deve essere collegata al dispositivo di protezione con-

tro i fulmini, tramite il raccordo coassiale J3.

Le eventuali misure relative alla valutazione del rapporto onde stazionarie devono essere eseguite con e senza l'inserimento del dispositivo lungo la linea di antenna, per controllare che la qualità dell'apparecchiatura sia corrispondente alle esigenze. In pratica, il rapporto onde stazionarie non deve essere compromesso dall'aggiunta del dispositivo di protezione.

Le caratteristiche del sistema di commutazione previsto in questa apparecchiatura sono più che adeguate per un trasmettitore che funzioni con una potenza massima di circa 1 kW.

Adottando quindi tecniche realizzative appropriate, il commutatore di antenna può essere usato per commutare qualsiasi antenna trasmittente, funzionante nella gamma

di frequenze compresa tra 3,5 e 30 MHz.

Il dispositivo così realizzato costituisce un metodo di protezione più che efficace contro i danni derivanti dall'accumularsi di cariche statiche nell'antenna, anche quando il rice-trasmittitore è in funzione. Quando invece l'impianto di rice-trasmmissione è spento, la massima protezione contro le tensioni transitorie lungo l'antenna si verifica automaticamente, nel senso che le antenne vengono automaticamente collegate a massa attraverso i contatti del relè.

Analogamente, l'effetto protettivo si manifesta anche — sebbene non completamente — nei confronti dei danni che potrebbero essere provocati dalla caduta diretta di un fulmine sugli elementi irradianti.

Lo scatto del relè che isola le antenne a massa si verifica quando la bobina di eccitazione di K1 viene alimentata con una tensione sufficiente. Di conseguenza, nell'eventualità che la tensione alternata di rete venga meno improvvisamente per qualsiasi motivo, le antenne vengono automaticamente ed immediatamente collegate a massa. Questo è un particolare di notevole importanza, se si considera che molte volte, prima o durante un temporale, l'Ente per la distribuzione della energia elettrica provvede direttamente, per motivi di sicurezza, a sospendere la fornitura della tensione.

Chi vorrà quindi realizzare questo dispositivo, potrà avere la certezza quasi assoluta che le apparecchiature elettroniche di rice-trasmmissione di cui dispone saranno adeguatamente contro tutti i fenomeni atmosferici che potrebbero arrecare loro danni.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	= Resistore da 200 Ω - 0,5 W
R2	= Resistore di carico (vedi testo)
C1	= Condensatore elettrolitico da 250 μ F - 50 V
D1÷D4	= Diodi del tipo 1N538 o equivalente
F1/F2	= Fusibili da 250 V - 5 A
J1/J3	= Connettori coassiali
K1	= Relè per c.c. o c.a. da 9-12 V con doppio contatto di scambio da 250 V - 5 A
P1	= Spina bipolare con doppio fusibile incorporato (F1 ed F2)
RFC1	
RFC2	= Impedenze per alta frequenza da 2,5 mH - 20 mA
S1	= Deviatore da 250 V - 5 A
SCR1	= Rettificatore controllato al silicio da 3 A - tensione inversa di picco 150 V (tipo Motorola HEP302, o similare)
SO1	= Presa di corrente bipolare da 6 A
T1/T2	= Trasformatore per filamento con secondario di 24 V - 1 A: il primario deve essere adatto alla tensione di rete disponibile.

TV A CIRCUITO CHIUSO A SCUOLA

Si è svolto recentemente a Roma, un convegno di aggiornamento sulle tecnologie educative, organizzato dal Centro provinciale sussidi audiovisivi del Provveditorato agli studi di Roma. Il provveditore Prof. Aldo Tornese ha messo in rilievo il contributo che la TV e la RAI hanno portato allo sviluppo della cultura e all'impostazione dell'insegnamento «multimedia» cioè fondato sull'impiego integrato di una sempre più larga fascia di sussidi didattici, da quelli tradizionali, come il libro, a quelli più moderni e immediati.

Un altro relatore, Giampiero Calamari, ha annunciato che la RAI-TV sta lavorando a nuove linee di intervento della TV scolastica, in accordo con il Ministero della Pubblica Istruzione. Sono previsti, fra l'altro, contatti sistematici con la scuola e l'impiego della televisione a circuito chiuso, con la creazione di programmi elaborati nella scuola. In Italia circa 250 istituti utilizzano già questo nuovo mezzo.

CALCOLO E COSTRUZIONE DEI TRASFORMATORI D'USCITA

DI PICCOLE E MEDIE DIMENSIONI a cura di LUBI

Durante le diverse fasi di allestimento di circuiti nuovi o sperimentali impieganti componenti allo stato solido, si presenta spesso la necessità di disporre di trasformatori di uscita le cui caratteristiche non possono essere considerate «standard» sotto tutti i punti di vista. Ciò costituisce spesso una difficoltà insormontabile, a seguito della quale l'interessato rinuncia a volte alla realizzazione.

Ebbene, per risolvere questo semplice problema, descriviamo nell'articolo che segue il metodo più semplice per effettuare il calcolo del numero delle spire, della sezione del conduttore, e dei rapporti di trasformazione, e per realizzare piccoli trasformatori «auto-costruiti», avvolti su nuclei magnetici.

Nell'abbordare un problema come quello del progetto di un trasformatore per bassa frequenza, da impiegare per effettuare l'adattamento tra due diverse impedenze, è ovviamente preferibile ricorrere ad un procedimento pratico e realistico.

Le nove fasi che descriviamo, sulla scorta di un articolo apparso su *Electronic Experimenter's Handbook*, sono state predisposte in modo tale da evitare ogni perdita di tempo ed ogni complicazione, ottenendo ciò nonostante un perfetto trasformatore, senza ricorrere a complicati calcoli matematici.

Prima fase

Riferirsi innanzitutto ai cataloghi che descrivono le caratteristiche dei semiconduttori, in modo da rilevare tutti i dati necessari, come ad esempio i valori di impedenza primaria e secondaria, la potenza in gioco, e le tensioni nominali, relative al trasformatore che deve essere calcolato.

Seconda fase

Determinare la sezione utile del nucleo ferromagnetico in base alla potenza che il trasformatore deve dissipare, espressa in volt/ampère, che equivale alla ra-

dice quadrata del valore espresso appunto in volt/ampère, diviso per il fattore fisso 5,58.

Un metodo molto più semplice consiste nel riferirsi al grafico di **figura 1**, che reca due scale logaritmiche: la scala verticale di sinistra riporta tutti i valori di sezione del nucleo, espressi in centimetri quadrati, compresi tra un minimo di 0,25 ed un massimo di 10. La scala logaritmica orizzontale inferiore comprende invece tutti i valori di potenza in volt/ampère, compresi tra 0,01 e 50.

Una volta stabilito il valore nominale della potenza, basta individuarlo sulla scala inferiore, eseguire la retta verticale verso l'alto che parte da quel punto, fino ad incontrare la diagonale, e — dal punto di intersezione — proseguire verso sinistra, fino ad incontrare la scala verticale, sulla quale si potrà leggere direttamente la sezione del nucleo espressa in centimetri quadrati.

Terza fase

Calcolare a questo punto il rapporto tra le spire. Una volta noto il rapporto tra le impedenze primaria e secondaria, il rapporto tra le spire equivale alla radice quadrata del suddetto rapporto, $Z_1 : Z_2$ nel quale Z_1 rappresenta il valore maggiore, e Z_2 il valore minore.

Quarta fase

Determinare il valore massimo della tensione che deve essere presente tra i capi dell'avvolgimento primario. Per il funzionamento del tipo «single-ended», questo valore corrisponde alla tensione continua di alimentazione, V_{CC} , per il funzionamento in controfase, è invece necessario moltiplicare questo valore per due.

Quinta fase

Calcolare il diametro del conduttore necessario per avvolgere il primario: conoscendo la potenza nominale del trasformatore, e facendo riferimento alla tensione continua di funzionamento (V_{CC}), l'intensità della corrente primaria equivale al rapporto tra VA (po-

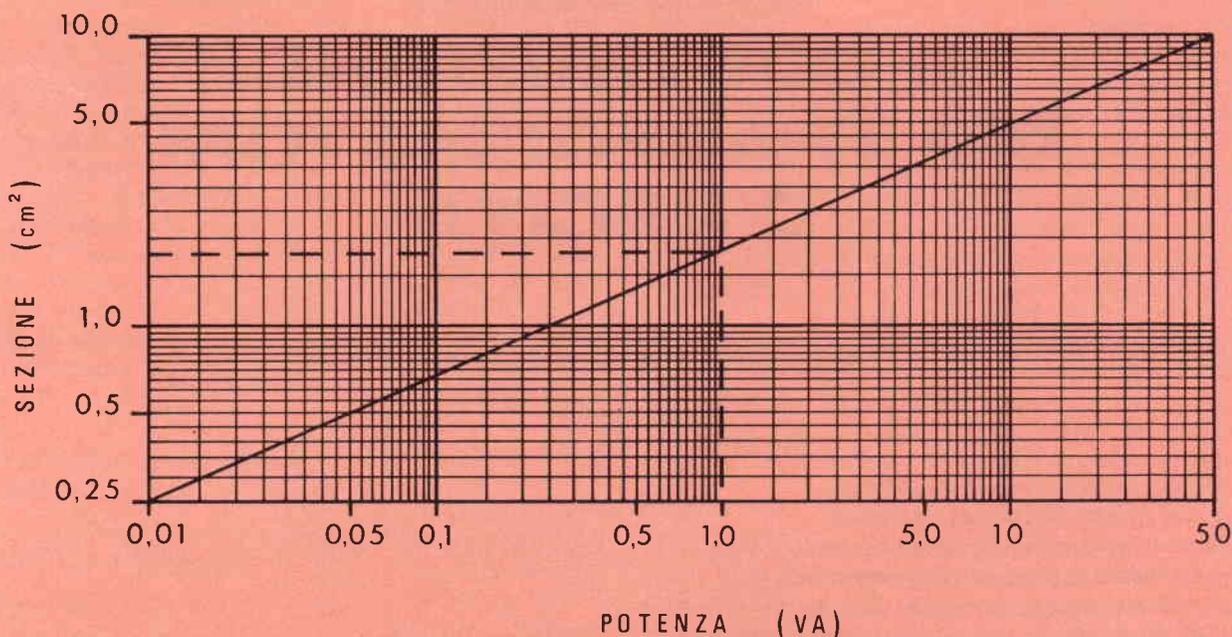


Fig. 1 - Grafico mediante il quale viene semplificato il calcolo della sezione del nucleo, in centimetri quadrati, in funzione della potenza primaria, espressa in volt/ampère. Una volta individuato il valore della potenza sulla scala inferiore, si segue la retta verso l'alto fino ad incontrare la diagonale. Dal punto di intersezione, si segue la retta orizzontale verso sinistra, fino a leggere sulla scala verticale il valore della sezione.

tenza il volt/ampère) e V_{CC} (tensione continua di alimentazione).

Per l'impiego nei circuiti di bassa frequenza, è consigliabile una sezione minima di 0,35 millimetri quadrati per ampère, pari a circa 3 A/mm². Se lo spazio disponibile per l'avvolgimento lo permette, è però ancora più opportuno scegliere un valore leggermente maggiore, pari cioè a circa 0,5 millimetri quadrati per ampère, pari a circa 2 A/mm².

Quando l'avvolgimento primario è munito di presa centrale, attraverso ciascuna sezione dell'avvolgimento scorre una corrente pari soltanto alla metà di quella totale, e ciò durante ciascuna semionda di conduzione, per cui la superficie netta del nucleo può essere ridotta alla metà, in quanto anche la potenza globale dissipata risulta divisa per due.

Per calcolare il numero delle spire che costituiscono l'avvolgimento primario, ci si può servire della formula seguente:

$$\text{Spire Primarie} = \frac{V_{CC} \times 10^8}{4,44 \times (A) \times (f) \times (BM)}$$

nella quale, come ben sappiamo, V_{CC} rappresenta la tensione di alimentazione, A rappresenta la superficie netta nel nucleo espressa in centimetri quadrati, f rappresenta il valore minimo della frequenza dei segnali che devono poter passare attraverso il trasformatore senza subire perdite apprezzabili, e BM rappresenta infine la densità di flusso espressa in linee per centimetro quadrato.

Settima fase

Determinare il numero delle spire che devono costituire l'avvolgimento secondario. Se il trasformatore deve essere del tipo con rapporto in salita, moltiplicare il numero delle spire primarie precedentemente calcolate per il rapporto tra le spire. Se invece il trasformatore deve essere del tipo con rapporto in discesa, il numero delle spire primarie deve essere diviso per il suddetto rapporto.

Ottava fase

Calcolare la sezione del conduttore con cui deve essere avvolto l'avvolgimento secondario, mediante il rapporto tra le spire precedentemente citato. Il trasferimento di corrente è inversamente proporzionale al rapporto tra le spire. Di conseguenza, se il trasformatore è ad esempio del tipo in discesa, con rapporto 10 : 1, l'avvolgimento secondario deve essere in grado di condurre una corrente la cui intensità è dieci volte maggiore di quella che scorre attraverso l'avvolgimento primario.

Una volta determinata l'intensità della corrente secondaria, ci si può riferire alla tabella della pagina seguente per stabilire il diametro minimo che il conduttore deve avere per poter corrispondere alle esigenze.

In ogni modo, si rammenti che è sempre consigliabile adottare il diametro maggiore possibile, compatibilmente con la disponibilità di spazio, per evitare che attraverso gli avvolgimenti si manifestino cadute di tensione a corrente continua di valore eccessivo, le

quali cadute potrebbero compromettere il rendimento del trasformatore.

Nona fase

L'ultima fase consiste nella realizzazione.

Se poi il trasformatore è del tipo con presa contrale, conviene usare il metodo di avvolgimento detto «bifilare», del quale ci occuperemo tra breve.

Infine, trattandosi di uscite con impedenze multiple, è necessario ricalcolare i diversi rapporti tra le spire, le correnti secondarie, ecc., per ciascuna impedenza di uscita.

LE NOZIONI PRATICHE

Chi realizza progetti particolari o circuiti sperimentali, come già si è detto, ha spesso necessità di disporre di trasformatori con caratteristiche piuttosto insolite.

Quando un trasformatore di questo tipo viene calcolato e realizzato appositamente, il suo costo risulta solitamente proibitivo rispetto al costo totale dell'intero progetto, ossia dell'intero dispositivo del quale esso fa parte.

Tuttavia, svolgendo una minima parte di calcoli, ed una quantità di lavoro che non può essere considerata eccessiva, è possibile realizzare praticamente qualsiasi tipo di trasformatore, purché di piccole dimensioni, evitando di sostenere le ingenti spese alle quali abbiamo fatto accenno.

Il procedimento che stiamo per descrivere è naturalmente limitato ai trasformatori di dimensioni piccole o medie, e caratterizzati da impedenze i cui valori sono bassi o medi. Non è infatti consigliabile realizzare trasformatori subminiatura il cui costo sia di poche centinaia di lire, oppure trasformatori ad altissima impedenza, che implicano avvolgimenti costituiti da diverse migliaia di spire, avvolte con un conduttore molto sottile.

Nell'articolo si troverà molto spesso il termine di volt/ampère, rappresentato dal simbolo VA, in sostituzione del terminale Watt (W), che definisce di solito la potenza. L'impiego di questa grandezza parte dal presupposto che i due valori si equivalgano, anche se ciò non corrisponde alla realtà.

Tuttavia, per gli scopi che ci siamo proposti, possiamo far conto che la potenza in volt/ampère sia uguale alla potenza in Watt, ottenendo dei pari risultati accettabili.

I CALCOLI

I calcoli che devono essere eseguiti per un piccolo trasformatore, sono già stati elencati nel paragrafo precedente. Per seguirne le diverse fasi, vediamo di descrivere un esempio pratico.

Supponiamo che sia necessario disporre di un trasformatore di uscita avente un primario di 130 Ω , ed un secondario che renda disponibili i valori di impedenza di 4, 8 e 16 Ω , per consentire l'accoppiamento tra un circuito integrato del tipo RCA CA 3020, ed un altoparlante.

Riferendosi ai dati forniti dal Fabbricante possiamo facilmente stabilire che la potenza di uscita fornita da quel tipo di circuito integrato ammonta a 0,5 W.

Supponiamo anche che nei cataloghi dei normali fornitori di componenti per circuiti elettronici non sia possibile trovare un trasformatore avente caratteristiche adatte, sebbene ne esista ad esempio un modello che presenta un'impedenza con presa centrale di 125 Ω , con una potenza nominale di 300 mW (0,3 W).

Questo trasformatore potrebbe anche essere usato in sostituzione di quello effettivamente necessario, ma è certamente più opportuno realizzare un esemplare avente le caratteristiche effettivamente opportune, in modo da poter sfruttare tutta la potenza di uscita sviluppata dal circuito.

Per prima cosa è quindi necessario calcolare la sezione netta del nucleo. Si noti, tuttavia, che la sezione del nucleo è solitamente riferita alla parte centrale del pacco lamellare, chiaramente visibile nel disegno di figura 2. Riferendoci ora al grafico di figura 1, occorre innanzitutto precisare che, date le minime dimensioni del trasformatore, è possibile effettuare il calcolo della sezione rispetto ad un valore doppio della potenza effettiva, in modo da evitare il pericolo di effetti di saturazione del nucleo stesso. Di conseguenza, partiremo dal presupposto che la potenza dissipata sia pari ad 1,0 W, anziché a 0,5.

Sempre in riferimento al grafico di figura 1, l'esempio riportato ci permette di stabilire un valore della

TABELLA DEI CONDUTTORI DI AVVOLGIMENTO

Diametro del filo mm	Portata max con 0,35 mm ² /A mA	N° spire nominali per cm
1,60	6.000	5,80
1,45	4.800	6,20
1,30	3.950	7,10
1,15	3.500	8,00
1,00	2.350	9,50
0,90	1.908	10,50
0,80	1.509	11,00
0,70	1.155	13,30
0,65	996	14,50
0,60	850	15,30
0,55	714	17,40
0,50	590	18,70
0,45	477	20,50
0,40	378	23,00
0,35	288	26,00
0,30	213	30,00
0,28	186	32,50
0,26	150	34,50
0,25	140	36,00
0,24	132	38,00
0,22	114	40,70
0,20	96	45,00
0,18	75	50,00
0,15	54	58,00
0,12	33	71,00
0,10	24	80,00
0,08	15	96,00
0,06	9	150,00

sezione del nucleo, pari a circa 1,70 centimetri quadrati. Questo valore può essere calcolato anche con una certa approssimazione, in quanto in effetti la sezione del nucleo non rappresenta un parametro molto critico, purché non sia inferiore al valore necessario.

A questo punto possiamo passare alla determinazione del rapporto tra le spire, in base al rapporto tra le impedenze. Dal momento che conosciamo l'impedenza primaria ed il valore più basso dell'impedenza secondaria, basta inserire i valori 130 e 4 nella formula citata. Avremo quindi che:

$$\text{Rapporto} = \sqrt{(130 : 4)} = \sqrt{32,5} = 5,7$$

Di conseguenza, il rapporto effettivo tra le spire stabilisce che occorrono 5,7 spire dell'avvolgimento primario per ogni spira dell'avvolgimento secondario.

La fase successiva consiste nello stabilire il valore della tensione continua che deve essere applicata ai capi dell'avvolgimento primario. In questo caso, supponiamo che il circuito integrato citato debba funzionare con una tensione di alimentazione di 9 V.

A ciò, occorre aggiungere che il circuito integrato CA 3020 è caratterizzato da uno stadio di uscita del tipo in controfase. Di conseguenza, occorre rammentare che il valore della tensione di alimentazione deve essere raddoppiato, per cui si terrà conto nel calcolo di un valore effettivo di 18 V, ossia 2×9 .

Calcoliamo ora la sezione del conduttore necessaria per avvolgere il primario. Dal momento che abbiamo deciso che il trasformatore deve essere in grado di sopportare una potenza di 1 W, vediamo prima di stabilire quale è l'intensità massima della corrente che deve scorrere attraverso l'avvolgimento primario. A tale riguardo, avremo quindi che, considerando la tensione effettiva di 9 V,

$$I = (VA : V_{cc}) = 1 : 9 = 0,111 \text{ A}$$

Ciò fatto, dal momento che in uno stadio di uscita in controfase l'intensità globale della corrente si divide in parti uguali tra le due sezioni primarie, il valore ora calcolato deve essere diviso per 2, per poter stabilire in pratica la sezione del conduttore. L'intensità effettiva della corrente che scorre attraverso l'avvolgimento primario ammonta a:

$$0,111 \text{ A} : 2 = 0,055 \text{ A} \text{ (55 mA)}$$

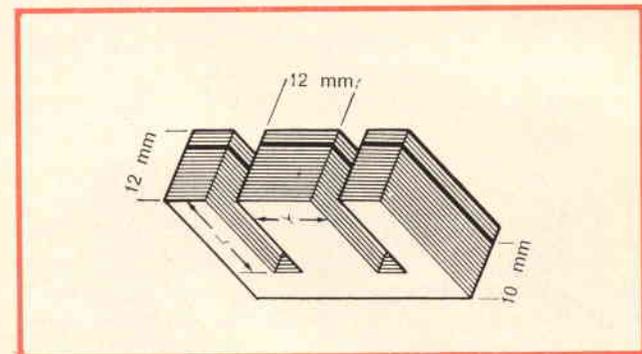


Fig. 2 - Esempio tipico di pacco lamellare sul quale è possibile avvolgere un piccolo trasformatore di uscita. La riga in neretto evidenzia la parte in eccesso che può essere eliminata per ridurre la sezione effettiva del nucleo.

Se volessimo adottare un valore minimo della sezione del conduttore pari a 0,35 millimetri quadrati per ampère, ci basterebbe riferirci alla seconda colonna della tabella citata, ed individuare il valore che maggiormente si approssima a quello di 55 mA.

Nella suddetta colonna è presente il valore di 54 mA, che corrisponde ad un diametro del conduttore pari a 0,15 mm. Si tratta però di un conduttore molto sottile, e che comporta certe difficoltà agli effetti dell'avvolgimento. E' quindi preferibile scegliere per prudenza una sezione maggiore, per cui la scelta potrà cadere ad esempio sul diametro di 0,20 mm, che sopporta una corrente di 96 mA.

A tale riguardo facciamo una precisazione. I valori più importanti che interessano il risultato del calcolo sono le impedenze primaria e secondaria. Qualsiasi valore di impedenza — entro determinati limiti — può essere calcolato in base a qualsiasi sezione del nucleo, e questo è il motivo per il quale alcuni dei valori in gioco sono stati volutamente aumentati, senza peraltro alterare sia pure minimamente il risultato.

Naturalmente, sarebbe stato possibile attenersi ai valori effettivamente necessari, e precisamente ad una potenza di 0,5 W, con un diametro del conduttore di 0,15 mm, ecc. In ogni modo, dal momento che il risultato dipende dall'esattezza dei rapporti in gioco, ciò che conta è che i rapporti tra le spire corrispondano alle esigenze. Dimensionando quindi il trasformatore con abbondanza, si ottengono due vantaggi importanti: in primo luogo, si riducono al minimo le perdite dovute alla resistenza intrinseca dei conduttori, ed in secondo luogo si diminuiscono anche le perdite che si verificano nel circuito magnetico per fenomeni di saturazione, grazie all'abbondanza con la quale è stato dimensionato il nucleo.

Dovendo invece effettuare un calcolo nei confronti di un trasformatore di maggiori dimensioni, si potrà attenersi ai valori effettivamente calcolati, oppure dimensionare il trasformatore con minore abbondanza rispetto all'esempio fatto, a seconda del materiale disponibile e delle preferenze del realizzatore.

Possiamo ora passare al calcolo del numero delle spire primarie. A tale scopo, faremo riferimento ad un valore doppio della tensione continua di alimentazione, pari a 18 V, e ad una sezione di 1,70 centimetri quadrati, per realizzare un trasformatore in grado di funzionare con una potenza nominale di 1 W.

La frequenza minima di funzionamento verrà scelta arbitrariamente al valore di 100 Hz. Per quanto riguarda invece la densità di flusso BM, espressa in linee di forza per centimetro quadrato, si potrà usare qualsiasi valore compreso tra 6.000 e 14.000, a seconda del materiale che viene usato per allestire il pacco lamellare. In linea di massima, si tratta quasi sempre di ferro al silicio, nei confronti del quale è possibile considerare il valore medio di 10.000.

Avremo quindi che:

$$\text{Spire primarie} = \frac{2 V_{cc} \times 10^8}{4,44 \times A \times f \times BM} =$$

$$= \frac{18 \times 10^8}{4,44 (1,70) (100) (10.000)} = 240 \text{ (circa)}$$

L'avvolgimento primario dovrà quindi essere costituito da un totale di 240 spire.

Una volta calcolato il numero delle spire che costituiscono l'avvolgimento primario, possiamo ricorrere ancora alla formula del rapporto tra le spire per calcolare il numero delle spire che devono costituire l'avvolgimento secondario.

Come abbiamo premesso, deve trattarsi di un trasformatore in discesa, per cui dobbiamo **dividere** le spire primarie per il rapporto tra le spire. In rapporto all'impedenza secondaria più bassa di 4 Ω, avremo quindi che:

$$\text{Spire secondarie} = (\text{spire primarie}) : (\text{rapporto tra le spire}) = 240 : 5,7 = 42 \text{ (circa)}$$

A questo punto, la sezione del conduttore che deve costituire l'avvolgimento secondario dipende dal rapporto tra le correnti.

Come già abbiamo stabilito, l'intensità della corrente secondaria equivale all'intensità della corrente primaria moltiplicata per il rapporto tra le spire. In altre parole avremo che:

$$0,111 \times 5,7 = 0,64 \text{ A (640 mA)}$$

La sezione del conduttore con il quale verrà avvolta la parte dell'avvolgimento secondario che fornisce la impedenza di uscita di 4 Ω può essere determinata col medesimo sistema adottato per calcolare la sezione del conduttore dell'avvolgimento primario.

Con una portata dell'ordine di 0,35 millimetri quadrati per ampère, la tabella ci permette di stabilire che con una corrente di 590 mA (approssimazione per difetto) è necessario un conduttore di rame del diametro di 0,5 mm, mentre per una corrente di 714 mA (approssimazione per eccesso) è necessario un conduttore del diametro di 0,55 mm.

Ora, dal momento che l'intensità effettiva di 640 mA si trova a metà strada tra i due diametri ci converrà scegliere senz'altro il maggiore, e, sempre con approssimazione in base ai diametri disponibili in commercio, effettueremo l'avvolgimento impiegando appunto un conduttore di rame del diametro di 0,55 mm.

Ciò fatto, non resta che calcolare il numero delle spire e la sezione del conduttore, necessari per estendere l'impedenza secondaria ai valori di 8 e di 16 Ω. Anche in questo caso, occorre riferirsi alla formula del rapporto tra le spire, e determinare i rapporti relativi alle impedenze di 8 e di 16 Ω, separatamente.

In seguito, si usano i medesimi rapporti per determinare il numero esatto delle spire necessarie per ciascuna impedenza, come segue.

Per il valore di 16 Ω, il rapporto sarà dato da:

$$\sqrt{(130 : 16)} = 2,86 \text{ (circa)}$$

Per il valore di 8 Ω, avremo invece:

$$\sqrt{(130 : 8)} = 4 \text{ (circa)}$$

Effettuando ancora due volte il calcolo delle spire, avremo pertanto che, per ottenere un'impedenza secondaria di 16 Ω occorreranno in totale 84 spire, mentre per l'impedenza di 8 Ω occorreranno in totale 60 spire.

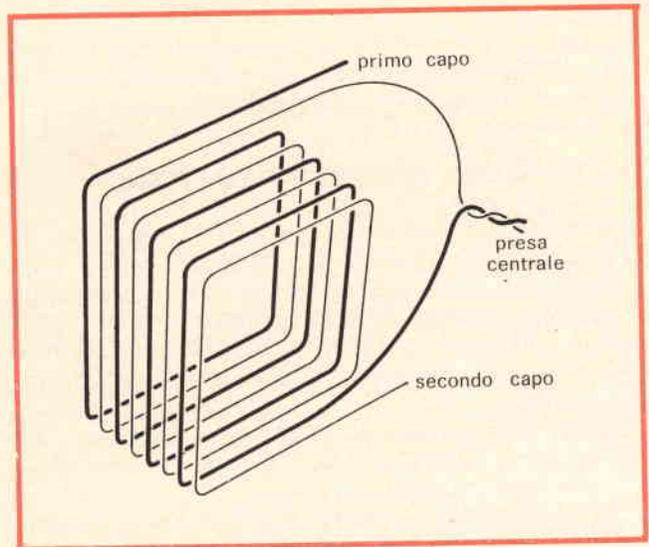


Fig. 3 - Metodo di allestimento di un avvolgimento con presa centrale, con la tecnica «bifilare». L'avvolgimento viene realizzato con un filo doppio, dopo di che la fine di uno degli avvolgimenti viene collegata all'inizio dell'altro. I due capi rimasti liberi costituiscono gli estremi dell'intero avvolgimento.

In sostanza, dal momento che l'impedenza massima secondaria è di 16 Ω, e che per il valore di 4 Ω è già stato calcolato il totale di 42 spire, occorrerà aggiungere a questo primo secondario un totale di $60 - 42 = 18$ spire per estendere l'impedenza secondaria al valore di 8 Ω, e quindi un totale di $84 - 60 = 24$ spire per ottenere il valore massimo di 16 Ω.

Infine, occorre considerare che aumentando l'impedenza secondaria diminuisce l'intensità della corrente che scorre attraverso il relativo avvolgimento. Prima di passare alla realizzazione, occorrerà perciò ripetere il calcolo della sezione del filo dell'avvolgimento secondario relativa all'impedenza di 8 Ω, in modo da stabilire il diametro che deve avere il conduttore col quale vengono avvolte le diciotto spire aggiuntive per raggiungere il valore intermedio dell'impedenza. Infine, si effettuerà il medesimo calcolo tenendo conto dell'impedenza di 16 Ω, e si calcolerà infine la sezione che il conduttore dovrà presentare per avvolgere le ultime ventiquattro spire.

A realizzazione ultimata, se l'altoparlante verrà collegato ai capi dell'avvolgimento di 4 Ω, in quanto tale sarà il valore dell'impedenza della bobina mobile, le due aggiunte dell'avvolgimento secondario, costituite dalle diciotto e dalle ventiquattro spire risulteranno inattive. Se invece l'altoparlante presenterà un'impedenza della bobina mobile pari ad 8 Ω, il fatto che la prima parte dell'avvolgimento (4 Ω) sia costituito da un conduttore di maggior diametro non comporterà alcuna conseguenza dannosa. Altrettanto dicasi nel caso che l'altoparlante abbia invece un'impedenza di 16 Ω, nel quale caso l'avvolgimento secondario risulterà costituito da tre sezioni in serie tra loro, ciascuna delle quali è stata avvolta con un conduttore di diverso diametro. In ogni modo, ciò che conta è che nessuna parte dell'avvolgimento abbia una sezione inferiore a

quella necessaria, in base all'intensità massima della corrente in gioco. Se invece una parte dell'avvolgimento viene realizzata con un conduttore di diametro maggiore, ciò non può che costituire un vantaggio.

COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE

L'allestimento del trasformatore in base ai dati di calcolo precedentemente citati è assai semplice. Sappiamo infatti che la sezione del nucleo deve essere pari approssimativamente ad 1,70 centimetri quadrati, ed il metodo più semplice e più economico per allestire un nucleo adatto consiste nell'impiegare un vecchio trasformatore di uscita.

Molti trasformatori di questo tipo presentano un nucleo la cui superficie è pari approssimativamente a 2,0 centimetri quadrati.

Di conseguenza, togliendo soltanto alcune lamelle dal pacco, è molto facile ottenere il valore opportuno della sezione.

Smontare quindi il vecchio trasformatore, togliere e gettare gli avvolgimenti, ma conservare il rocchetto di cartone o di materia plastica, sul quale sarà possibile poi avvolgere il nuovo trasformatore. In mancanza del suddetto rocchetto, è altrettanto facile costruirne uno impiegando del cartoncino del tipo «bristol» o «presspan», o ancora del comune cartone paraffinato.

Il rocchetto deve avere dimensioni tali da poter essere facilmente inserito sulla colonna centrale del nucleo, e deve avere una lunghezza leggermente minore della suddetta colonna centrale, in modo da evitare che il pacco lamellare che chiude il circuito magnetico venga tenuto ad una certa distanza dalle espansioni polari.

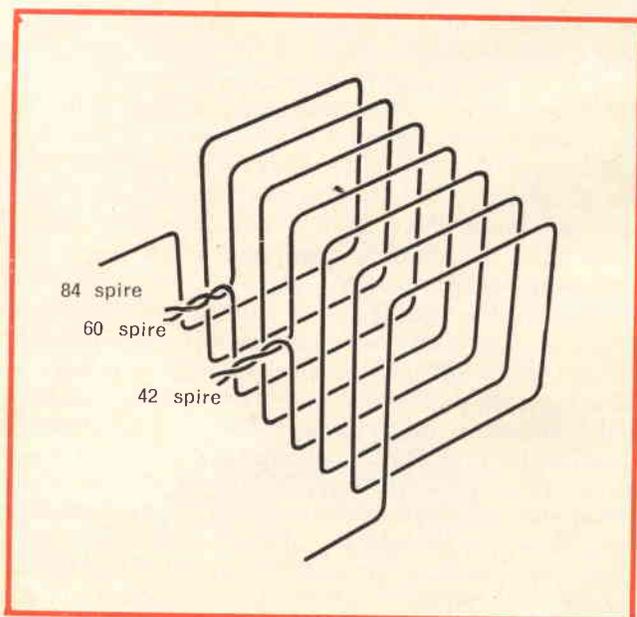


Fig. 4 - Metodo di applicazione di prese intermedie lungo un unico avvolgimento. Se la sezione del filo rimane costante, è sufficiente ripiegare il cavo ed intrecciarlo. Se invece la sezione del conduttore deve essere variata, occorre effettuare una saldatura in corrispondenza di ciascuna presa.

Inserire quindi il rocchetto su di un nucleo di legno avente la medesima struttura della colonna centrale del pacco lamellare, provvisto di un foro longitudinale, attraverso il quale sarà possibile far passare una vite con dado. Mediante questa vite l'intero rocchetto potrà essere fissato nel mandrino di un trapano, che verrà stretto in posizione orizzontale in una morsa.

A questo punto, non resta che praticare i fori necessari nelle pareti del carcassino, per consentire la uscita dei terminali che faranno capo alle diverse sezioni dell'avvolgimento.

Come partenza, e per evitare spiacevoli inconvenienti in seguito, è consigliabile introdurre un segmento di conduttore isolato in plastica nel foro di inizio e saldare l'estremità del primo avvolgimento ad un capo del suddetto conduttore, isolandone poi la giuntura con del nastro adesivo. Ciò fatto, si potrà dare inizio all'avvolgimento, disponendo le spire perfettamente affiancate l'una all'altra, ed interponendo eventualmente un sottile strato di carta paraffinata tra uno strato e quello successivo, per evitare corto-circuiti tra le spire.

Beninteso, l'interposizione di questi strati di carta dovrà essere effettuata tenendo conto dello spazio disponibile, e del numero totale delle spire che devono essere installate sul rocchetto. Se lo spazio è appena sufficiente, si potrà evitare l'interposizione di questi strati di carta di protezione, a patto che la tensione che viene applicata ai capi dell'intero avvolgimento sia di valore piuttosto ridotto ossia non superiore a circa 20 V.

Se l'avvolgimento deve essere munito di presa centrale, conviene adottare la tecnica «bifilare», alla quale abbiamo già accennato, che viene realizzata in base al disegno di figura 3. In sostanza si tratta di effettuare un unico avvolgimento, consistente nel numero di spire prestabilito, impiegando però due conduttori simultaneamente, anziché uno solo. I due conduttori verranno avvolti disponendoli sempre uno a fianco dell'altro, come se si trattasse di un solo conduttore.

Una volta che sia stato ultimato l'avvolgimento, costituito da tutte le spire necessarie, si saranno ottenuti in pratica due avvolgimenti identici tra loro, costituiti cioè dal medesimo numero di spire, ed avvolti tra loro anche in fase. Non resterà quindi che unire il terminale dell'ultima spira di uno degli avvolgimenti col terminale della prima dell'altro, per costituire la presa centrale. Il primo terminale del primo avvolgimento, e l'ultimo terminale del secondo avvolgimento costituiranno invece le estremità opposte dell'avvolgimento globale, come risulta evidente alla citata figura 3.

Il punto di unione tra i due avvolgimenti, che costituisce la presa centrale, dovrà naturalmente far capo ad un altro tratto di conduttore flessibile isolato in plastica, isolandone con cura la saldatura (che verrà poi fatto passare attraverso un apposito foro del carcassino) contraddistinto da un diverso colore, per identificare facilmente la presa centrale. Le due estremità opposte dell'avvolgimento potranno invece avere il medesimo colore.

Se infine durante l'esecuzione di un avvolgimento occorrerà praticare delle prese intermedie, ad esempio nel caso del secondario ad impedenze multiple, oppure dovendo praticare delle prese intermedie lungo lo stesso avvolgimento primario, si potrà procedere nel modo chiaramente illustrato alla **figura 4**.

Per ciascuna presa intermedia basterà ripiegare il conduttore su se stesso, ed attorcigliarlo, ricoprendolo poi con un tratto di tubetto «sterling», che uscirà dall'apposito foro praticato nel carcassino. Se invece per ogni presa intermedia occorre variare il diametro del conduttore con cui l'avvolgimento viene realizzato, si potrà semplicemente denudare le estremità di ciascun conduttore per circa 10 mm, togliendone lo smalto, ed eseguire una normale saldatura, aggiungendo anche il terminale isolato che verrà portato all'esterno per costituire appunto la presa intermedia.

Dopo aver avvolto l'ultima spira, non resterà che proteggere l'intero avvolgimento con alcuni strati di carta paraffinata, aggiungendo, se lo spazio lo permette, uno strato di cartoncino o di nastro adesivo, che completerà l'effetto protettivo nel modo migliore.

Si rammenti che in determinati casi è preferibile avvolgere prima l'avvolgimento di impedenza maggiore, ed in seguito quello di impedenza minore. La scelta però è affidata alle preferenze del realizzatore, e l'alternativa non comporta svantaggi apprezzabili.

Nell'eventualità che si desideri realizzare un trasformatore con minime perdite, si rammenti che il «carcassino» può essere diviso in tre parti in senso longitudinale, avvolgendo una parte del primario in una delle sezioni, l'intero secondario, (semplice o complesso che sia) nella sezione centrale, e la seconda parte del primario nella terza sezione rimasta libera. Analogamente, è possibile avvolgere una parte del primario all'inizio dell'avvolgimento, interromperlo con l'applicazione di un terminale esterno, avvolgere uno strato di carta protettiva, avvolgere su quest'ultima il secondario, e — dopo averlo adeguatamente protetto — completare l'avvolgimento con l'applicazione delle spire necessarie per completare il primario.

IL COLLAUDO DEL TRASFORMATORE

Un vero e proprio collaudo del trasformatore non è necessario se il calcolo è esatto e se la realizzazione è stata effettuata in base alle istruzioni fornite in questo articolo. Tuttavia, se si desidera adottare qualche precauzione, è possibile provare il trasformatore appena costruito con l'aiuto di un generatore di segnali di bassa frequenza, due voltmetri elettronici, un resistore di carico avente il valore corrispondente ad una delle impedenze di uscita, ed un potenziometro da 1.000 Ω , come si osserva alla **figura 5**.

Basta infatti predisporre il controllo di ampiezza dei segnali forniti dal generatore in modo da ottenere un'uscita di diversi volt, alla frequenza di 1.000 Hz, e regolare il potenziometro collegato nel modo indicato, facendo sì che entrambi gli strumenti forniscano la medesima lettura.

Ciò fatto, è necessario aumentare la resistenza del potenziometro, finché il secondo voltmetro elettronico

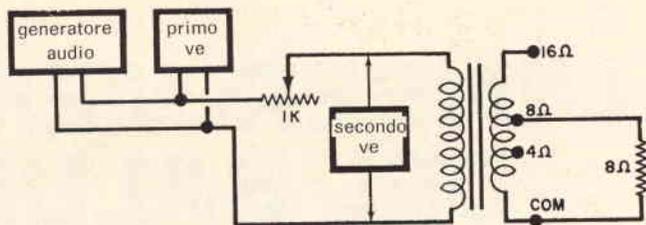


Fig. 5 - Disposizione degli strumenti di misura (ve) per effettuare il collaudo di un trasformatore a realizzazione ultimata. Durante la prova descritta, al secondario deve essere applicato un carico di valore adatto.

fornisce un'indicazione pari approssimativamente alla metà di quella originale, assicurandosi però nel contempo che l'indicazione fornita dal primo voltmetro elettronico rimanga pari a quella originale.

Dal momento che variando la resistenza del potenziometro si diminuisce l'effetto di carico applicato alla uscita del generatore, si noterà che il primo voltmetro denoterà un aumento della tensione. Per compensare questa variazione, è perciò sufficiente ridurre l'ampiezza del segnale fornito dal generatore, fino a riportare la lettura fornita dal primo voltmetro al valore originale.

Dopo aver variato alternativamente diverse volte l'ampiezza dei segnali di uscita del generatore e la regolazione del potenziometro, deve essere dunque possibile raggiungere una posizione nella quale il primo voltmetro indica ancora il valore originale della tensione, mentre il secondo fornisce un'indicazione pari esattamente alla metà.

Una volta ottenuta questa condizione, togliere il potenziometro dal circuito senza alterare la sua regolazione finale, e misurare la resistenza. Il valore misurato deve essere pari (o almeno molto prossimo) al valore dell'impedenza primaria del trasformatore, che — nell'esempio fatto — deve essere di 130 Ω .

Questa misura deve essere naturalmente eseguita applicando ai capi del secondario un carico di valore adatto, poiché — in caso contrario — il trasformatore verrebbe provato «a vuoto», compromettendo notevolmente l'esattezza della misura descritta.

Se infatti al secondario del trasformatore viene applicato un carico di valore diverso da quello necessario, collegando ad esempio un resistore da 8 Ω ai capi dell'uscita di 4 Ω , oppure un resistore di 16 Ω ai capi dell'uscita ad 8 Ω , i fenomeni dovuti all'impedenza riflessa porterebbero alla determinazione di un'impedenza primaria diversa da quella effettiva.

In pratica, se si collega un altoparlante la cui bobina mobile presenti un'impedenza di 3,2 Ω all'uscita del trasformatore caratterizzato da un'impedenza di 4 Ω , si deve ottenere un'impedenza primaria leggermente inferiore a quella per la quale il trasformatore è stato calcolato. Occorre però considerare che, sapendo a priori che l'impedenza del carico effettivo sarebbe stata di 3,2 anziché di 4 Ω , sarebbe stato molto facile effettuare il calcolo del rapporto di impedenza rispetto al valore di 3,2 anziché rispetto al valore di 4 Ω .

L'INSERIMENTO DEL BALUN IN UN'ANTENNA FILARE

a cura del Cap. LC P. MASSA

Da quando i balun sono reperibili sul mercato in formato sufficientemente piccolo e ad un prezzo accessibile ai radioamatori il loro impiego si è andato estendendo rapidamente.

Nell'installare un balun il problema più importante da risolvere si riferisce al punto in cui esso deve essere inserito, che si presta a due distinte soluzioni.

Esso infatti può essere inserito sulla sommità di un'antenna filare in modo che alla sua uscita si collega la linea di alimentazione, che in questo caso è costituita da cavo

coassiale, oppure l'antenna si connette ad una linea di alimentazione a due conduttori alla cui base, che in inglese è nota con il termine di shack, si collega il balun.

E' senz'altro di notevole interesse analizzare i vantaggi e gli svantaggi che presentano questi due sistemi di installazione.

La figura 1 si riferisce ad un balun collocato alla sommità dell'antenna.

Questa soluzione presenta tre vantaggi:

- a) semplicità di impianto.
- b) eliminazione dell'isolatore cen-

trale, che è sostituito dal balun stesso.

- c) non richiede la doppia linea di alimentazione a 72Ω , che è facilmente soggetta a fenomeni di corrosione da parte degli agenti atmosferici.

La linea infatti in questo caso è costituita da cavo coassiale a minima perdita da 52Ω , che ha in definitiva un rendimento maggiore rispetto a quello delle linee bifilari a 72Ω .

Gli svantaggi invece sono da attribuire al maggior peso ed alla ridotta impermeabilità del balun.

Infatti la presenza del balun sulla sommità, ed il maggior peso del cavo coassiale, agiscono in modo che si ha una notevole pressione verso il basso dell'elemento filare che costituisce l'antenna la quale, anziché assumere la forma indicata in figura 1, si presenta con la forma disegnata in figura 2.

Ciò oltre a provocare una maggiore trazione sui supporti laterali che sostengono l'antenna dà luogo, in relazione all'abbassamento della zona centrale, ad una riduzione dell'efficienza specialmente se l'antenna è accordata in mezz'onda.

Si tratta di un inconveniente al quale si può rimediare installando un terzo palo che sostenga l'antenna nella parte centrale.

Nel caso delle antenne a V rovesciata, che sono sostenute in alto

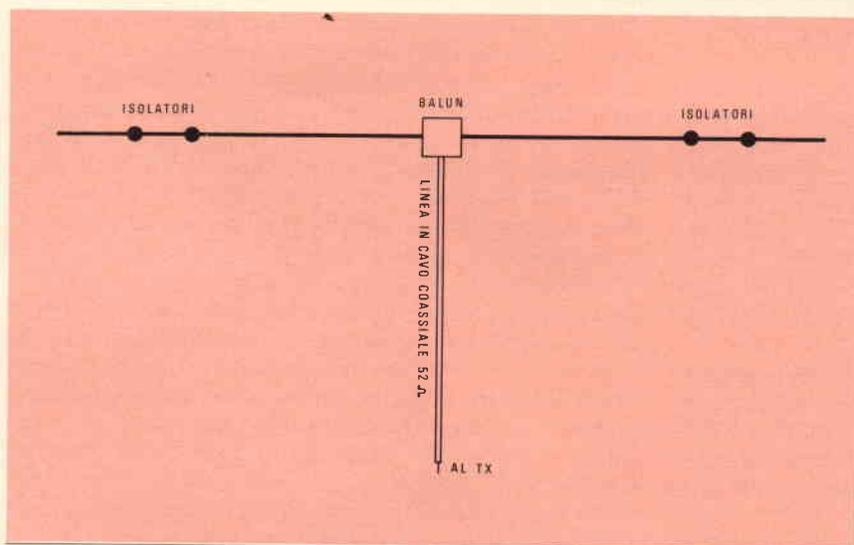


Fig 1 - Sistema di antenna filare in cui il balun è stato installato sulla sommità.

nella loro parte centrale, ovviamente il suddetto inconveniente non si verifica.

Allorché un balun è collocato permanentemente sulla sommità di un'antenna deve essere completamente impermeabilizzato e questa condizione è anche indispensabile nei punti in cui viene effettuata la giunzione fra le due sezioni dell'antenna stessa poiché altrimenti l'acqua dovuta alla pioggia, alla neve, al ghiaccio e all'umidità dipendente dalle formazioni nebbiose, potrebbe filtrare nelle giunture e penetrare nel cavo coassiale. Tale inconveniente oltre a provocare una perdita d'isolamento con la conseguenza di diminuire il rendimento dell'antenna, fa sorgere altresì dei problemi di TVI (cioè interferenze alla televisione).

Mancando la permeabilizzazione totale si possono creare inoltre dei fenomeni di corrosione nei connettori stessi per cui sono richieste frequenti ispezioni e lavori di manutenzione con notevole perdita di tempo.

La figura 3 si riferisce invece ad un balun collegato alla base, cioè allo shack. In questo caso anche se manca il sostegno centrale l'antenna resta praticamente orizzontale a causa del minore sforzo di trazione perpendicolare, ragione per cui il rendimento resta inalterato anche per antenne accordate in mezz'onda.

E' evidente che in una installazione di questo tipo il problema della impermeabilizzazione assume una importanza del tutto trascurabile. Infatti i terminali della linea bifilare a 72 Ω possono essere saldati direttamente ai terminali delle due sezioni dell'antenna e quindi ricoperti con uno dei tanti composti chimici impermeabilizzanti, in modo che l'azione dell'acqua non possa avere alcuna influenza sulle saldature stesse.

Il balun ed i relativi connettori essendo installati al coperto, cioè nei locali dove termina la linea di alimentazione non richiedono alcuna impermeabilizzazione ed inoltre sono facilmente ispezionabili.

In un impianto di questo genere se la linea di alimentazione è piuttosto lunga si avrà senz'altro una

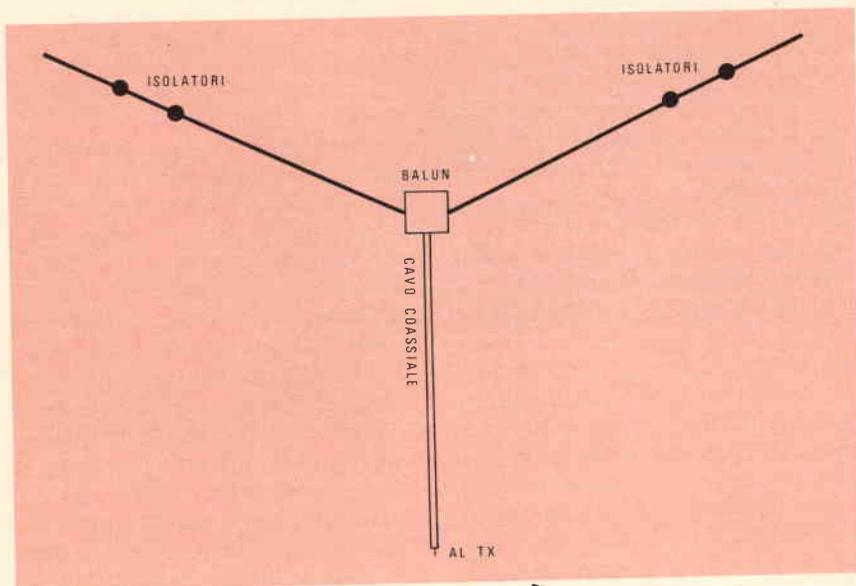


Fig. 2 - Il disegno mostra come in effetti l'antenna della fig. 1, montando il balun con cavo coassiale, assuma una forma diversa.

maggior attenuazione poiché il cavo coassiale presenta una perdita minore rispetto alle linee bifilari a 72 Ω , specialmente con il passare del tempo.

Comunque occorre ricordare che per linee piuttosto corte, utilizzando delle linee di alimentazione a 72 Ω anche con antenne aventi l'impedenza di 52 Ω il massimo disadattamento che si ottiene corrisponde ad un ROS di 1 : 1.

Oltre ai vantaggi ed agli svantaggi di cui si è parlato, esiste un altro problema di notevole importanza: ci riferiamo al TVI al quale

si accennava più sopra, che può essere provocato dalle linee di alimentazione se irradiano parte del segnale che le percorre, provocando dei disturbi ai televisori che si trovano nelle vicinanze.

Teoricamente una linea costituita da un cavo coassiale che abbia la sezione schermata collegata con la terra, dovrebbe essere incapace di irradiare energia. Ciò però è valido a condizione che il ROS sia uguale 1 : 1 un rapporto ideale che tutto al più si può ottenere per una sola frequenza di accordo, poiché un conduttore collegato con la mas-

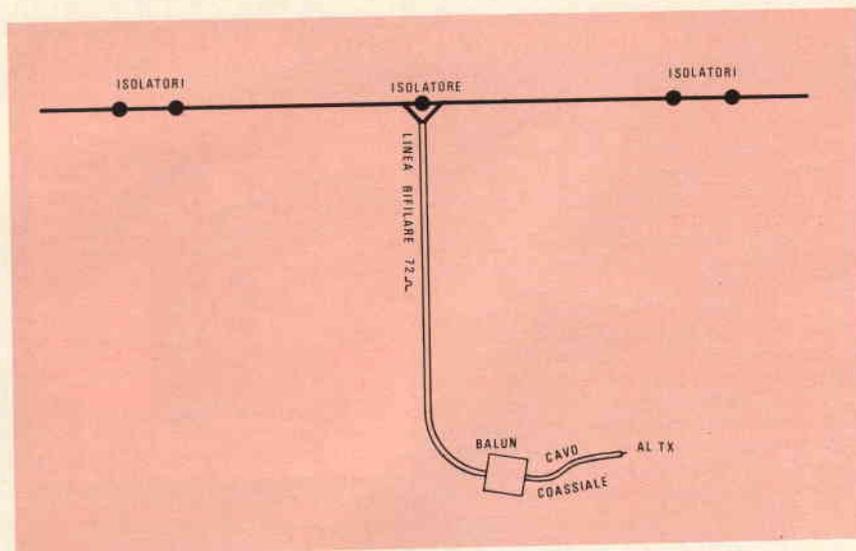


Fig. 3 - Antenna con balun installato al termine della linea di alimentazione con discesa in twin feed line da 72 Ω .

sa in pratica è come non fosse più collegato con essa quando l'accordo si allontana dal quarto d'onda.

In pratica sono veramente pochi i conduttori esterni dei cavi coassiali, che risultino a massa per uno spettro di frequenze anche non eccessivamente ampio.

Quando si parla di ROS 1 : 1 ci si riferisce ovviamente alla sola frequenza fondamentale, ma anche nella migliore ipotesi che si riesca ad ottenere questo rapporto riteniamo che non esistano linee di alimentazione che siano in grado di mantenerlo inalterato quando sono percorse da frequenze armoniche.

Infatti quasi tutti i conduttori esterni dei cavi coassiali, che compongono le linee di alimentazione, diventano attivi alla radiofrequenza

dovuta alle frequenze armoniche e perciò irradiano una parte dell'energia a radiofrequenza che le attraversa, dando luogo alla TVI.

La linea a doppio conduttore (cioè il cosiddetto twin line), ha il pregio di ridurre notevolmente l'inconveniente poiché la corrente che percorre uno dei due conduttori viene ad essere sfasata di 180° rispetto a quella che scorre nell'altro conduttore e pertanto le due componenti si annullano.

Questa condizione si manifesta ovviamente tanto per la frequenza fondamentale quanto per le frequenze armoniche. Tutt'al più si creano dei piccoli squilibri che possono essere eliminati utilizzando una doppia linea schermata (detta in inglese screened twin feed), il

cui schermo non dovrà essere collegato con la terra comportandosi esattamente come una gabbia di Faraday.

Naturalmente le perdite di questa linea sono superiori a quelle proprie della doppia linea non schermata ed ancor più rispetto a quelle del cavo coassiale ed inoltre essa ha un peso sensibilmente maggiore e pertanto può essere impiegata soltanto in impianti filari molto robusti. Un tributo questo che sovente vale la pena di pagare se si vuole trasmettere in quelle ore in cui sono in funzione il maggior numero di televisori.

D'altra parte è il caso di dire che questa soluzione è adottata frequentemente anche negli Stati Uniti da numerosi OM con ottimi risultati.

LA PSICOLOGIA IN CASSETTA

Videorecord Corporation (USA) ha firmato un contratto con la CRM Production, per produrre e distribuire su videocassette otto film di una serie intitolata «La psicologia dei nostri giorni». Questi programmi vengono venduti o noleggiati dai distributori Videorecord negli Stati Uniti. I titoli già pronti: «Un mondo fatto di sensi», «I comportamenti anomali», «La psicologia sociale».

Provvedetevi in tempo per difendervi dal vento e dalla polvere

Chiudete ermeticamente porte e finestre con guarnizioni in acciaio inox
della **ULTRAERMETICA MILANO** - Telef. 817.980-810.974

Dieci anni fa i tecnici della Ultraermetica misero a punto una brillante soluzione per ottenere la più assoluta ermeticità nelle chiusure di porte e di finestre di qualsiasi tipo. Questa applicazione che oggi è entrata in innumerevoli case e uffici, viene eseguita con rigorosa perfezione e con tempi di lavorazione relativamente brevi.

La lamina d'acciaio inox, che i tecnici della Ultraermetica applicano lungo il perimetro e nella parte centrale di porte e finestre, **risolve brillantemente il dannoso problema degli spifferi e delle fessure** cioè quelle piccole ma fastidiose anomalie insite nella maggior parte dei serramenti.

L'eliminazione di questi difetti,



Nel disegno, in sezione, la soluzione messa a punto dalla "ULTRAERMETICA"

oltre a isolare veramente l'habitat dai rumori molesti della strada, impedisce le infiltrazioni di polvere dannose alle persone, alle tappezzerie ed ai mobili, contribuisce notevolmente alla funzione del condizionatore d'aria sia esso di tipo fisso o trasferibile.

Per maggiori spiegazioni inerenti il problema interpellate la **ULTRAERMETICA**. Con i suoi tecnici specializzati e la decennale esperienza vi potrà garantire le migliori prestazioni. Rappresentanze in tutta Italia.

**ULTRAERMETICA
MILANO**

Via Bari 26, tel. 817.980 / 810.974
c.a.p. 20143



**strumenti
di laboratorio**

GENERATORE DI BARRE E PUNTI PER LA CONVERGENZA DEI TELEVISORI A COLORI

L'UK 995 è un generatore ultra moderno e di uso semplice per un'efficace operazione della messa a punto della convergenza statica e soprattutto dinamica dei tre quadri, rosso-verde-blu di un televisore a colori. Permette la regolazione delle convergenze nel modo più preciso possibile, mediante la formazione sullo schermo televisivo di un reticolo, che permette anche la regolazione della linearità. Un apposito commutatore permette di scegliere fra quattro diverse figure: un reticolo, una matrice di punti, una serie di righe orizzontali ed una serie di barre verticali. Il livello del segnale video all'uscita è regolabile con continuità. Funziona mediante un segnale d'ingresso, impulso della frequenza di righe prelevato con accoppiamento dal televisore, che viene trasformato in segnale completo per l'uso.

Un apposito deviatore all'uscita permette l'inversione della polarità del segnale video, qualora il televisore lo richieda. La presentazione è in linea con la serie di nuovi strumenti Amtron per il laboratorio elettronico. Lo strumento è leggero e facilmente trasportabile anche per il servizio a domicilio dell'utente.

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Alimentazione:**
115-220-250 V - 50 ÷ 60 Hz
- Livello del segnale video di uscita (positivo o negativo a scelta):**
massimo circa 3,8 Vp.p. regolabile con continuità
- Ingresso:**
Accoppiato allo stadio di uscita di riga del televisore
- Circuiti integrati impiegati:**
2 x SN7490N, SN7400N
- Transistori impiegati:**
BC109B - BC302
- Zener impiegato:**
1ZS5, 6A
- Ponte raddrizzatore impiegato:**
BS2
- Misure dello strumento:**
230 x 130 x 150
- Peso dello strumento:**
1050 g.



Quando uno comincia ad effettuare controlli e riparazioni su televisori a colori, ci sono molti comandi da regolare per la sola convergenza. Ogni controllo richiede un aggiustaggio critico e molti di essi sono interdipendenti. Inoltre essi devono essere tutti regolati in modo appropriato per ottenere sullo schermo una immagine fedele all'originale e senza frange colorate.

Un generatore di figure che faciliti il lavoro di messa a punto è di grande aiuto nella regolazione rapida della convergenza.

Di conseguenza abbiamo studiato e realizzato uno strumento che, pur essendo efficace, di facile uso, risulta sufficientemente semplice e leggero da poter essere utilizzato non solo per il servizio di laboratorio ma anche per il servizio a domicilio. Inoltre lo strumento ha una ulteriore utilizzazione, cioè quella di permettere un controllo veramente preciso della linearità anche su ricevitori in bianco e nero.

CONVERGENZA STATICA

Quasi tutti gli apparecchi a colori usano il cinescopio a maschera forata. Questo tubo differisce da quello in bianco e nero per avere tre cannoni elettronici separati puntati sullo schermo. La maschera forata è un sottile lamierino metallico con una quantità di piccolissimi forellini, i quali sono disposti in modo che ciascun cannone elettronico veda soltanto le macchioline fluorescenti che danno origine a luce di un determinato colore qualora siano colpite dal fascetto elettronico. Le macchie fluorescenti sono disposte sullo schermo secondo gruppi triangolari, ciascuno costituito da una macchia rossa, una verde ed una blu.

Un solo gruppo di bobine di comando disposte sul collo del tubo a raggi catodici sposta tutti e tre i fascetti insieme in modo da esplorare nel solito modo l'intero quadro. Quindi ciascun fascetto deve procedere di conseguenza con gli altri due su tutta la superficie dello schermo per poter ottenere una immagine fedele a quella trasmessa. Se tutti i tre cannoni sono modulati nel medesimo modo il quadro sullo schermo risulterà in bianco e nero. Il primo lavoro da fare è di sovrapporre i tre fascetti in modo che formino ciascuno dei quadri in corretta posizione reciproca al centro dello schermo. Questo si effettua in genere ruotando le piccole calamite montate sul gruppo di convergenza generale.

Questo aggiustaggio è chiamato convergenza statica. La ragione per cui sono necessari 4 controlli statici per posizionare 3 quadri è mostrata in figura 2/a la quale indica le direzioni dello scorrimento provocato da tre dei magneti montati sul gruppo di convergenza. Ci sono tre punti dove due colori possono convergere ma non è possibile far convergere tutti e tre i colori se non si monta un controllo statico supplementare per uno dei colori che di solito è il blu.

La procedura per il controllo statico di convergenza è semplice e consiste nel far convergere dapprima i quadri rosso e verde insieme (che danno giallo),

quindi usando i due controlli del blu per completare la convergenza (dando il bianco).

CONVERGENZA DINAMICA

Una volta che si sia ottenuta una buona convergenza statica al centro dello schermo potete star certi che sulle altre parti della superficie non avviene lo stesso. Questo è dovuto dalla distorsione del quadro che dipende dal fatto che i tre cannoni sono disposti in tre differenti posizioni e non coassiali.

La situazione viene corretta iniettando nelle bobine delle speciali forme d'onda tali da distorcere ciascun quadro in modo da opporsi alla distorsione primaria e riportare il tutto alla corretta forma rettangolare, in modo che la reciproca posizione dei quadri dei tre colori rimanga la stessa in ogni punto dello schermo. Questo procedimento è conosciuto come regolazione della convergenza dinamica e comporta la messa a punto di un discreto numero di controlli semifissi che forniranno il giusto grado di contro distorsione.

Una descrizione completa dei circuiti di convergenza dinamica esula dallo scopo di questo articolo.

Il tipo di correzione necessario per ogni controllo di convergenza è chiaramente descritto nel manuale di servizio di ciascun ricevitore, quindi è molto più facile riferirsi a questo che tentare di generalizzare la descrizione del sistema.

Figura a reticolo

E' imprudente tentare di eseguire una convergenza statica e dinamica basandosi su una normale trasmissione televisiva. Ciò di cui abbiamo bisogno è una figura stabile che possa far vedere qualsiasi errore nella convergenza. L'ideale è una figura formata da un reticolo di sottili linee bianche verticali ed orizzontali. Con tale sistema è possibile ottenere una buona regolazione in brevissimo tempo, una volta stabilite le posizioni dei singoli punti di regolazione.

Figura a punti

Un altro sistema molto usato è quello di produrre sullo schermo una matrice regolare di punti bianchi. Questa non si può usare per aggiustamenti dinamici ma è molto pratica per l'aggiustamento statico, effettuando questo su un singolo punto al centro dello schermo, e verificando che anche gli altri non presentino sfumature colorate.

Il monoscopio può essere usato per un aggiustamento grossolano della convergenza, ma costituisce un mediocre sostituto delle figure ottenute con il generatore che descriveremo.

Requisiti del generatore

Esistono vari modi di produrre sullo schermo la figura necessaria per poter effettuare la regolazione. Dall'esame dei

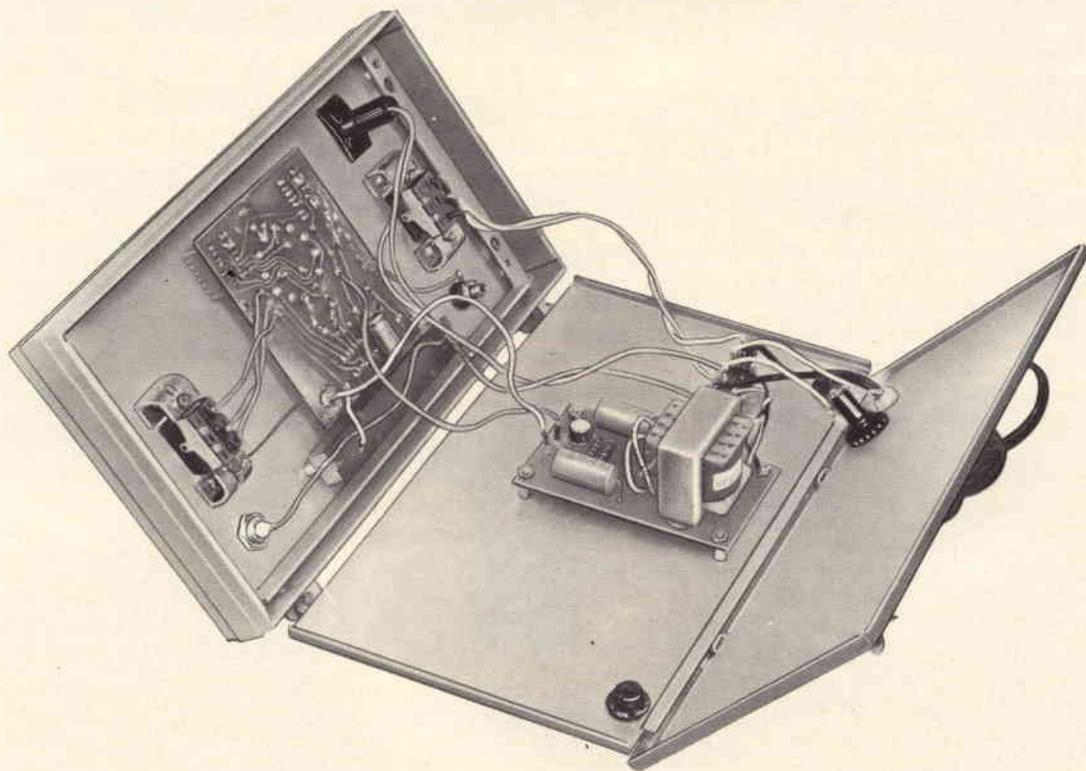


Fig. 1 - Vista fotografica interna dell'UK 995 a montaggio ultimato.

vari tipi in commercio si è giunti alle seguenti conclusioni:

- 1) I generatori che provvedono ad una uscita ad alta frequenza adatta per essere iniettata nella presa d'antenna o nel circuito di frequenza intermedia del ricevitore sono i migliori ma sono necessariamente complicati e costosi.
- 2) Un generatore che produce esclusivamente un segnale video da iniettare in qualche punto dopo il rivelatore video del ricevitore può essere costruito molto più a buon prezzo.
- 3) Un generatore per servizio a domicilio deve essere compatto, portatile, auto sufficiente in quanto all'alimentazione, usabile su ogni televisore e robusto a sufficienza da poter sopportare le sollecitazioni dovute al trasporto.
- 4) In conclusione lo strumento dovrebbe produrre quattro tipi di figure: un reticolo, una matrice di punti, una serie di righe orizzontali, una serie di righe verticali. E' possibile ottenere questo risultato usando un piccolo numero di componenti integrati del tipo MSI (medium scale integration). Composti da circuiti logici del tipo TTL (transistor-transistor-coupled - logic). Il circuito completo del generatore è mostrato in figura 3.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il generatore preleva gli impulsi di riga dal ricevitore per mezzo di un filo di accoppiamento sistemato vicino allo stadio di uscita di riga e collegato all'ingresso I1. Non è necessario effettuare una connessione elettrica vera e propria in quanto esiste un considerevole campo di dispersione elettrostatico (in alternativa il filo di entrata dell'apparecchio può essere connesso ad una sorgente di frequenza di linea di segno positivo per la soglia del burst, il cancellamento della traccia di ritorno).

Non si deve mai connettere l'ingresso dello strumento ad alcun punto ad alta tensione nei dintorni del trasformatore di uscita di riga e di quello tra valvola e transistor.

La forma d'onda prelevata normalmente riproduce il campo all'uscita del trasformatore di riga dove essa si può avere con la minima percentuale di componenti dovute al campo elettromagnetico della frequenza di rete. Dal momento che questa può causare una sincronizzazione discontinua del generatore, essa è rimossa dal differenziatore a saturazione formato da C1 e dalla resistenza R1 di base di TR1.

Una leggera polarizzazione positiva fornita da R1 aiuta TR1 a fornire impulsi di linea nitidi e puliti al suo collettore, (oscillogramma A).

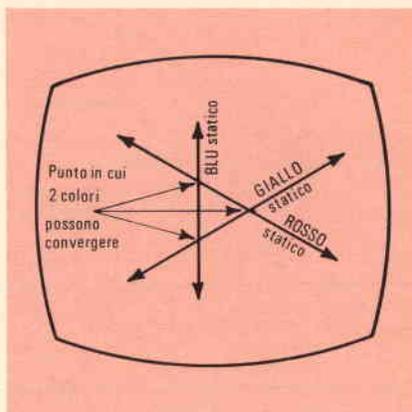


Fig. 2/a - Gli scorrimenti dei quadri rossi, verdi, e blu prodotti dai magneti di regolazione statica montati sul gruppo di regolazione principale.

CIRCUITI INTEGRATI TTL

Occorre ora dare alcuni chiarimenti riguardanti i circuiti integrati TTL. Le entrate e le uscite di questi elementi sono di norma degli 0 o degli 1 logici, dove la posizione 0 è all'incirca 1 V oppure il potenziale di terra, e la posizione 1 è all'incirca 4,8 V. Livelli intermedi non sono considerati di solito nella descrizione delle caratteristiche di questi elementi. Basculando le uscite di questi elementi ripetutamente tra lo stato 0 e lo stato 1 prima descritti si può generare un'onda rettangolare di circa 3,8 V picco picco.

In fig. 4 è mostrata una tabella della verità per una porta NAND, che definisce gli stati dell'uscita per tutte le combinazioni degli stati logici degli ingressi. Allo scopo abbiamo scelto un circuito integrato TTL del tipo SSI (small scale integration), contenente quattro di tali porte (CI3).

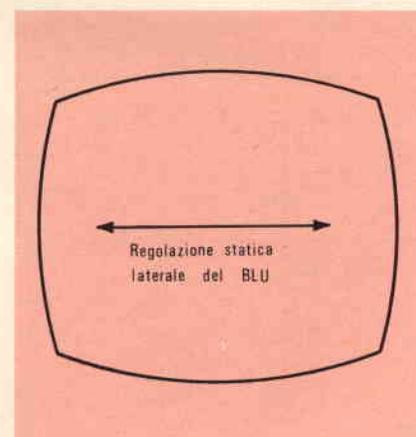


Fig. 2/b - Lo scorrimento prodotto dal magnete laterale del blu che è necessario per poter ottenere la convergenza su un solo punto anziché ai vertici di un triangolo.

DIVISIONE DI FREQUENZA

La parte del circuito formata da un divisore per 25 produce le linee orizzontali sullo schermo pilotando al bianco una ogni 25 righe di esplorazione. Questo numero è stato scelto per dare una figura stabile su un quadro di 625 righe in quanto $625 = 25 \times 25$, ossia in ogni quadro sono rese visibili sempre le stesse 25 righe.

Bisogna considerare due altri fenomeni che però non hanno conseguenze pratiche: il primo è che ogni quadro è esplorato da due campi interlacciati composti ciascuno da 312 righe e mezza, quindi, a causa della durata di 20 ms di ciascun quadro, si ha uno sfarfallamento a 50 Hz, che però non si nota con l'occhio. Secondariamente, almeno una riga del quadro viene soppressa nel periodo di annullamento del campo. Di conseguenza noi vedremo in definitiva un reticolo formato da sole 24 righe orizzontali anziché 25.

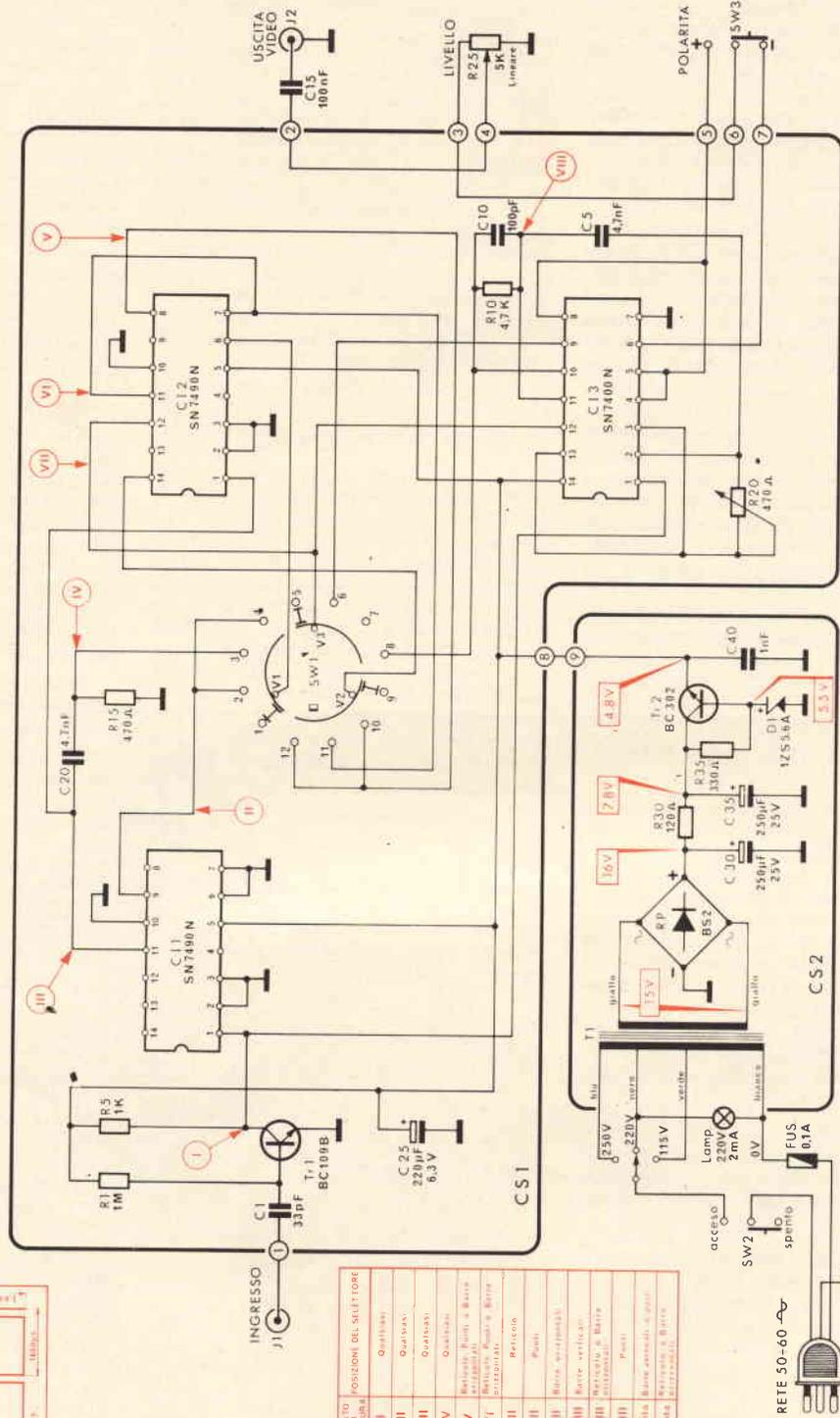
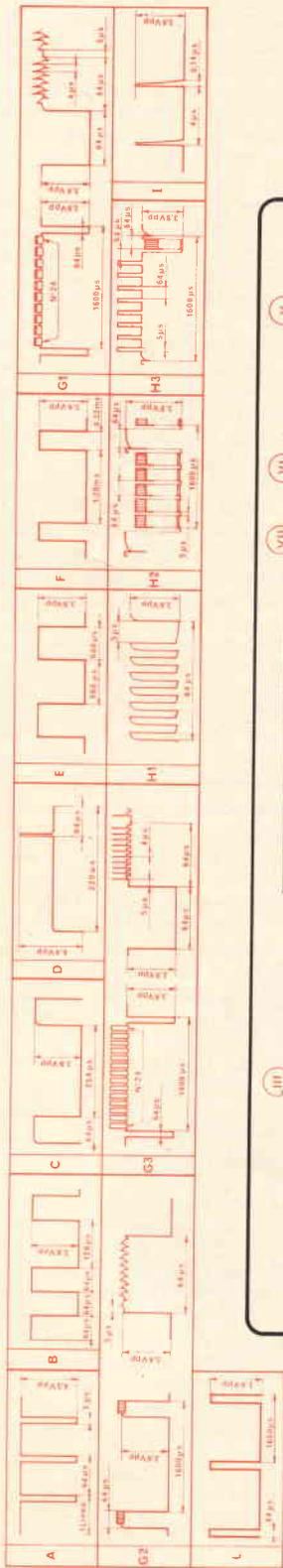
Due contatori a decade MSI-TTL (CI1-CI2) sono usati per ottenere la divisione di frequenza. L'arrangiamento circuitale interno di ognuno di questi permette di avere un contatore per cinque separato da un contatore per due. La combinazione di questi due elementi permette di ottenere il conteggio decimale, come di solito usato. Nel nostro caso abbiamo bisogno di una divisione per cinque soltanto.

Vedremo in seguito come abbiamo utilizzato l'elemento che avanza nel secondo divisore.

Gli impulsi alla frequenza di riga sono applicati all'entrata del divisore per cinque CI1 e producono al piedino 11 di uscita uno stato logico 1 ogni 5 linee (vedi oscillogramma C). Il funzionamento del divisore per 5 non è necessario sia spiegato in quanto questo o fornisce alle uscite le giuste forme d'onda, oppure non lo fa, e voi non potete certo aggiustare un circuito integrato!

Lo stadio divisore per 2 di CI1 non è utilizzato. Il segnale uscente dal piedino 11 di CI1 alimenta il secondo circuito divisore per 5 CI2. Il piedino 11 di questo fornisce uno stato logico 1 per cinque linee ogni 25 (vedi oscillogramma F). Il problema è di ottenere da questo un impulso della larghezza di una linea ogni 25. Una delle possibilità è di effettuare la differenziazione; una altra è di usare delle porte aggiuntive per combinare gli ingressi e le uscite dei contatori e questa è la tecnica usata comunemente dai progettisti di circuiti logici. Il sistema da noi scelto è piuttosto insolito, in quanto abbiamo voluto ottenere lo scopo senza dover usare circuiti logici supplementari. Il processo è un tantino complicato da spiegare in quanto allo scopo abbiamo dovuto far uso del circuito divisore per due e delle porte di reset di CI2.

L'uscita corrispondente al piedino 12 di CI2 cambia semplicemente il suo stato ogni volta che il livello al terminale 14 presenta un fronte di discesa (ossia scende dal livello 1 al livello 0), in



POSIZIONE	POSIZIONE DEL SELETTORE	
A	I	Quadrante
B	II	Quadrante
C	III	Quadrante
D	IV	Quadrante
E	V	Relazione 1/10 e Base orizzontale
F	VI	Relazione 1/10 e Base orizzontale
G1	VII	Relazione
G2	VII	Relazione
G3	VII	Relazione orizzontale
H1	VIII	Base verticale
H2	VIII	Relazione e Base orizzontale
H3	VIII	Relazione
I	Uscita	Base orizzontale e Base verticale
L	Uscita	Relazione e Base orizzontale

Fig. 3 - Schema elettrico.

quanto in definitiva è un normale flip-flop. Inoltre, se uno stato logico 1 è applicato ad ambedue i terminali 6 e 7 di C12 (e soltanto a questi) il funzionamento normale dei divisori per 5 e per 2 è interdetto e delle uscite corrispondenti ai piedini 8, 9, 11 e 12 compaiono gli stati logici 1 0 0 1 rispettivamente, il che corrisponde al numero 9 in notazione decimale.

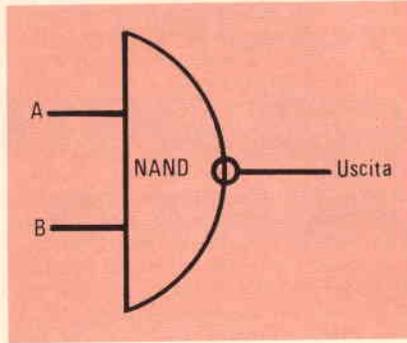
Per vostra notizia diremo che esiste un'altra coppia di ingressi che effettua nel suddetto modo il posizionamento negli stati 0 0 0 0 (0 decimale) ma questi non vengono da noi usati.

Supponiamo che del selettore SW1, che serve a scegliere il tipo di figura che apparirà sul teleschermo, la sezione V1 sia disposta sulla matrice a punti, per ottenere la quale abbiamo bisogno di un impulso di livello 1 al piedino 12 di C12. Supponiamo inoltre che alla prima riga il livello di 12 sia 0. Fino alla ventesima riga non c'è nulla che ne cambi lo stato. Alla ventesima riga, il segnale proveniente dal piedino 11 (oscillogramma F) è riportato ad uno dei piedini del reset a 9, che assume il livello 1.

Questo fatto è senza effetto se l'altro piedino è connesso a terra (livello 0) per mezzo di R15. Però alla venticinquesima riga il segnale di passaggio da 0 ad 1 (fronte di salita) dell'uscita 11 di C11 è differenziato da C20 e passato all'altro ingresso di reset al 9. Le uscite dei piedini 8, 9 e 11 di C12 rimangono in ogni caso negli stati 0 0 1 quindi il divisore per 5 non è influenzato da questo fatto. Però il piedino 12 corrispondente all'uscita del flip-flop passa allo stato 1. Alla successiva riga il fronte di discesa proveniente dall'uscita 11 attraverso SW1 V2 provoca il ritorno a 0 del piedino 12 che rimane a questo livello per le successive 24 linee (vedi oscillogramma G1).

La ragione per cui l'uscita 11 di C11 viene differenziata prima di essere applicata al piedino 6 di C12 è che è necessario azzerare almeno uno degli ingressi del reset a 9 un certo tempo prima che il fronte dell'onda sul piedino 14 cominci a discendere provocando l'inversione del livello sul piedino 12.

Per ottenere la figura a reticolo oppure a linee orizzontali (oscillogrammi G1 - G3) dobbiamo ricevere dal 12 di C12 un impulso 0. Supponiamo che lo stato di 12 sia 1 alla prima riga. Alla ventesima riga il fronte di discesa al piedino 8 di C12, attraverso il commutatore SW1 V2 provoca il basculamento a 0 del piedino 12 di C12. Pure su questa riga il segnale dal piedino 11 al piedino 7 va a 1, ma questo non provoca alcun effetto fino alla riga successiva, la ventiduesima, quando il segnale proveniente dal piedino 9 di C11 e diretto al piedino 6 di C12 va pure lui ad 1. Questo provoca il reset a 1 0 0 1 delle uscite di C12, ma è ancora il solo piedino 12 che cambia effettivamente stato, in quanto è rimandato ad 1 dove resterà per le successive 24 righe (oscillogrammi G1 - G2 - G3).



A	B	Uscita
1	1	0
0	1	1
1	0	1
0	0	1

Fig. 4 - Simbolo e tabella della verità per una porta NAND, che riassume le condizioni all'uscita per le varie combinazioni di livelli all'entrata.

Per ottenere una figura a sbarre verticali, si richiede da 12 di C12 uno stato 1 continuato. Il contatto 6 di C12 è lasciato aperto da SW1 V1 il che, con i circuiti integrati TTL equivale ad un 1 stabile (è questa la ragione della necessità di collegare a massa tutti gli ingressi di predisposizione non usati di C11 e di C12). Mentre il piedino 11 di C12 deve andare ad 1, il piedino 12 sarà fisso allo stato 1 nel quale rimane indefinitamente poiché non riceve nessun segnale dal piedino 14.

I divisori per 5 lavorano, ma le loro uscite non sono utilizzate.

Per quanto complicata possa sembrare questa sequenza di eventi, essa è realizzata da appena quattro componenti e da un commutatore, quindi la difficoltà non sta certo nella costruzione.

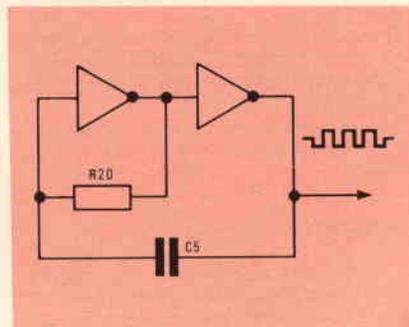


Fig. 5 - Schema semplificato a blocchi dell'oscillatore per le sbarre verticali che usa due delle quattro porte NAND di C13.

OSCILLATORE PER LE BARRE VERTICALI

Il circuito dell'oscillatore verticale produce la parte della figura che comporta delle sbarre verticali. Produce infatti uno stretto impulso luminoso sul teleschermo per un certo numero di volte durante il tempo di attraversamento del quadro da parte del fascetto di elettroni che traccia la riga. Questo deve avvenire per ogni riga ai medesimi punti, altrimenti ci saranno distorsioni sulle sbarre.

L'oscillatore è molto semplice, in quanto usa soltanto due porte NAND ossia la metà dell'integrato C13, insieme a due componenti supplementari. Per il momento supponiamo che i piedini 1 e 12 di C13 siano ambedue fissi al livello 1. Un'occhiata alla tabella della verità del circuito NAND ci dimostra che, mentre uno degli ingressi è fisso ad 1, il livello dell'uscita sarà sempre il complemento del livello presente all'altro ingresso. In definitiva la porta NAND può essere considerata come un amplificatore ad inversione ad elevato guadagno.

L'oscillatore verticale usa lo schema mostrato in fig. 5.

I due amplificatori ad inversione in serie danno tra uscita ed ingresso una reazione positiva riportata da C5. Una controreazione arriva invece dal punto di congiunzione attraverso la resistenza R20. Avremo quindi all'uscita una successione di stati 0 ed 1 di frequenza dipendente dalla costante di tempo CR. Nel complesso del circuito R20 è regolabile in modo da dare il numero di sbarre verticali voluto, che ovviamente dipende dalla frequenza dell'oscillatore. Evidentemente questo oscillatore marcia ad una frequenza superiore a quella dell'oscillatore di riga del televisore.

A proposito di questo oscillatore dovremo dire anche che ha la possibilità di essere avviato ed arrestato in qualsiasi momento, contrariamente ai normali multivibratori. L'onda di uscita presenta una durata dello stato 0 leggermente più corta della durata dello stato 1. Il fatto si deve al carico presentato dallo ingresso del piedino 2 di C13 alla costante di tempo.

I fronti d'ingresso delle onde quadre sono differenziati da C10 e trasformati in stretti impulsi. L'effetto caricante della successiva porta (piedino 10 di C13), è tale da essere azionato soltanto dagli impulsi diretti verso 1 o 0. Il valore di C10 è scelto in modo da ottenere una ragionevole larghezza degli impulsi e quindi, delle sbarre verticali (oscillogr. I).

L'oscillatore può venir fermato dalla presenza di uno 0 al piedino 1 di C13. Questo gli permette di poter essere sincronizzato agli impulsi di riga provenienti da TR1 in modo che l'oscillazione possa partire sempre dal medesimo punto all'inizio di ciascuna riga.

L'oscillatore può anche essere fermato da uno 0 presente nel piedino 12 di C13, in quanto questo pilota allo stato 1 il piedino 11. Per ottenere una semplice figura a sbarre verticali il piedino 12 di

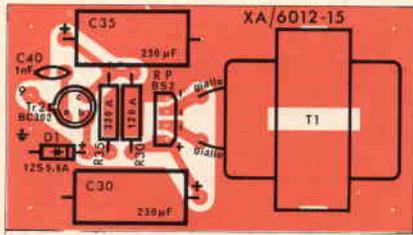


Fig. 6 - Serigrafia del circuito stampato dell'alimentatore.

CI2 è sempre mantenuto allo stato 1, come detto sopra, e l'oscillatore si avvia ad ogni riga (oscillogrammi H1, H2, H3).

Per ottenere una figura a punti, l'andamento dei livelli logici sul piedino 12 di CI2 permette all'oscillatore di partire soltanto una riga su 25.

Per ottenere il reticolo e le barre orizzontali si può ignorare l'effetto del piedino 12 di CI2 sull'oscillatore verticale.

USCITA VIDEO

Le due restanti porte di CI3 vengono adoperate una in adatta combinazione per fornire segnali verticali in modo da ottenere le quattro figure fondamentali sullo schermo (SW1 V3). L'altra ha gli ingressi collegati insieme per poter funzionare da invertitore, nel caso che dal ricevitore venga richiesto un segnale di direzione negativa anziché positiva; le due possibilità si commutano mediante SW3.

Per le barre verticali o per la matrice a punti, il piedino 9 di CI3 è lasciato aperto, e quindi nello stato logico 1; la porta inverte semplicemente i picchi negativi provenienti da C10. La differenza tra le due figure sta semplicemente nel fatto che per le barre verticali il piedino 12 di CI2 abilita l'oscillatore a partire ad ogni riga, mentre per i punti lo

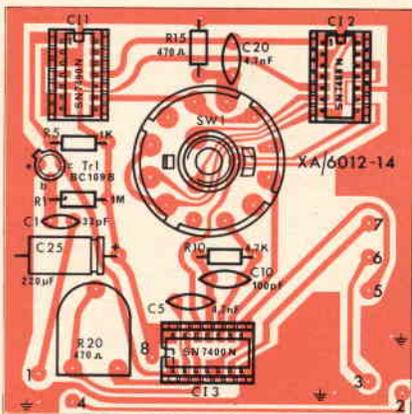


Fig. 7 - Serigrafia del circuito stampato principale.

oscillatore è avviato soltanto una riga ogni 25.

Per la figura a linee orizzontali il piedino 9 di CI3 è sempre allo stato 1 ma il segnale del piedino 12 di CI2, che bascula allo 0, interdice ogni segnale proveniente dall'oscillatore delle barre verticali. Nella figura a reticolo la porta combina i livelli scendenti a 0 per le righe orizzontali al piedino 9 con i fronti di discesa a 0 per le righe verticali al piedino 10. Tutte le uscite avvengono al piedino 8 e variano in senso positivo per una quantità di circa 3,8 V picco picco. Questo livello costituisce un'entrata video sufficiente per la maggior parte dei ricevitori. Il deviatore SW3 permette di scegliere anche uscite varianti in senso negativo, per quanto questo caso costituisca un'eccezione.

CONTROLLO DELL'AMPIEZZA DI USCITA

La connessione di R25 permette di variare sia l'ampiezza che l'impedenza del generatore, e rende facile l'uso dello stesso con qualsiasi televisore.

L'isolamento per la corrente continua effettuato da C15 permette di non modificare le condizioni di polarizzazione del ricevitore, e la sua capacità è sufficientemente grande da poter seguire la più bassa impedenza che potremo trovare nel carico.

L'alimentazione avviene dalla rete attraverso il cordone di alimentazione con presa di terra. La rete entra nel trasformatore di alimentazione attraverso un interruttore generale SW2, un fusibile di protezione da 0,1 A ed un cambiensione che permette la scelta fra tre diverse tensioni di rete. Una lampada spia indica che lo strumento è funzionante.

Il secondario del trasformatore di alimentazione a 15 Vc.a. è collegato ad un raddrizzatore a ponte di Graetz monofase che provvede a raddrizzare ad onda intera la corrente alternata del trasformatore.

Il livellamento avviene mediante il filtro passabasso formato da C30, R30, C35. Dopo il filtro la tensione continua viene stabilizzata dal transistor TR2, per il quale il sistema formato dal diodo zener D1 e dal resistore R35 in serie, costituisce la sorgente della tensione di riferimento.

Il condensatore C40 provvede a mettere a massa eventuali segnali di alta frequenza che potrebbero provocare segnali spuri sulle porte TTL.

La tensione stabilizzata di uscita è di 4,8 V per l'alimentazione dei circuiti integrati.

MECCANICA

L'intero strumento compreso l'alimentatore stabilizzato è contenuto in uno dei nuovi quadretti unificati, composto da sette parti facilmente smontabili per verifiche e riparazioni. Un apposito appoggio inclinabile permette l'appoggio dello strumento sul banco di lavoro in una posizione tale da rendere agevole la

manovra dei vari comandi situati sul pannello anteriore. Sul pannello anteriore sono sistemate sia la presa per il prelievamento del segnale di sincronismo, sia l'uscita coassiale per il segnale video.

I componenti sono montati su due distinti circuiti stampati, uno per l'alimentatore e l'altro per il generatore vero e proprio. I circuiti stampati sono realizzati in vetronite per un'ottima resistenza meccanica ed elettrica.

Dal pannello posteriore esce il cordone di alimentazione dalla rete e sullo stesso sono montati il cambiensione ed il fusibile di protezione.

Le dimensioni ed il peso sono molto contenuti, la presentazione è elegante e sobria e si adatta certamente agli altri strumenti del vostro laboratorio.

Le funzioni dei vari comandi sono chiaramente indicate sul pannello anteriore in modo chiaro che non si presta ad equivoci.

I comandi consistono nell'interruttore generale, nel commutatore delle figure in uscita, nel potenziometro di regolazione del livello di uscita e nell'inversore della polarità del segnale in uscita.

Una lampada spia rossa si accende quando lo strumento è in funzione.

MONTAGGIO

Cominceremo con il montaggio dei componenti sul circuito stampato.

Per facilitare il compito all'esecutore pubblichiamo le figg. 6 e 7 dove appaiono le serigrafie dei circuiti stampati, sulle quali abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

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

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

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

Dopo aver piegato i terminali alla giusta distanza tra i fori ed aver verificato sulla figura il loro esatto collocamento, si introducono i terminali nei fori predisposti allo scopo sul circuito stampato.

Si effettui quindi la saldatura con un saldatore di potenza non eccessivo agendo con decisione e rapidità per non surriscaldare i componenti.

Per il montaggio di componenti polarizzati come diodi, transistori, condensatori elettrolitici, circuiti integrati, ecc., bisogna curare che l'inserzione avvenga con la corretta polarità pena il mancato funzionamento dell'apparecchio ed eventualmente la distruzione del componente. Le fasi di montaggio sono ampiamente illustrate nell'opuscolo allegato al kit.

Questa scatola di montaggio è reperibile presso tutti i punti di vendita GBC.

Prezzo netto imposto L. 22.500

CIRCUITI HI-FI DI TIPO ECONOMICO A TRANSISTORI

a cura di EFFETI

In questo articolo descriviamo alcuni semplici circuiti preamplificatori - correttori con caratteristiche di ottima qualità che potranno interessare i numerosi appassionati di alta fedeltà.

Tutti i nostri lettori avranno certamente notato che sulle riviste tecniche si parla spesso di amplificatori di potenza e non di preamplificatori-correttori, anche se, malgrado tutto, la realizzazione di questi circuiti è

più delicata di quella degli amplificatori.

Questa difficoltà di realizzazione è dovuta al fatto che in questi stadi sorgono dei problemi relativi al guadagno, alla percentuale di distorsione e soprattutto al rapporto segnale/disturbo.

Coloro i quali hanno qualche esperienza pratica, sapranno certamente che se nel montaggio non si prendono determinate precauzioni, anche se lo schema di base è ottimo, si otterranno delle prestazioni molto scarse.

Vediamo quindi di dare qualche consiglio che permetterà ai lettori,

interessati a questi problemi, di poter realizzare in modo corretto diversi tipi di preamplificatori-correttori.

DUE SCHEMI DI BASE

Nelle fig. 1 e 2 sono riportati due schemi su cui si basano la maggior parte dei circuiti pratici.

Le differenze fra i diversi circuiti sono minime in quanto consistono soprattutto sul metodo di correzione della risposta in frequenza di alcuni ingressi e sul metodo di trattare i segnali provenienti da diverse sorgenti di modulazione.

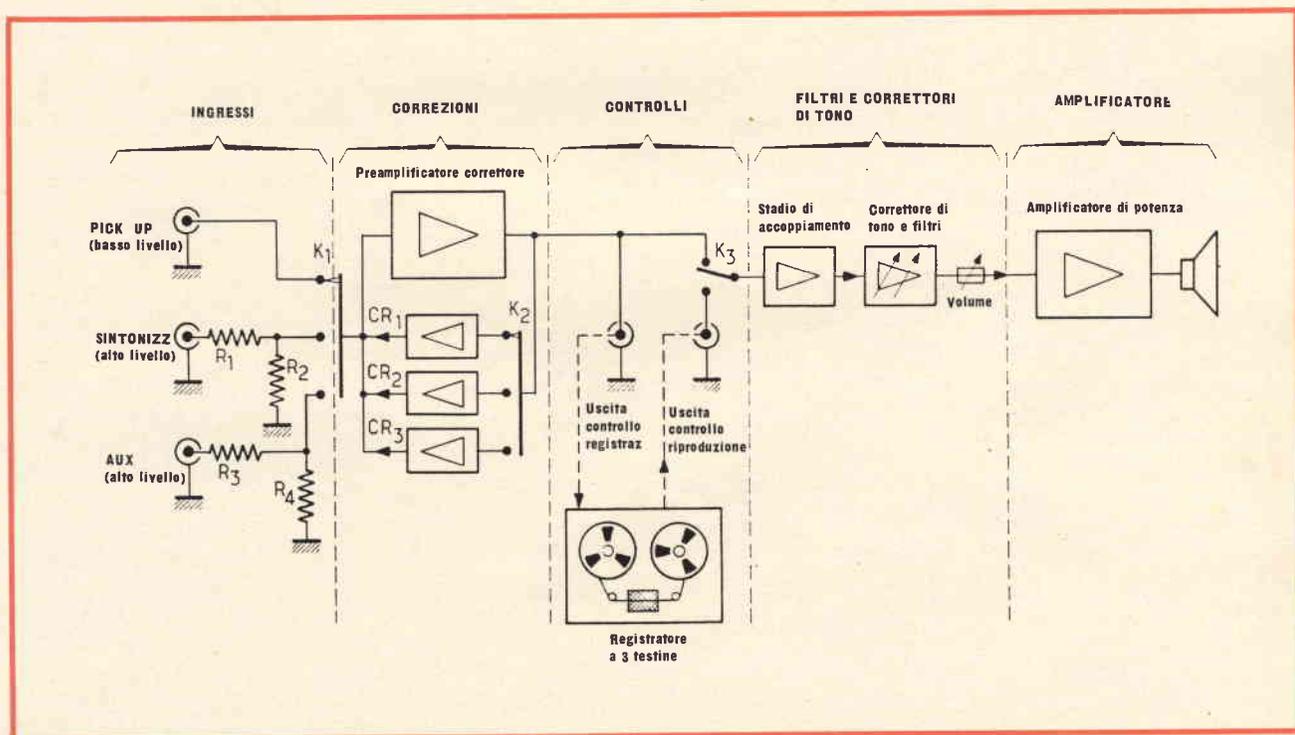


Fig. 1 - Schema a blocchi di un preamplificatore-correttore in cui tutti i segnali di modulazione passano per lo stadio di ingresso.

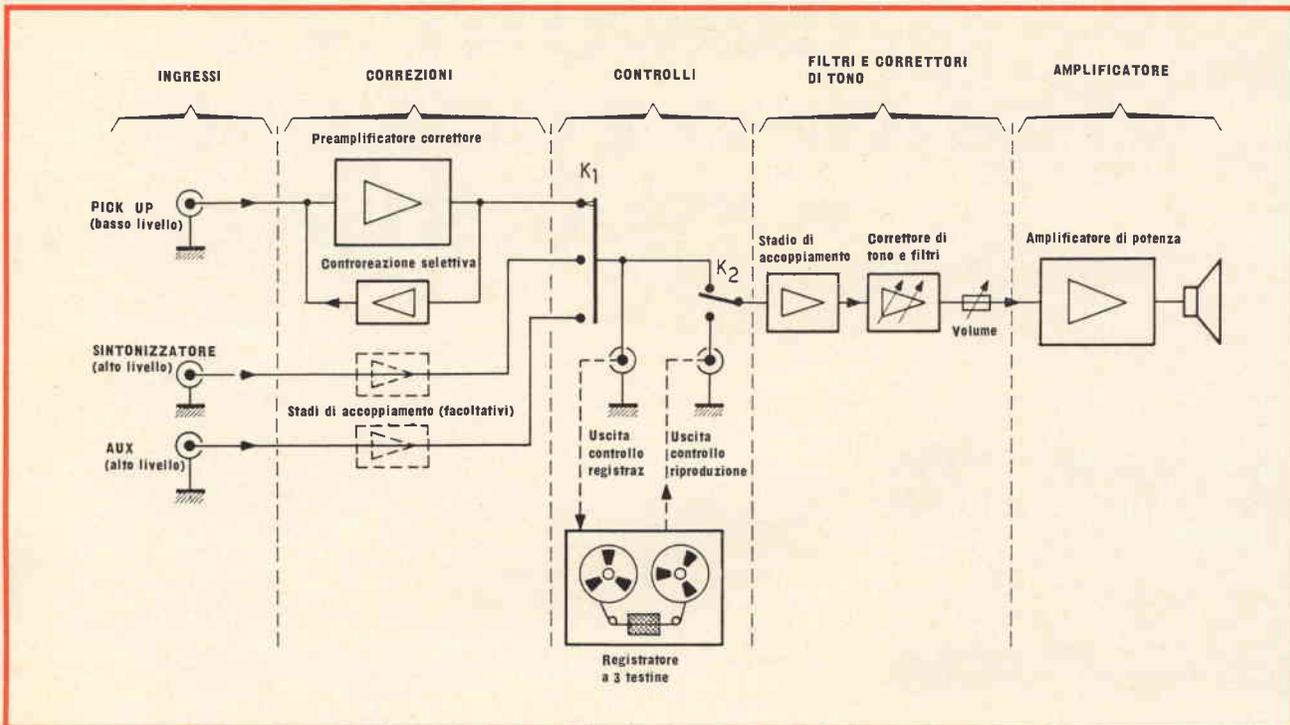


Fig. 2 - Schema a blocchi di un preamplificatore-correttore in cui si effettua una distinzione fra i livelli delle diverse sorgenti di modulazione.

I microfoni ed i fonorivelatori costituiscono essenzialmente delle sorgenti di modulazione a basso livello ed è quindi normale incorporare nei registratori dei preamplificatori di riproduzione e quindi raccogliere all'uscita dei segnali a basso livello.

I segnali ad alto livello vengono trattati allo stesso modo di quelli provenienti, per esempio, da un sintonizzatore e vengono amplificati in modo lineare.

Prendiamo ora in considerazione lo schema di fig. 1.

Come si può vedere, i diversi segnali da amplificare vengono sem-

pre applicati all'ingresso degli stadi di preamplificazione, qualunque sia il loro livello. Siccome i segnali possono avere delle ampiezze molto diverse fra di loro, è necessario prevedere degli attenuatori attuati con dei potenziometri (R_1 - R_2 e R_3 - R_4) in modo da evitare la saturazione degli stadi d'ingresso.

Siccome alcuni segnali devono essere corretti in frequenza (in special modo l'ingresso del pick-up), mentre altri devono essere amplificati in modo lineare, bisogna prevedere dei circuiti di controreazione diversi (CR_1 , CR_2 e CR_3), gli uni selettivi e gli altri aperiodici.

Passando ora al circuito di fig. 2, si può constatare che lo scambio delle diverse sorgenti di modulazione si effettua in modo diverso, in quanto questa volta si deve tener conto degli scarti di livello dei segnali da amplificare.

Utilizzando questo circuito, solo i segnali a basso livello vengono inviati sugli stadi di ingresso del preamplificatore, mentre i segnali ad alto livello vengono mandati direttamente al commutatore d'ingresso k_1 , senza passare attraverso il preamplificatore.

Osservando i due schemi dei preamplificatori si può notare che gli stadi seguenti sono del tutto uguali.

Si nota poi la sezione riservata alle commutazioni di controllo; questa si deve considerare indispensabile sui moderni preamplificatori-correttori in quanto permette di procedere al controllo acustico istantaneo della registrazione quando l'apparecchio viene impiegato in collegamento con un registratore equipaggiato di testine di registrazione e di riproduzione separate.

La sezione di commutazione è seguita da uno stadio di accoppiamento che di solito precede i circuiti

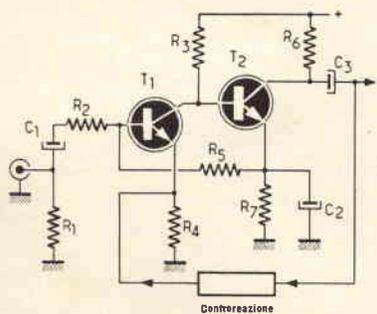


Fig. 3 - Schema di principio di uno stadio di preamplificazione impiegante due transistori N-P-N.

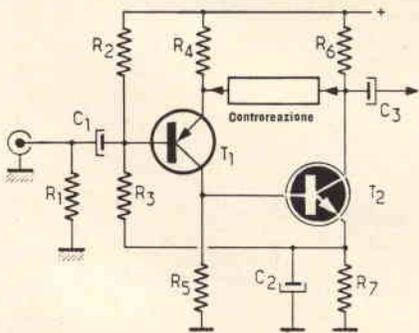


Fig. 4 - Schema di principio di uno stadio di preamplificazione equipaggiato di un transistor P-N-P e di un N-P-N.

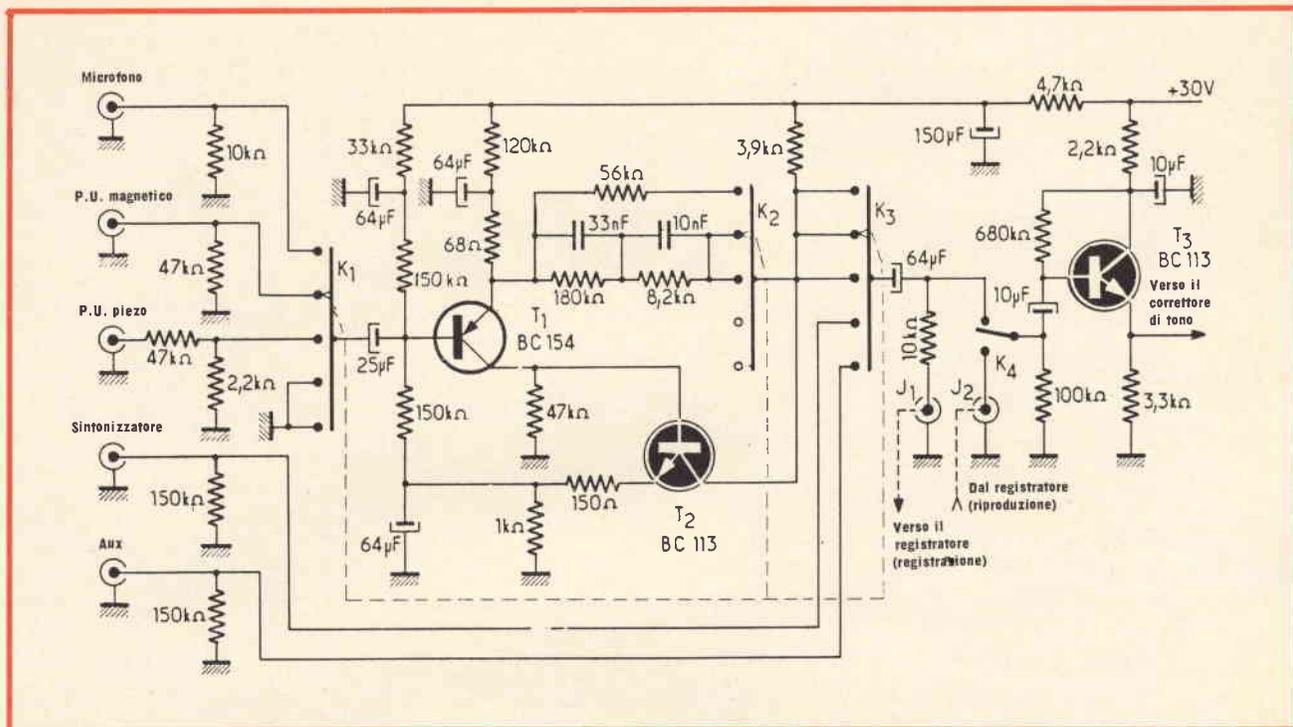


Fig. 5 - Esempio pratico di preamplificatore con stadio P-N-P/N-P-N. L'ampiezza dei segnali delle diverse sorgenti di modulazione viene dosata per mezzo di attenuatori potenziometrici selezionati con il commutatore k_1 .

correttori di tono, situati prima dei filtri passa-alto e passa-basso, ed il comando di volume posto subito prima degli stadi di amplificazione.

Nei circuiti stereofonici, è necessario inserire anche un controllo di bilanciamento posto, di solito, alla uscita degli stadi di preamplificazione. Vediamo quindi di trattare più dettagliatamente gli stadi d'ingresso, i controlli di tono, i filtri passa-alto e passa-basso, i controlli di volume e di bilanciamento.

STADI D'INGRESSO

Negli stadi d'ingresso dei preamplificatori-correttori vengono di solito impiegati due tipi di circuiti. Nelle fig. 3 e 4 sono riportati i loro schemi di principio. Guardando i due schemi, si può notare che le differenze consistono nel fatto che nel primo (fig. 3) si sono usati due transistori N-P-N mentre nel secondo (fig. 4) si è usato un transistor P-N-P e un N-P-N.

In entrambi i casi, l'accoppiamento fra il collettore del transistor T_1 e la base di T_2 viene effettuato in continua in quanto si è potuto constatare che è una soluzione

molto interessante per la trasmissione dei segnali di bassa frequenza. Questo è valido nel nostro caso perché T_2 è collegato a T_1 per mezzo del resistore R_5 (fig. 3) e del resistore R_3 (fig. 4).

Questo circuito di controreazione in continua viene usato in modo particolare per polarizzare i due stadi e allo stesso tempo per assicurare la stabilizzazione termica del circuito. Il guadagno dei due transistori e la correzione della risposta in frequenza del circuito, viene assicurata da un circuito di controreazione aperiodica o selettiva, a seconda del caso, portata fra il collettore del transistor T_2 e l'emettitore di T_1 .

Nel montaggio pratico, gli elementi vengono selezionati per mezzo di una commutazione, e quindi vengono combinati con quelli che assicurano lo scambio dei segnali provenienti da diversi ingressi, come si può vedere sugli schemi delle fig. 5 e 6.

Prendiamo ora in esame il circuito di fig. 5, che è lo schema pratico corrispondente allo schema a blocchi di fig. 1. I segnali sia quelli a basso livello che quelli ad alto

livello, sono amplificati dai transistori T_1 e T_2 .

I segnali provenienti da un microfono o da un fonorivelatore vengono applicati, senza attenuazione, sulla base del transistor d'ingresso T_1 , in quanto sono di ampiezza ridotta. Il commutatore k_1 serve ad effettuare la selezione di questi segnali, mentre il commutatore k_2 viene impiegato per variare il valore degli elementi del circuito di controreazione che agisce sul guadagno e di conseguenza sulla risposta in frequenza del circuito.

I resistori di carico posti sui collettori dei transistori T_1 e T_3 , come i resistori degli emettitori sono stati scelti in modo tale che, pur avendo correnti di collettore basse, si abbia un guadagno elevato, questa è una condizione essenziale per avere un buon rapporto segnale/disturbo e quindi sfruttare al massimo il ronzio molto basso apportato dai transistori.

Sono stati impiegati dei transistori al silicio in contenitore TO-18 tipo BC109 che possono essere sostituiti anche dai tipi BC149 o ancora BC239, quest'ultimi in contenitore epoxy.

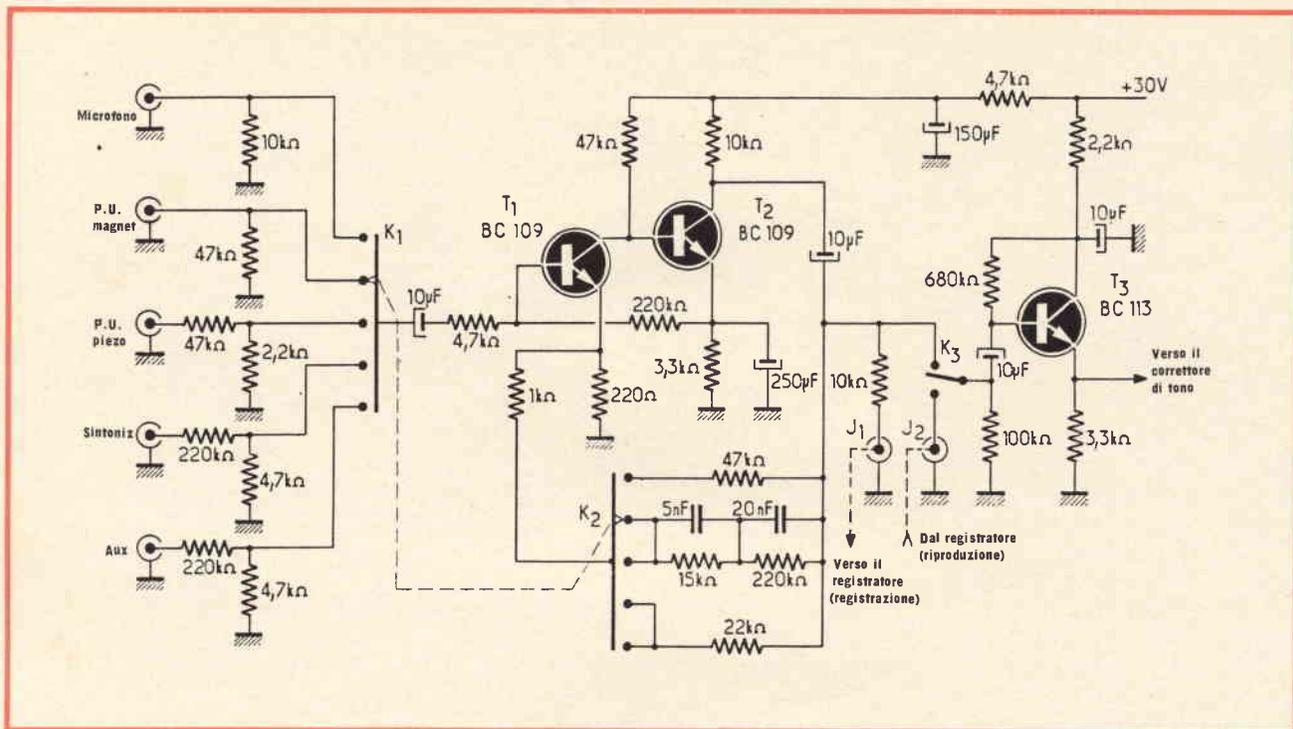


Fig. 6 - Esempio pratico di preamplificatore con stadio P-N-P/N-P-N. Gli ingressi ad alto livello fanno capo direttamente al commutatore k_1 .

Anche i segnali a livello alto come per esempio i segnali provenienti da un sintonizzatore, da una sorgente di modulazione esterna come un registratore, vengono applicati all'ingresso del transistor T_1 , per mezzo del commutatore k_1 .

Come si può vedere sullo schema, vi è, su ogni ingresso, un resistore da 220 k Ω collegato in serie con un resistore da 4,7 k Ω ; essi formano un divisore potenziometrico che funziona da attenuatore preliminare per i segnali di alto livello, in quanto questi potrebbero saturare il preamplificatore.

Questi divisori potenziometrici formati da resistori possono essere sostituiti con dei piccoli trimmer regolabili con il vantaggio di permettere un dosaggio perfetto della ampiezza dei segnali disponibili. Tutto questo può essere realizzato tenendo conto del guadagno del circuito e del segnale d'ingresso normalizzato a 750 mV.

I segnali applicati a questi due ingressi essendo lineari in frequenza, la controreazione fra i transistori T_1 e T_2 è aperiodica; in questo caso il commutatore k_2 aziona un semplice resistore da 22 k Ω .

I segnali in uscita vengono inviati da una parte al terminale J_1 (questa presa permette di registrare i segnali su un registratore) e dalla altra al commutatore di controllo k_3 ; questo permette di realizzare il collegamento dello stadio di accoppiamento T_3 , sia con T_2 che con il terminale J_2 (caso questo del controllo d'ascolto dei segnali registrati in precedenza).

Il circuito impiegato essendo a emitter-follower, lo stadio di accoppiamento T_3 è caratterizzato da una impedenza d'ingresso elevata e da un'impedenza d'uscita bassa, particolarmente adatta per l'accoppiamento con i circuiti correttori di tono di cui ci occuperemo in seguito.

Prendiamo ora in considerazione il circuito di fig. 6, che è lo schema pratico corrispondente allo schema a blocchi di fig. 2 con l'aggiunta dello schema di fig. 4. In effetti, vi è una differenza a seconda che si abbiano dei segnali a basso livello o dei segnali ad alto livello. Solamente i segnali a basso livello vengono amplificati dai transistori T_1 e T_2 che sono interessati da una controreazione aperiodica o selettiva, in modo da avere una risposta

lineare o corretta in frequenza.

I segnali ad alto livello invece, raggiungono per mezzo dei commutatori k_3 e k_4 , lo stadio di accoppiamento, realizzato in modo simile allo schema di fig. 5.

COMANDI DI TONO

Tutti gli amplificatori-correttori sono equipaggiati di correttori di tono che permettono di variare le ampiezze dei segnali a frequenza bassa o a frequenza elevata.

Questi correttori di tono si possono realizzare con due diversi sistemi: il primo per mezzo di circuiti passivi mentre il secondo per mezzo di circuiti attivi oppure, ancora più esattamente, con una rete di controreazione, più nota con il nome di circuito Baxandall.

Nelle fig. 7 e 8 sono riportati rispettivamente, il circuito realizzato con componenti passivi e il circuito di tipo Baxandall; i risultati ottenuti con questi due circuiti sono quasi equivalenti.

Come si può vedere dagli schemi, entrambi impiegano un transistorore che fornisce la bassa impedenza d'ingresso richiesta per un

buon funzionamento dei circuiti correttori di toni questi circuiti danno una attenuazione di 18 dB a 40 Hz e a 12.000 Hz.

Il transistor T_3 costituisce lo stadio di accoppiamento sul circuito di fig. 7. Come si può constatare il circuito è leggermente diverso da quello delle figg. 5 e 6 ma il principio di funzionamento è lo stesso. Sulla base del transistor T_3 si ha un'impedenza d'ingresso un poco più elevata (900 k Ω invece di 700 k Ω).

Sugli schemi presentati, i circuiti che interessano, sono rappresentati nella parte tratteggiata; gli elementi di regolazione sono costituiti dai potenziometri P_1 e P_2 che vengono usati, il primo per la dosatura dei segnali a bassa frequenza e il secondo per i segnali di frequenza elevata.

Questi elementi sono semplicemente collegati in serie nel collegamento verso l'amplificatore di potenza. Ricordiamo che l'inserzione di questi circuiti porta una perdita di guadagno non trascurabile e quindi è necessario aggiungere uno stadio di compensazione. Il transistor T_4 forma questo stadio che riporta a un livello sufficiente i segnali di uscita del preamplificatore.

Il circuito correttore di tono raffigurato in fig. 8 è diverso nel suo principio, infatti non consente di inserire le reti di correzione nel collegamento verso lo stadio seguente (T_4). In effetti, esso contribuisce attivamente al funzionamento di questo stadio, in quanto è incorporato nel circuito di controreazione che parte dal collettore di T_4 .

Questo circuito è particolarmente interessante in quanto, essendo il circuito sottoposto a una elevata controreazione, la sua percentuale di distorsione è sensibilmente inferiore a quella di fig. 7.

Per maggior precisione, diciamo che la percentuale di controreazione diminuisce man mano che si aumenta il livello dei bassi e degli acuti; la controreazione è massima quando l'attenuazione è al massimo e minima quando l'esaltazione è al massimo.

Anche in questo caso, cioè il caso meno favorevole, la percentuale di controreazione è ancora tale che

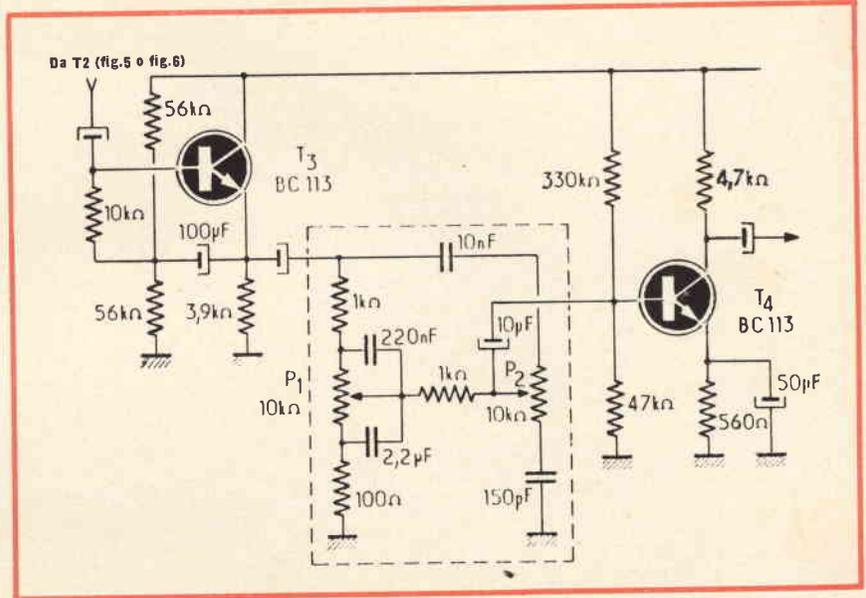


Fig. 7 - Circuito per il controllo dei toni bassi e dei toni acuti basato su circuiti passivi.

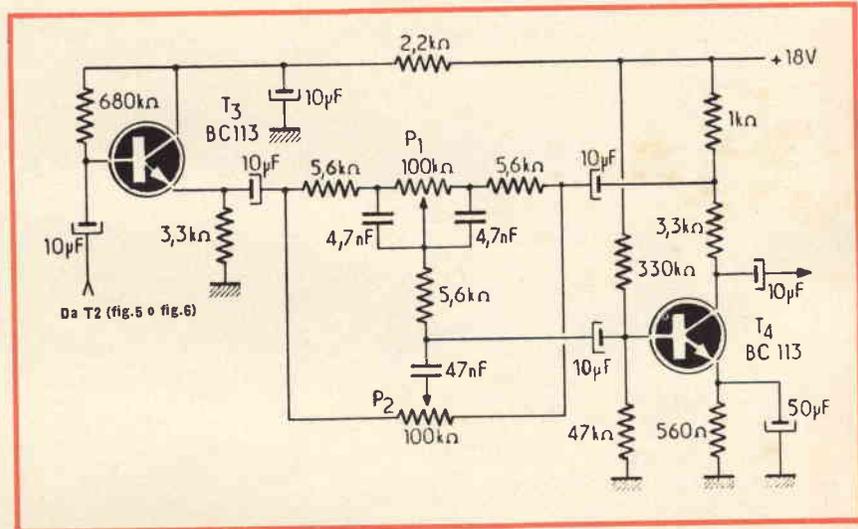


Fig. 8 - Circuito per il controllo dei toni bassi e dei toni acuti, di tipo Baxandall, impiegante una rete di controreazione.

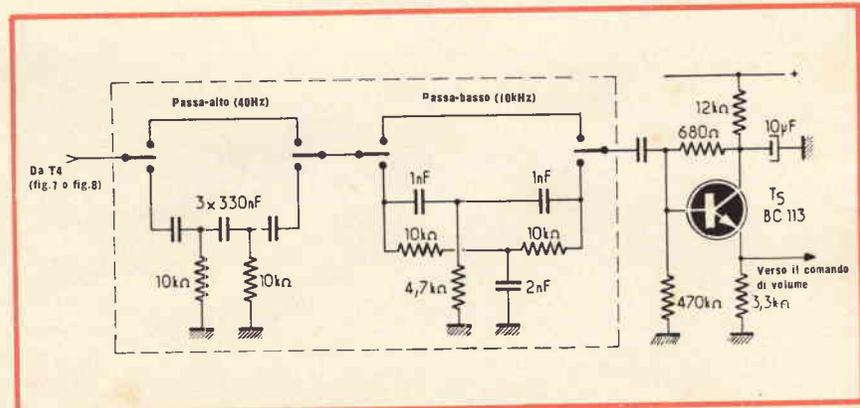


Fig. 9 - Circuito di filtro passa-alto e passa-basso a taglio netto (da 12 a 18 dB per ottava).

è sufficiente a ridurre la distorsione a un valore praticamente trascurabile (0,2%).

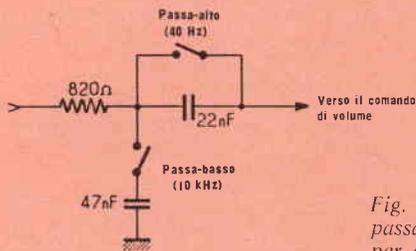


Fig. 10 - Circuito di filtro passa-alto e passa-basso semplificato (da 6 a 8 dB per ottava).

FILTRI PASSA-ALTO E PASSA-BASSO COMANDO DI VOLUME E DI BILANCIAMENTO

Come abbiamo già visto, i circuiti di correzione di tono permettono di ottenere sia una attenuazione che una esaltazione delle frequenze estreme dello spettro sonoro. L'impiego dei circuiti correttori è particolarmente utile in alcuni casi, per correggere il rendimento acustico di un diffusore o di un locale d'ascolto.

Questi circuiti servono anche per migliorare o eliminare una carenza di toni bassi o di toni acuti. Ricordiamo che sebbene i circuiti correttori siano in grado di correggere alcuni rumori a frequenza molto bassa, generati in generale dal meccanismo di trascinamento del giradischi oppure da un rumore dovuto alla superficie di certi dischi, si devono preferire dei filtri passa-alto e passa-basso.

Questi filtri (figura 9) hanno, in generale, una attenuazione di 12 dB o di 18 dB per ottava; questa particolarità permette l'eliminazione delle frequenze parassite che si trovano generalmente sotto i 40 Hz e sopra i 10 kHz, senza per questo sacrificare le frequenze immediatamente superiori o inferiori.

E' noto che questi filtri sono molto efficaci, hanno però l'inconveniente di introdurre degli sfasamenti variabili in funzione della frequenza e di deformare un poco i segnali che attraversano. Di conseguenza sono preferibili i circuiti di filtro semplici, come per esempio quello riportato in figura 10, in cui l'attenuazione è meno elevata (da 6 a 8 dB) ma non presenta più i difetti citati in precedenza.

Vediamo ora di occuparci dei comandi di volume e di bilanciamento, la cui realizzazione pratica si può effettuare in diversi modi.

In fig. 11 è riportato un circuito di tipo classico. In esso il comando di «bilanciamento», costituito dai potenziometri P_1 - P_2 , è posto prima del comando di volume (P_3 - P_4).

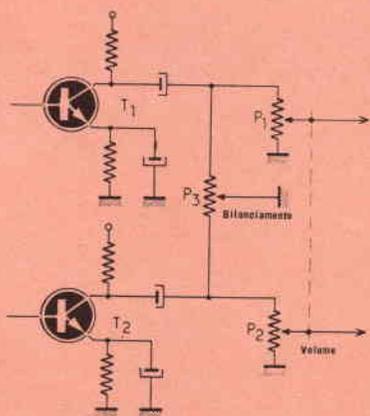


Fig. 11 - Schema classico di un controllo di bilanciamento.

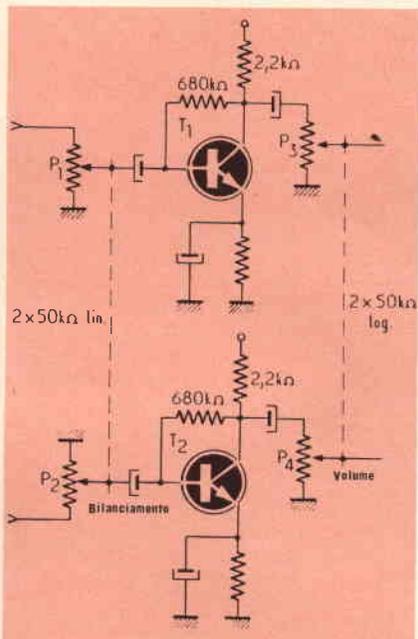


Fig. 12 - Variante del controllo di bilanciamento riportato in fig. 11.

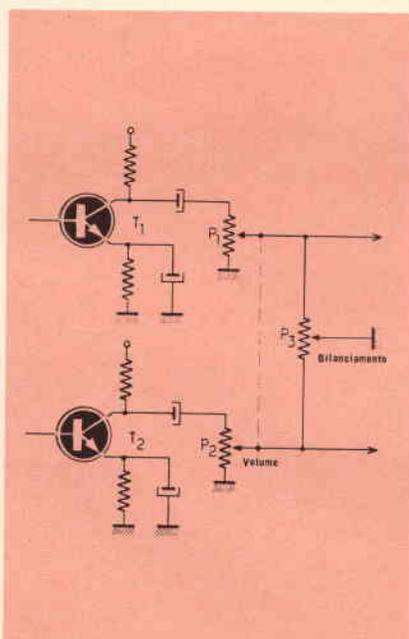


Fig. 13 - Circuito pratico di un controllo di bilanciamento.

Come si può vedere dallo schema, i potenziometri P_1 e P_2 sono collegati in modo tale che, quando il cursore di P_1 si sposta verso il punto «caldo» del potenziometro, quello di P_2 si sposta verso il punto freddo e viceversa.

In fig. 12 è riportata una variante a questo circuito; in questo schema il comando di bilanciamento si effettua prima dei transistori di uscita T_1 e T_2 . Anche in questo circuito, come nell'esempio precedente il volume si regola dopo l'equilibratura.

I due comandi di bilanciamento, pur funzionando perfettamente, presentano un piccolo difetto: in effetti la disposizione dei potenziometri P_1 e P_2 porta, in pratica, una riduzione di 6 dB del livello di uscita.

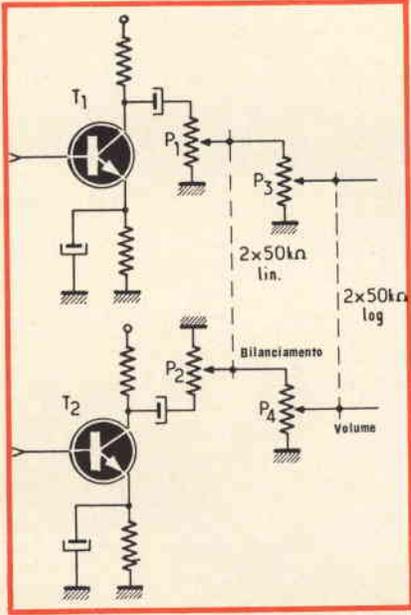


Fig. 14 - Variante migliorata del comando di bilanciamento riportato in fig. 13.

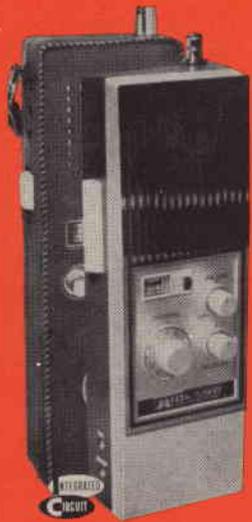
Per eliminare anche questo inconveniente, è preferibile usare i circuiti di fig. 13 e 14, che hanno il merito di usare un solo potenziometro di bilanciamento (P_3).

Come si può vedere dalle figure i due circuiti sono estremamente semplici e pensiamo quindi che non abbiano bisogno di alcuna spiegazione. E' doveroso segnalare tuttavia che il circuito di fig. 14 è da preferire a quello di fig. 13 a causa del suo migliore comportamento, specialmente in assenza di variazioni dei segnali che esso deve dosare.

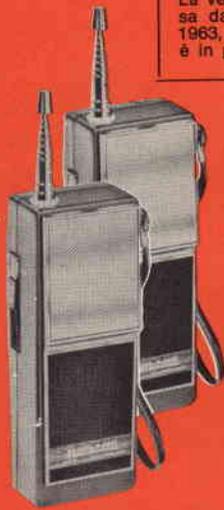
RICETRASMITTENTI PORTATILI - UNITA' MOBILI FISSE



La vendita è libera come da sentenza emessa dalla Corte Costituz. in data 3 e 9 aprile 1963, N. 39. L'uso è concesso soltanto a chi è in possesso di regolare licenza.



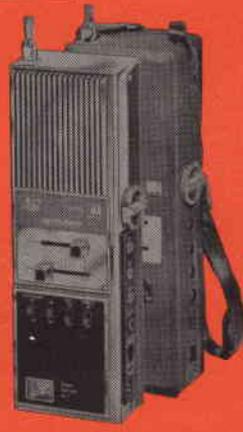
13-795
5 Watt 23 canali CB
controllati a quarzo



13-700
1 Watt - 2 canali CB
con prechiamata



13-724
2 Watt - 3 canali CB
controllati a quarzo



13-774
5 Watt - 6 canali CB
controllati a quarzo



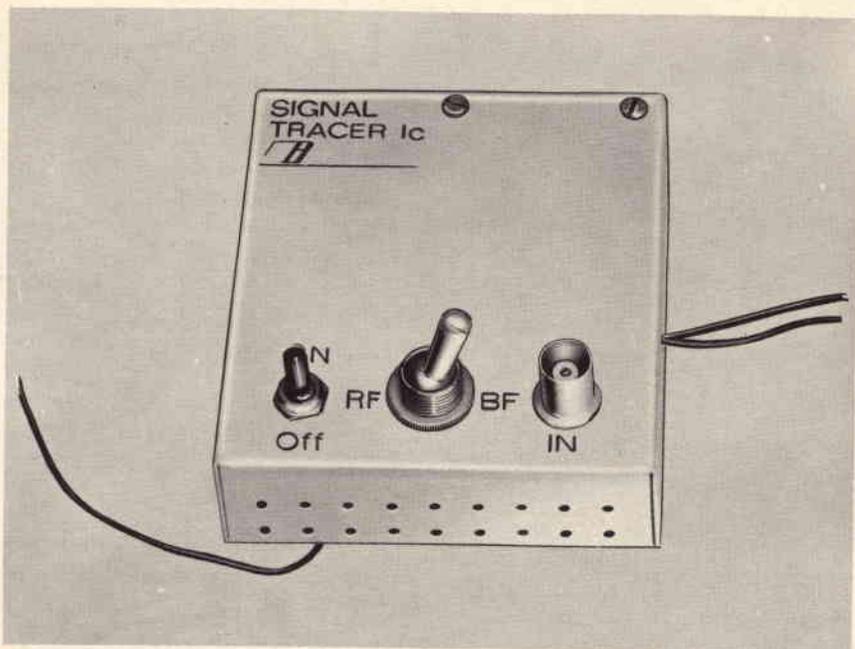
13-772
5 Watt - 12 canali CB
controllati a quarzo

Agente generale per l'Italia

elektromarket **INNOVAZIONE**

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21
Telef. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648 - 865.895 - 865.897

Richiedeteci il catalogo senza impegno



AGGIORNIAMO IL «SIGNAL TRACER»

di G. BRAZIOLI

I «Tracer» in uso dieci anni addietro, impiegavano i tubi elettronici e davano prestazioni complessivamente buone; tanto, che avevano raggiunto un livello di diffusione capillare. Ogni laboratorio di riparazione, anche mediamente attrezzato, ne era provvisto.

Comparvero poi i signal tracers transistorizzati: un progresso, si dirà; in effetti, salvo pochi casi brillantemente risolti, l'impiego dei transistori nei tracers rappresentò un regresso. Molti circuiti del genere, studiati tra il '55 ed i primi anni 60, erano logici e funzionali come un ferro da stiro impiegato da aquilone, e di conseguenza i risultati delle misure erano tanto cattivi da indurre i tecnici ad uno scetticismo generalizzato ed addirittura alla diffidenza rispetto allo strumento un tempo celebrato.

In questo articolo spieghiamo «perché» quei tracers fossero irrazionali e, come è ovvio, dei nuovi circuiti pratici a transistori che non sono certo da meno dei «vecchi-buoni-tracers-a-valvole».

Il signal tracer non è uno strumento moderno: per altro, anche il tester non lo è, ma nessuno nega l'utilità.

I primi esempi di questo genere di apparecchi si ebbero negli anni '30; rammentiamo di aver visto un circuito americano, dall'aria abbastanza funzionale, che nientemeno era equipaggiato con le valvole «UX227», 224/a, «UV245»!

Tra gli anni '30 e '40 sotto la spinta delle necessità militari, anche questo strumento si raffinò: venne reso funzionale, semplice da usare, completo.

Ci si chiederà cosa abbia a che fare un tracer con gli impieghi Marziali, ma è presto detto; l'elettronica militare, è una specie di piramide.

Non appena si elabora un Radar nuovo, un radiotelefono, un pilota automatico per missile, è necessario progettare anche tutta una serie di accessori, che vanno dai contenitori per la spedizione agli strumenti di misura e collaudo. Così è oggi, e così era anche in passato.

Apparvero allora vari modelli piuttosto interessanti di signal tracers; per esempio il BC331, apparecchio USA impiegante un diodo a ghianda nella sonda RF ed un amplificatore molto elaborato, reso portatile mediante l'adozione delle varie 1S5, 1L4, 3S4 ecc....ovvero, sull'altro fronte, il germanico L09/DK, anch'esso portatile e addirittura capace di rivelare segnali VHF sino a circa 600 MHz grazie all'impiego di un diodo LG1 miniatura, a bassissima capacità interelettrodica. Con questo apparecchio, i genietti di Norimberga misuravano e regolavano i loro primi e rudimentali Radar, il Wurzburg ed il Freja.

Deposte le armi, il volgo si precipitò a sfruttare i ritrovati diretti a sterminare i perfidi nemici, ed anche nel campo che ci interessa, avvenne una vera e propria «fioritura» di tracers assai validi.

Nella produzione dell'immediato dopoguerra, rammentiamo diversi modelli che si distinguevano per la stabilità e la sicurezza di lavoro: erano gli Allocchio-Bacchini, RCA, Simetronic, B&K, Mullard; apparecchi già dotati di sonde con diodi al Germanio (1N34 se USA, OA3

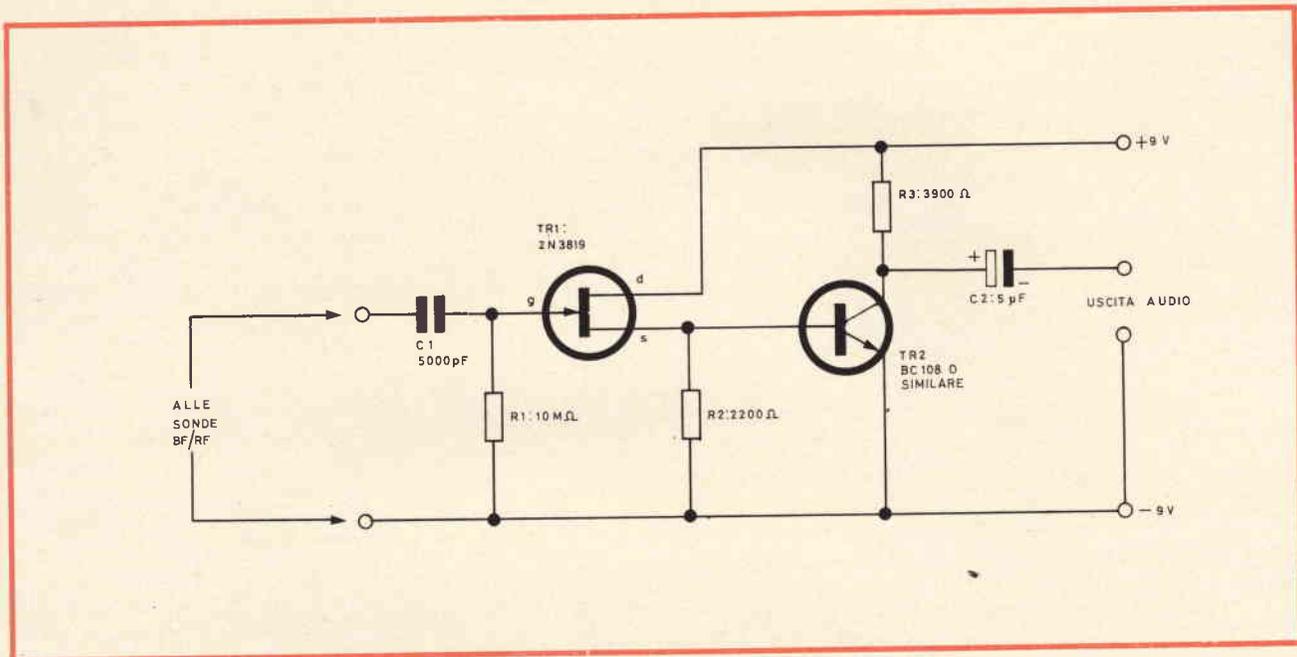


Fig. 1 - Schema elettrico fondamentale del «tracer».

se europei) indicazione mista con «occhio magico» (sic!) ed alto-parlante; in certi casi addirittura con microamperometro calibrato in dB: insomma, buoni strumenti.

Non v'era laboratorio «decente» che non ne impiegasse uno; per curiosità, rammenteremo che in quegli anni l'oscilloscopio era considerato un complemento «velleitario» della strumentazione, e chi già allora svolgeva l'attività, ricorderà che non pochi tecnici ritenevano lo «Scope» pressoché inutile, ed in molti casi foriero di perdite di tempo e confusione!

Il tracer stava vivendo la sua migliore stagione, allorché dalle pagine di Radio & Television news (oggi Electronics World) eruppero (è il caso di dirlo!) i primi circuiti a transistori. Dopo un avvio stentato, i transistori vennero di gran moda: «transistorizzare» era divenuto un imperativo categorico, e tra le tante applicazioni intelligenti, vi fu anche chi si diede a peggiorare freneticamente i tracers con l'introduzione dei vari OC11, 2N21, 2N33 o CK721 del tempo. Perché «peggiore?» Subito detto.

Questi transistori, oltre a produrre un fruscio di fondo piuttosto insopportabile nell'amplificazione di segnali deboli, avevano una impedenza di ingresso limitata: meno di

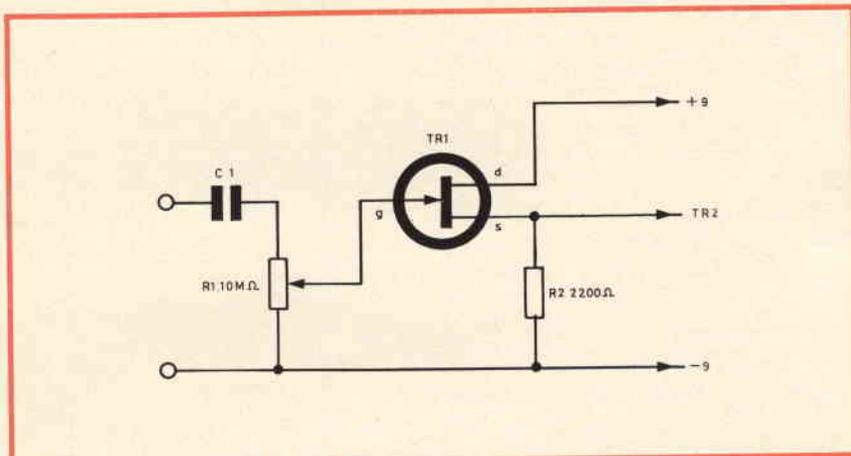


Fig. 2 - Circuito di controllo della sensibilità del «tracer».

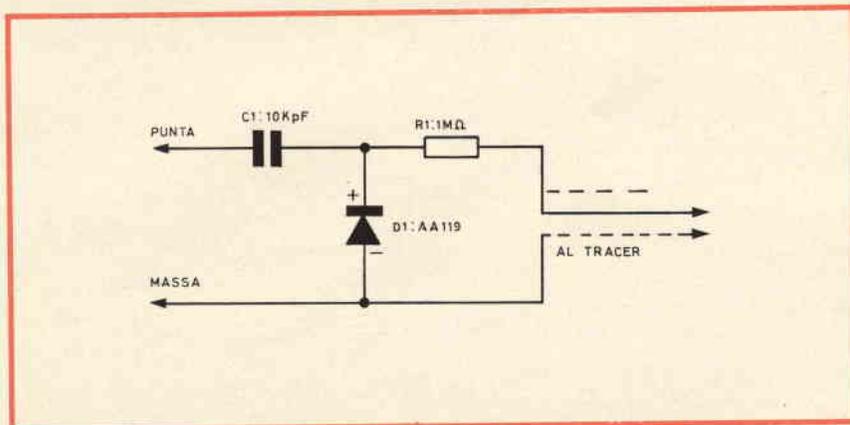


Fig. 3 - Schema elettrico di un rivelatore per impieghi generali, attivo fino a circa 40 MHz.

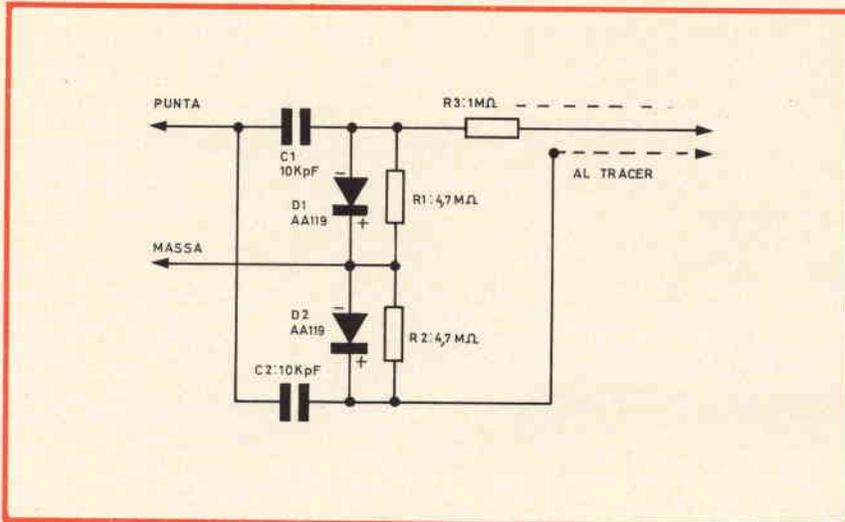


Fig. 4 - Schema elettrico di una sonda «picco-picco» per RF con maggiore sensibilità.

1000 Ω funzionando con l'emettitore a massa, come per altro si ha con i bipolari odierni.

Di conseguenza, attraverso il diodo sonda per la RF, o direttamente per l'audio, il circuito in prova, sottoposto al tracer, veniva severissimamente caricato. Stadi che funzionavano perfettamente, applicati allo strumento si mettevano a distorcere spaventosamente o si bloccavano addirittura, il che è ovvio, se si pensa che, per esempio, in parallelo ad una resistenza di carico da 220.000 Ω , veniva a trovarsi il valore di 1.000 - 2.000 Ω dato dall'ingresso del tracer!

I tecnici che avevano abbandonato il tracer a tubi, quindi ad alta impedenza di ingresso, per quello «moderno» a transistori, senza approfondirne la «logica» dell'impie-

go, si trovarono così in un pelago di inestricabili fenomeni che confondevano guasti reali ed immaginari, cause ed effetti; originari ed originati; in un enorme pasticcio, insomma.

Le bizzarrie dei tracers transistorizzati divennero occasioni per molte storielle, ma non pochi riparatori, afflitti dall'inattendibilità dello strumento, finirono per abbandonarlo del tutto preferendo rinunciare ai vantaggi che esso potenzialmente offriva, ma anche eliminando le perdite di tempo causate dai «falsi guasti».

Non ci sentiamo di condannare quell'atteggiamento mentale.

In tal modo, il tracer entrò in una situazione di «impasse».

I modelli a valvole, nel laboratorio moderno erano superati a cau-

sa della dipendenza verso la rete luce, l'eccessivo ingombro, la scarsissima portatilità. I modelli a transistori non offrivano garanzie di funzionamento razionale.

Stante la situazione, il tracer andò pian piano «fuori moda».

Oggi, possiamo dire che nuove soluzioni circuitali consentano di «rispolverare» il pur utile strumento, essendo possibile ottenere la miniaturizzazione e l'assoluta «portatilità» che è tipica degli apparecchi transistorizzati, con tutti gli altri vantaggi noti, pur avendo una impedenza di ingresso elevatissima (simile a quella data dai tubi) con l'impiego dei FET o dei MOS.

I FET hanno una resistenza G/S molto simile a quella del circuito griglia-catodo e pur non offrendo in genere lo stesso guadagno delle valvole moderne, hanno un comportamento funzionale abbastanza simile. Il minor guadagno, in effetti poco interessa, potendosi amplificare il segnale come si vuole dopo lo stadio di ingresso.

Ne deriva, che il moderno «ideale» tracer, sia quello rappresentato nella figura 1. Qui vediamo il TR1, FET a canale N, direttamente accoppiato ad un transistor bipolare (TR2) impiegato come amplificatore ad alto guadagno. Il tutto dà prestazioni interessanti: pur avendo 10 M Ω di ingresso (valore tale da non perturbare assolutamente le condizioni di lavoro di alcuno stadio esaminato, sia a valvole che a transistori) ha un guadagno interessante, 75 in tensione. Come dire che applicando una cuffia ad alta impedenza all'uscita, 4.000 Ω o simili, si può udire chiaramente qualsiasi segnale applicato all'ingresso, avente un valore sui 10 mV, tanto per fare un esempio. Logicamente, un amplificatore di potenza di qualsivoglia tipo può portare il valore di uscita ad un livello tale da azionare un altoparlante; ma per il tracing, in genere l'altoparlante è sconsigliato: questo lavoro è un po' un «colloquio» tra il tecnico ed il circuito in esame.

Ciò vale per l'audio, ma opportune sonde demodulatrici rendono utilizzabile lo schema-base di figura 1 anche per i segnali RF.

Nella figura 3 vediamo il circuito di un rivelatore per impieghi ge-

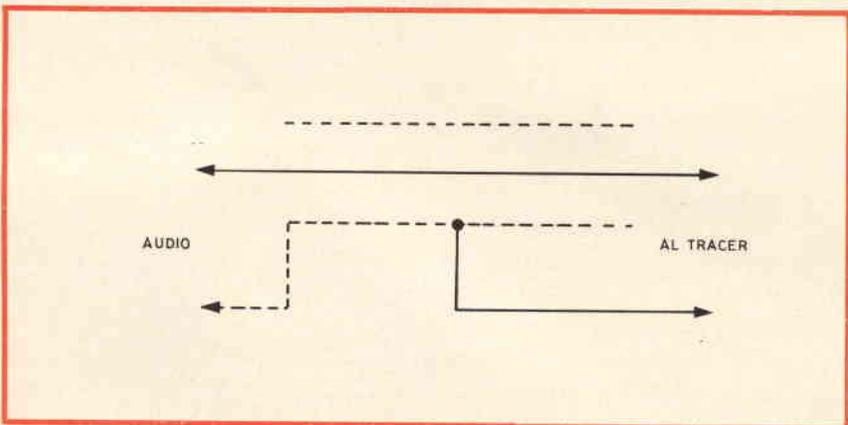


Fig. 5 - Nell'audio non occorre una sonda, ma solo un cavetto.

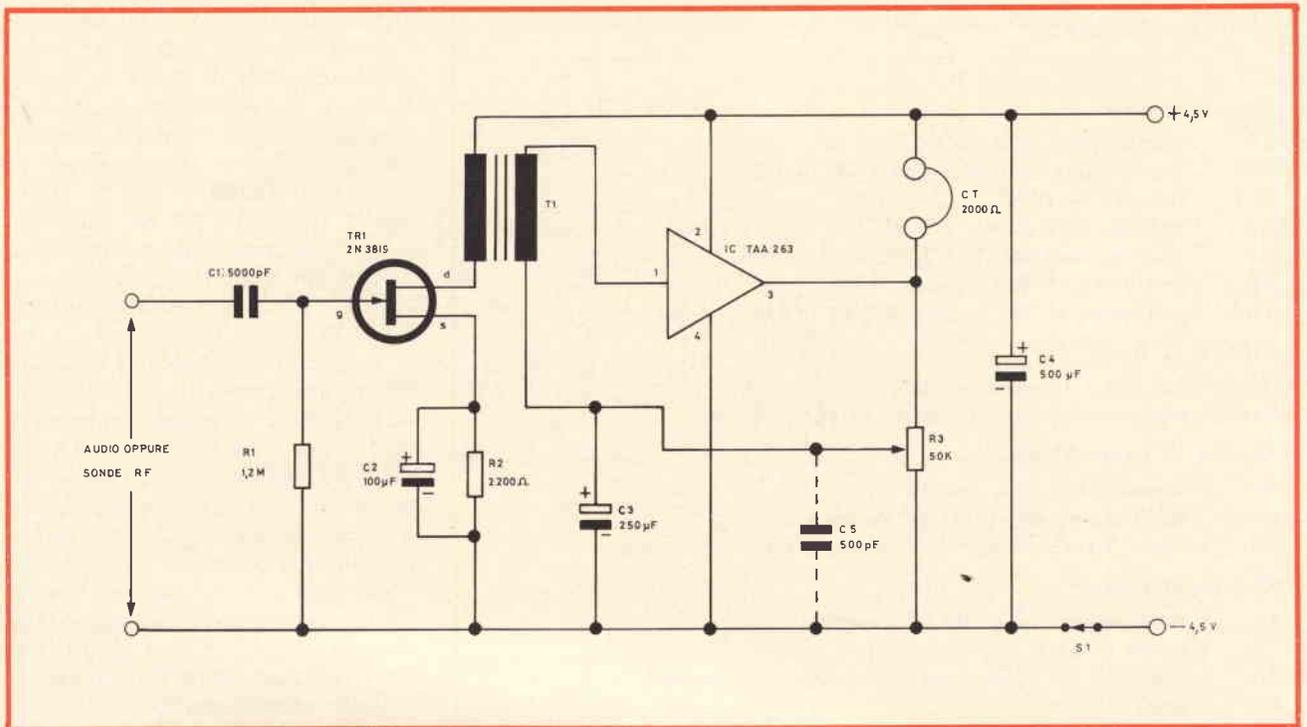


Fig. 6 - Schema elettrico di un «tracer» più sensibile che impiega il circuito integrato TAA263.

nerali di tracing, attivo sino a 40 MHz circa. Esso è semplicemente composto da tre parti, un condensatore di blocco per le tensioni C.C. presenti nel punto di prelievo, un diodo al germanio, una resistenza.

Usando parti miniaturizzate, il complesso può essere racchiuso in un normale puntale tipo tester. La tensione presentata all'ingresso sotto forma di segnale può essere anche molto ampia senza che il diodo abbia a soffrirne: per esempio 30 V_{eff} possono essere sopportati senza danni! Nella disposizione illustrata, la sonda rettifica le semionde negative del segnale; comunque, ai nostri effetti, l'inversione del diodo non crea inconvenienti così come non dà vantaggi.

Per ricercare guasti nei circuiti percorsi da segnali RF dall'intensità debolissima (uscita dello stadio convertitore) può essere utile una sonda RF dall'efficienza maggiore, come quella mostrata nella figura 4.

La detta, funziona a «duplicatore di tensione» ed è uguale al circuito che normalmente viene impiegato nei voltmetri elettronici per la misura della tensione RF «picco-picco». D1 rettifica le semionde posi-

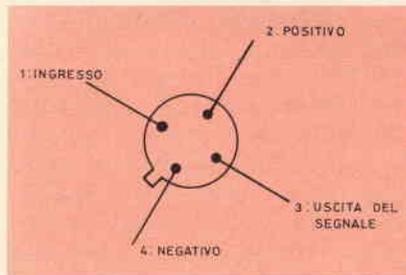


Fig. 6/a - Disposizione dei terminali del circuito integrato TAA263.

tive del segnale, D2 le negative. Poiché R1/R2 (resistenze di carico) sono poste in serie, ai capi abbiamo una tensione di polarità opposta che è duplicata.

Questo per segnali deboli, ma può avvenire che i medesimi siano troppo ampi; nella figura 2 vediamo una módifica allo schema di base che consiste nella introduzione di un regolatore di «sensibilità» (o «volume» che dir si voglia).

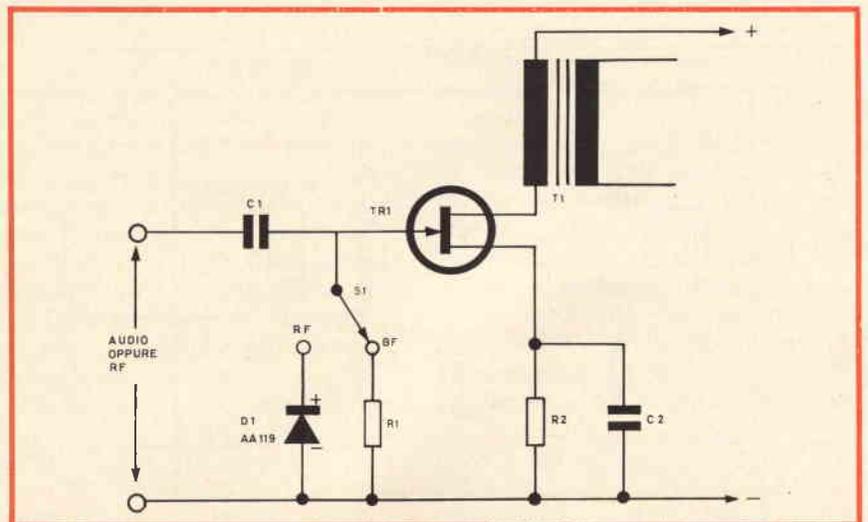


Fig. 7 - Variante al circuito di figura 6 che esclude l'impiego delle sonde RF.

ELENCO MATERIALI

Circuito di figura 1

- C1 : condensatore ceramico da 5.000 pF
- C2 : condensatore elettrolitico da 5 μ F 12 VL
- R1 : resistore da 10 M Ω , 1/2 W, 10%
- R2 : resistore da 2.200 Ω , 1/2 W, 10%
- R3 : resistore da 3.900 Ω , 1/2 W, 10%
- TR1 : transistor 2N3819, oppure TIS34
- TR2 : transistor BC108, oppure BC208, BC118 e simili

Circuito di figura 2

- Tutto come figura 1, eccettuato R1.
- R1 : potenziometro logaritmico da 10 M Ω

Circuito di figura 3

- R1 : resistore da 1 M Ω , 1/2, 10%
- C1 : condensatore da 10.000 pF ceramico
- D1 : diodo AA119 o altro al Germanio, rivelatore generico

Circuito di figura 4

- C1 : condensatore da 10.000 pF ceramico
- C2 : eguale al C1
- D1 : diodo AA119 o altro per uso generico al Germanio
- D2 : come D1
- R1 : resistore da 4,7 M Ω , 1/2 W, 10%
- R2 : eguale alla R1
- R3 : resistore da 1 M Ω , 1/2 W, 10%

Circuito di figura 6

- C1 : condensatore da 5.000 pF ceramico
- C2 : condensatore elettrolitico da 100 μ F/12VL
- C3 : condensatore elettrolitico da 250 μ F/12VL
- C4 : condensatore elettrolitico da 500 μ F/12VL
- C5 : condensatore ceramico da 500 pF
- CT : cuffia magnetica da 2.000 Ω
- IC1 : circuito integrato Philips TAA263
- R1 : resistore da 1,2 M Ω , 1/2 W, 10%
- R2 : resistore da 2.200 Ω , 1/2 W, 10%
- R3 : resistore semifisso (trimmer lineare) da 50.000 Ω
- S1 : interruttore unipolare
- TR1 : transistor 2N3819
- T1 : trasformatore interstadio rapporto 4,3 : 1

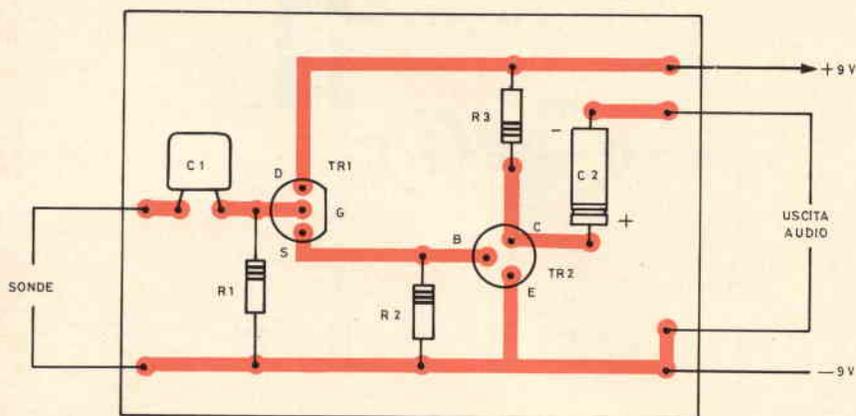


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato relativo allo schema elettrico di figura 1.

Detto, può risultare assai utile nell'esame di segnali audio o RF molto ampi: senza R1 di figura 2, l'ascolto dell'audio abbondantemente preamplificato può risultare distorto dal sovraccarico. Certamente, lo schema di figura 1 non è «tutto quello che serve per un buon tracing»: dal nucleo si può giungere a soluzioni migliori, o più raffinate.

Tale è lo schema che appare nella figura 6.

In questo, l'ingresso FET è mantenuto intatto, ma al posto dell'unico transistor «seguito» si impiega un IC, più precisamente il TAA263 della Philips oggi reperibile ad un prezzo modestissimo, quasi eguale a quello di un singolo transistor per impiego generico. Il TAA263, accoppiato a trasformatore con il TR1, dà un guadagno molto interessante: 70 dB. Non a caso il tracciatore realizzato in questo modo è definito «supersensibile».

Analisi circuitale: TR1, è impiegato con il Source comune (C2-R2). La polarizzazione è assegnata al Gate tramite R1. Il carico è il primario del trasformatore T1, collegato tra il Drain ed il positivo generale. Il secondario del TR1 pilota l'IC. Il lato «caldo» perviene al terminale «1» ingresso generale; il lato «freddo», è posto a massa per i segnali dal C3. La polarizzazione per il TAA263 è ricavata in C.C. dall'uscita, via R3. Questa disposizione consente il massimo guadagno e la massima efficienza, nonché una elevata stabilità termica; l'unico svantaggio, è che l'IC tende «sempre» ad auto-oscillare, se non è perfettamente disaccoppiato; poiché per l'innescio parassitario basta una funzione capacitiva minima (lo diciamo per esperienza) sarebbe bene prevedere l'impiego del C5, atto a bypassare le costanti «induttive» che potrebbero essere assunte dal C3, specie se esso non risultasse fresco di costruzione.

La regolazione del punto di lavoro statico e dinamico dell'IC è determinata dal trimmer R3: lo si può regolare per un guadagno minimo o massimo, al limite dell'innescio. Il miglior compromesso è ovviamente quello che dà «il massimo segnale con il minimo rumore». Rumore? Sì, il TAA263,

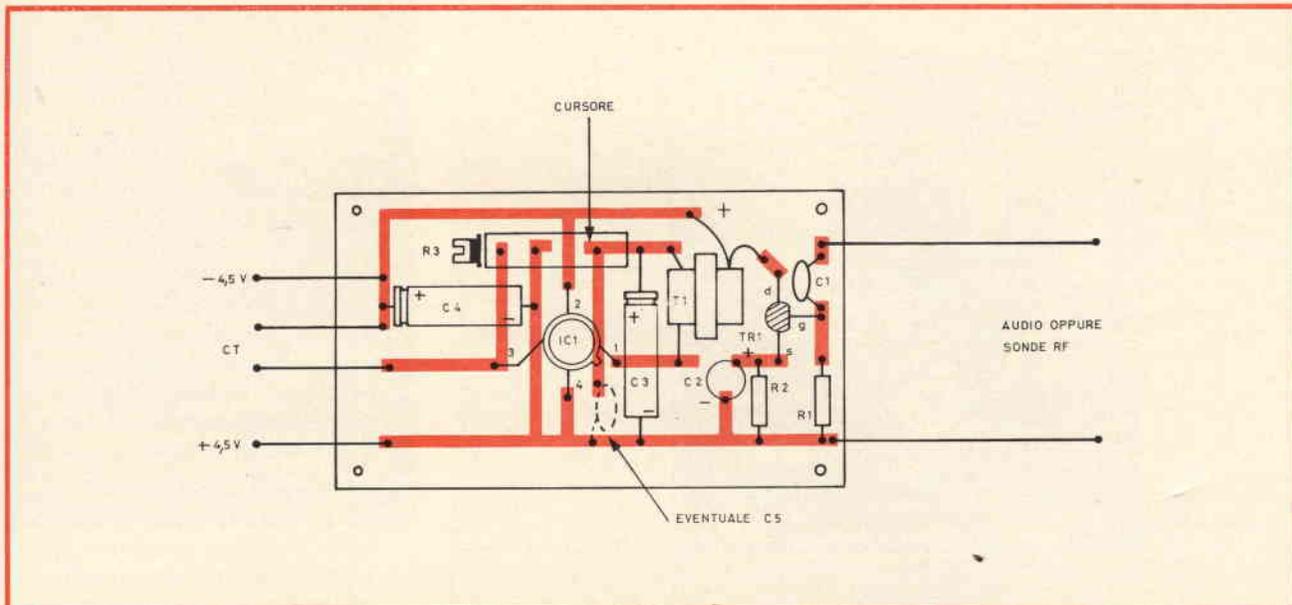


Fig. 9 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato relativo allo schema elettrico di figura 6.

operando al limite dell'amplificazione possibile «soffia» non poco. Sempre in tema di autoinneschi, diremo ancora che il C4 deve essere collegato per quanto possibile «direttamente» tra i terminali 2/4 dell'IC, più è «lontano» da questi, più è possibile un effetto parassitario.

Ora parliamo di montaggio ed impiego.

Il circuito di figura 1 può essere realizzato praticamente su di una base estremamente minuscola 20 per 20 mm o simili; la figura 8 riporta uno schema di connessioni su circuito stampato per inesperti; gli esperti possono farne a meno, realizzando il complesso secondo logica.

In effetti, non ci è chiaro l'accanimento con cui molte pubblicazioni tendono ad imporre il circuito stampato: esso dà un piano preciso per il cablaggio, è vero; ma se le parti (come sovente è) non sono precise, non hanno la tolleranza calcolata ed occorre sperimentare, cosa accade?

Avviene che il disgraziato amatore dell'elettronica si ritrova nella disperante condizione di «sradicare» parti ben saldate per tentare le sostituzioni: «spaccando» e «estraendo» e «surriscaldando» e «pasticciando tutto!» Se il C.S. è adatto alla produzione dell'industria, anzi, ideale per la serie, non è assodato

che sia altrettanto valido per circuiti sperimentali, anche se sperimentati. Tra l'altro, il C.S. impone una specie di scimmiesca obbedienza al concetto del progettista: perché? Qualcuno non può essere più illuminato, esperto, capace di chi ha disegnato lo schema-prototipo? Qualcuno non può trovare una soluzione costruttiva più logica?

Passando dal circuito della figura 1 a quello di figura 6 il ragionamento non cambia affatto: nella figura 9 è riportata la traccia delle connessioni di quest'ultimo, ma lungi da noi dire che solo il circuito stampato può dare buoni risultati: anzi, consigliamo il perforato plastico, pur rispettando i contatti, o addirittura il montaggio effettuato mediante una base isolata e striscette «Cir-Kit»; per chi non le conoscesse, diremo che trattasi di rame lavorato in modo da essere autoadesivo e resistere al calore senza staccarsi dalla basetta. Dal rotolo fornito dalla Casa, si può tagliare via lo spezzone che serve per effettuare ogni interconnessione, premerlo sulla base, forarlo e saldarlo come occorre.

Parlando di saldature, diremo che i circuiti trattati non hanno alcun ... lato debole; sia il FET che l'IC hanno una tolleranza al calore che è strettamente simile a quella di un transistor al Silicio bipolare comune. Non si richiede

alcuna preoccupazione speciale, insomma.

Ovviamente, prima di saldare è bene ragionare: vedere le polarità dei condensatori, i terminali dei semiconduttori, ogni dettaglio. Non v'è di peggio di dover «riparare» le sbadataggini; questi lavori spesso si traducono in una ecatombe di costose parti.

Relativamente al collaudo, diremo che il circuito di figura 1 deve poter funzionare senza che vi sia la necessità di regolare alcunché; sia esso impiegato in audio, sia con le sonde RF.

Specie se si è adottata la modifica di fig. 2.

Il circuito di figura 6 è più «complicato». Per regolarlo accuratamente è bene applicare all'ingresso il segnale preso da un qualunque generatore audio; un multivibratore, per esempio, o simili. Su questa «guida» si trimmerà R3 sino ad ottenere il massimo guadagno con il minimo fruscio, e l'operazione andrà ripetuta con vari livelli di tensione, dato che non sempre la prima prova è quella conclusiva.

In pratica, questa prova tende ad ottenere con la cuffia impiegata, il massimo guadagno possibile prima dell'oscillazione: poiché le cuffie non sono uguali, poiché i potenziometri trimmer hanno una tolleranza ampia, poiché infine anche gli IC danno risultati non

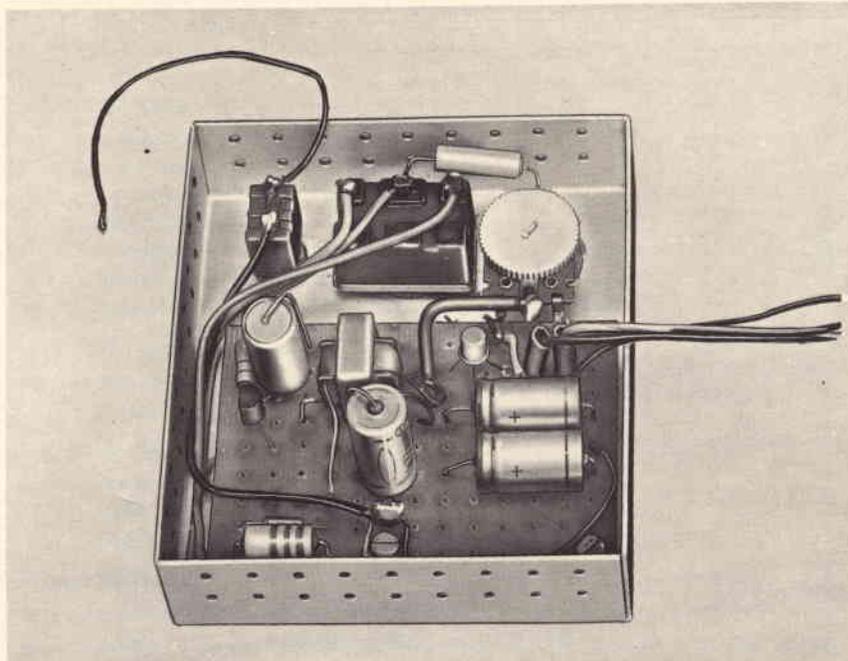


Fig. 10 - Vista interna del prototipo del «signal tracer» a realizzazione ultimata.

uniformi, il trimmaggio è indispensabile caso per caso.

In chiusura, diremo che la tensione di 9 V indicata per il circuito di fig. 1 è opinabile; in effetti il circuito funziona bene con 6 V, 9 V, 10 V ed anche 12 V; persino a 15 V, al limite.

Per contro, la tensione di 4,5 V prescritta per il circuito di figura 6 è assoluta; 9 V potrebbero rompere l'IC.

Come dicevamo in apertura, il signal tracer ha una lunga tradizione di impiego che risale ai tempi del Charleston, quindi non ci pare

opportuno trattarne ancora una volta la funzione. Per chi proprio è «a zero» in fatto di elettronica, diremo che questo strumento serve ad «ascoltare» dal vivo i segnali presenti negli stadi di un ricevitore, un amplificatore, un elaboratore elettronico. Essendo in panne, l'apparecchio allo studio, si sonderà prima di tutto lo stadio finale, quindi si «risalirà» verso l'ingresso cercando:

- a) Lo stadio che interrompe la continuità dell'amplificazione attenuando invece di fornire un certo guadagno calcolato.
- b) Lo stadio che distorce il segnale. In questo caso, la funzione sarà ottenuta partendo dall'uscita o dall'ingresso indifferente.

Altre note sull'uso del tracer possono essere ottenute dalla documentazione «classica»; dal Radiomeccanico del Costa al «Servizio radiotecnico» del Ravalico e simili altri.

Non crediamo sia necessario aggiungere altro; ulteriori note non sarebbero che la ripetizione di ciò che è stato detto e ridetto da qualunque Rivista tecnica; manuale; corso per corrispondenza e simili.

ANEDDOTI

MICHELE FARADAY

Era figlio di un povero fabbro, e a tredici anni sapeva appena leggere e scrivere. Suo padre lo mise come garzone nella bottega di un legatore di libri. Qui gli capitò sott'occhio un volumetto elementare di divulgazione di chimica. S'immerse in quella lettura con grande passione e imparò il libro a memoria. Non contento di ciò, volle eseguire, con gli scarsi mezzi che possedeva, le esperienze che il volumetto descriveva. Così prese una grande passione per la chimica. Passarono otto anni. A ventun anni fu ammesso come aiuto preparatore nel laboratorio di Davy, e questi lo prese a benvolere per la sua diligenza e per la sua perspicacia. (Larousse).

BENIAMINO FRANKLIN

nato nel 1706 - morto nel 1790; uomo politico e scienziato americano di larghissima fama; inventore del parafulmine.

Tra le altre varie attività, Franklin aveva anche aperto una libreria. Un giorno entrò un cliente che voleva un determinato libro. La commessa glielo diede.

— Quanto costa?

— Un dollaro — rispose la commessa.

Il cliente, che voleva spendere di meno, pensò che probabilmente il padrone gli avrebbe fatto uno sconto e chiese di poter parlare con lo stesso proprietario. La commessa chiamò Franklin, il quale subito accorse. Se non che, quando il cliente gli ebbe chiesto

il prezzo del libro, Franklin rispose:

— Un dollaro e mezzo.

— Come! La vostra commessa ne aveva chiesto un dollaro.

— Ma adesso avete scomodato me. Mi par giusto che ci sia un aumento.

L'altro insistette per avere un ribasso.

— E allora? — concluse. — Qual è il prezzo minimo?

— Due dollari — rispose Franklin.

— Poco fa avevate detto un dollaro e mezzo.

— Sì, ma è un pezzo che io sono qui, e sapete che il tempo è denaro.

Il cliente dovette sbrigarsi a pagare il libro due dollari, per non subire qualche altro capriccioso aumento da parte di quel libraio sui generis. (Timbs, A century of anecdote).

In questo articolo descriviamo come si può calcolare ogni parte di un interessante oscillatore sinusoidale del genere a «doppio T», poi presentato nella realizzazione pratica. Il lettore che intenda realizzare un simile «Diapason elettronico» per il suo laboratorio, avrà quindi una doppia soddisfazione; non solo nel costruire un apparecchio certamente valido; ma anche nel costruirlo «secondo le proprie specifiche» con una facile manipolazione dei valori.



DIAPASON ELETTRONICO

a cura di Gianni BRAZIOLI

Il «Twin T» detto anche «Double T notch» dagli americani, è un filtro audio piuttosto noto che trova molti impieghi nei circuiti telefonici, negli apparati per comunicazioni e nelle misure.

È composto di due diversi «rami» che impiegano esclusivamente resistenze e condensatori; rientra quindi nella vasta gamma dei dispositivi detti, appunto, «RC».

Il nostro (figura 1) da un lato, oppone al segnale due resistenze eguali poste in serie. Al centro delle due è collegato un condensatore che termina alla massa. In questo ramo, si ha quindi un sistema «passa basso», che attenua le frequenze elevate.

L'altro ramo vede in serie al segnale due condensatori, con una resistenza verso massa sempre presa al centro della coppia; è quindi un «passa alto» che tende ad attenuare i bassi.

Ben si comprende che una simile combinazione «taglia» i segnali sopra e sotto ad un valore ben definito.

Solo questo, diciamo, «sette centrale» dell'audio, può attraversare il «Doppio T» senza subire serie attenuazioni.

Il nostro filtro può essere calcolato con facilità per le più diverse frequenze. Normalmente, C1 e C2 avranno un valore eguale, così R1 ed R2; la banda passante varrà:

$$f \text{ in/out} = 280 \frac{1}{R1 C1}$$

Ove, 280 è un valore empirico dettato dall'esperienza dei progettisti di impianti telefonici ed è esatto per valori di R1 compresi tra 5.000 e 25.000 Ω (R1 = R2) ovvero per frequenze comprese tra circa 10 Hz e circa 12.000 Hz, e C1 è in μF.

Trovati in tal modo R1 e C1, per

la frequenza che interessa «lasciar passare», abbiamo anche R2 e C2, dato che questi sono identici ai precedenti.

Gli altri elementi sono dimensionabili senza ulteriori calcoli; C3 avrà un valore doppio rispetto a C1, quindi anche al C2.

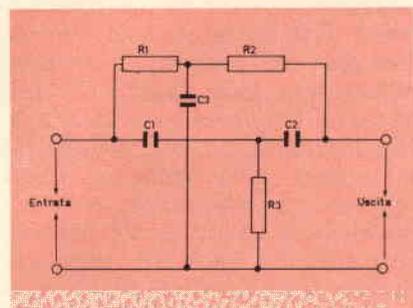


Fig. 1 - Schema classico di un filtro a «Doppio T». Rapporti per il normale funzionamento: R1 = valore uguale a R2. C1 = valore uguale a C2. C3 = valore doppio rispetto a C1 o C2. R3 = un decimo di R1 o R2.

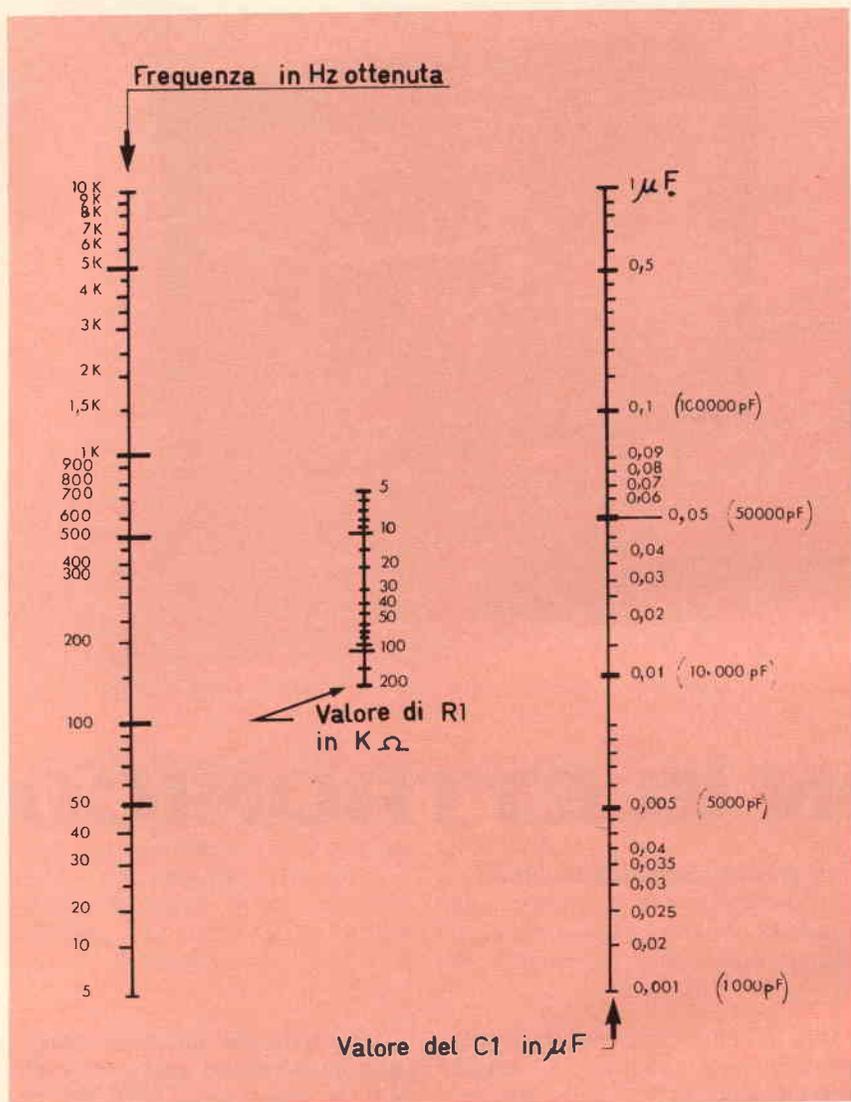


Fig. 2 - Nomogramma per il calcolo di C1 ed R1.

R3 sarà all'incirca un decimo di R1, quindi anche di R2.

Dato che tali rapporti hanno un andamento perfettamente costante, non è difficile tracciare un «Nomogramma» che consenta di ottenere all'istante i valori di R1 e C1 per una data frequenza, trascurando la formula suddetta. Tale nomogramma appare nella figura 2. Il suo impiego è semplicissimo; poniamo di cercare il valore del C1 per una frequenza di 1000 Hz; prenderemo una squadra o una riga, appoggeremo il termine di essa alla tacca 1 kHz, e muoveremo **obliquamente** l'attrezzo dall'alto in basso. Vedremo così che per 1.000 Hz, C1 potrà essere da 10.000 pF se la R1 è da 20.000 Ω; oppure da 50.000

pF se la R1 è da 5.000 Ω; oppure da 2.500 pF se la R1 è da 180.000 Ω... così via: fig. 2-a.

Andando all'inverso, possiamo partire da un valore di capacità fisso, e determinare la frequenza a seconda della R1: per esempio; 0,1 μF e 100.000 Ω daranno 25 Hz; 0,5 μF e 5.000 Ω daranno 150 Hz; 0,1 μF e 10.000 Ω ricadranno verso i 180 Ω, ed a seguire, andando in verticale.

Poiché certamente sono pochi, quei lettori che si interessano di impianti telefonici, ma molti quelli appassionati di HI-FI, diremo che la conoscenza di questo filtro, così come lo abbiamo presentato, può essere utilissima per realizzare degli «anti-rumble» così come degli e-

saltatori di bassi, o per «canalizzarle» le varie bande di frequenza; per attenuare o esaltare i suoni più acuti, e via di seguito all'infinito.

Ora, così come il ponte di Wien era nato per scopi di misura, ma forma il nucleo centrale di molti oscillatori odierni, anche il nostro «Doppio T» ha impieghi analoghi.

In teoria, applicando tra ingresso ed uscita del filtro un adatto amplificatore, avremo una oscillazione alla frequenza «passante» che abbiamo imparato a calcolare in precedenza. Perché «scatta» l'innesco, in queste condizioni?

Semplice; perché il filtro ha uno sfasamento di 180 gradi esatti, proprio quel che serve: fig. 3.

L'amplificatore di cui sopra, può essere semplicemente costituito da uno stadio transistorizzato. Infatti, in genere basta un guadagno di 60-80 per ottenere il funzionamento. Oggi, transistori capaci di dare un guadagno di oltre 200 sono comuni ed economicissimi, si pensi al BC108; quindi non vi sono problemi in questo senso.

Il filtro può essere accoppiato al transistore in varie maniere; però, considerando che ha in sé un impianto **resistivo**, conviene sfruttarlo per evitare la inutile duplicazione di elementi eguali con funzioni diverse.

Per esempio, R1-R2, possono, nello stesso tempo, far parte del «doppio T» e costituire il «loop» di polarizzazione del transistore.

Questa soluzione circuitale appare nella figura 4, ed è oggi impiegata in vari generatori che fanno parte di apparecchiature professionali. Ora, il transistore non può essere polarizzato con delle resistenze «qualsiasi», ma anzi esistono precisi parametri che devono essere rispettati. Tanto per restare nel pratico, con una tensione di alimentazione pari a 9/12 V, e con una resistenza di carico dal valore aggirantesi sui 10.000 Ω, la Rb, per transistori di piccola potenza ad alto guadagno, dovrebbe andare da 150.000 Ω a 450.000 Ω.

Ad ottenere una elevata stabilità ed un sicuro innesco, per il BC108 rammentato dianzi (i vari BC107, BC109, BC208, BC148 sono altrettanto validi) il valore resistivo

interposto tra collettore e base può essere stimato sui 350.000 Ω.

Però, noi questo valore lo dobbiamo frazionare in due segmenti, ad ottenere la figurazione-tipo del «doppio T». Diciamo allora 400 mila Ω, ottenibili con due resistenze da 200.000 Ω ciascuna: R1-R2.

Questa scelta, impone un calcolo «fatto alla rovescia» per ciò che attiene alla frequenza; ovvero: noi abbiamo 400.000 Ω fissi, desideriamo una frequenza di «tot», allora, quali valori di capacità dobbiamo aggiungere? La risposta può essere ricavata dalla formula o dal nomogramma, ma per chi non ha molta voglia di far calcoli, diremo che per 1.000 Hz (insistiamo su questo valore perché è «standard» e molto utile) C1-C2 possono essere da 2.000 pF appena. Questi limitati valori di capacità sono particolarmente utili quando si vogliono ottenere delle frequenze basse; se le resistenze avessero un minor valore, i condensatori, per poche decine di Hz, dovrebbero assumere capacità assai grandi: maggior costo, quindi, e minore praticità.

Nel profilo di questa utilizzazione, rivediamo un momento il nostro filtro.

Se R1 ed R2 devono essere assolutamente identiche tra loro (o almeno più eguali possibile) ed altrettanto va detto per C1-C2, e se C3 in genere dovrebbe, come si è detto, essere uguale a 2C1 (o 2C2), R3 non è strettamente necessario che sia un decimo di R1 o R2; il circuito funziona anche se questa ultima varia dal 3 al 30% circa rispetto a R1.

Questo fattore è interessante, perché permette di **compensare** le variazioni che si avrebbero nella pratica rispetto al circuito teorico.

In altre parole, la formula

$$f = \frac{1}{R1 C1}$$

esatto riscontro nella realtà a causa delle resistenze parassitarie introdotte in parallelo al filtro dallo amplificatore, così per il carico capacitivo di ingresso ed uscita dovuto al medesimo sistema; così per le impedenze parassite.

In sostanza, tutti questi fattori «esterni» al doppio T ne vizierebbero le caratteristiche e non si po-

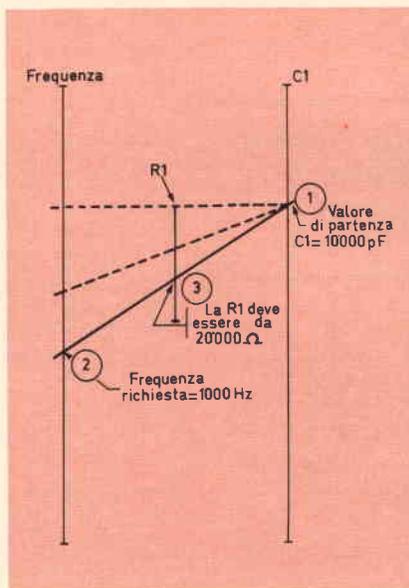


Fig. 2a - Esempio d'impiego del nomogramma.

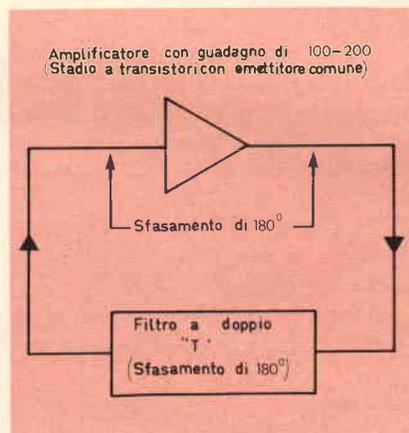


Fig. 3 - Oscillatore a «Doppio T».

trebbe ottenere l'esatta frequenza calcolata, anche perché i «disturbi» detti non possono essere a loro volta calcolati (almeno semplicemente) per ottenere una compensazione.

La compensazione in frequenza, invece, è facilmente ottenibile regolando la nostra R3: quindi, la formula rimane valida, così il nomogramma, certo con gran sollievo di chi è interessato al circuito!

Vediamo ora un ulteriore aspetto del nostro oscillatore.

Come sappiamo, la particolarità che lo caratterizza è l'ottenimento di un segnale a forma di senoide, e proprio per questa ragione è anche detto «diapason». La senoide però, all'uscita «naturale» del complesso (il collettore del transistor) non è molto corretta: presenta anzi una distorsione del 10% abbondante ed appare come si vede nella figura 4. La «vera» senoide, può essere ricavata solo al capo centrale del «T» costituito da R1-R2-C3. Ciò implica due svantaggi.

Per non «caricare» ulteriormente il filtro-risonante, occorre che il prelievo del segnale sia effettuato mediante uno stadio ad alta impedenza di ingresso; inoltre, anche se al collettore la tensione-segnale ha una ampiezza notevole (7-8 Vpp), sul punto indicato, l'ampiezza è circa un quinto della precedente: come dire poco più di 1 V.

Questi due fatti impongono lo uso di uno stadio «buffer» (amplificatore-separatore) che segua lo

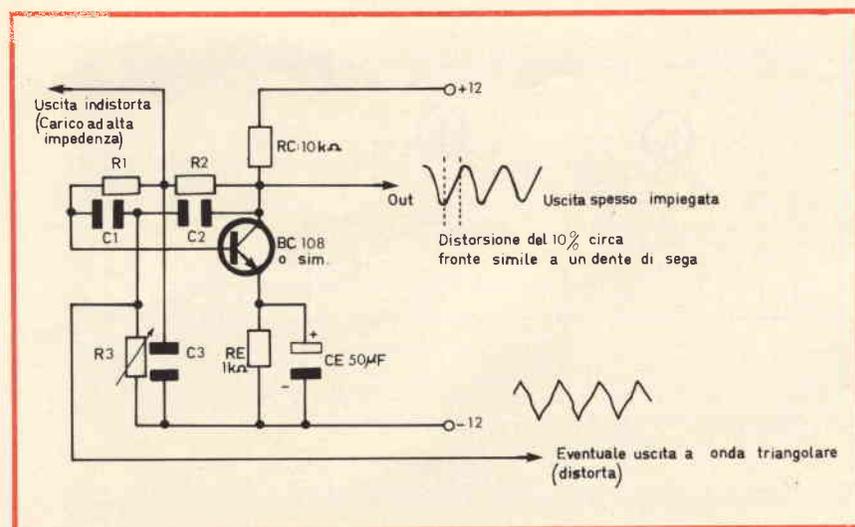


Fig. 4 - Oscillatore convenzionale a «Doppio T».

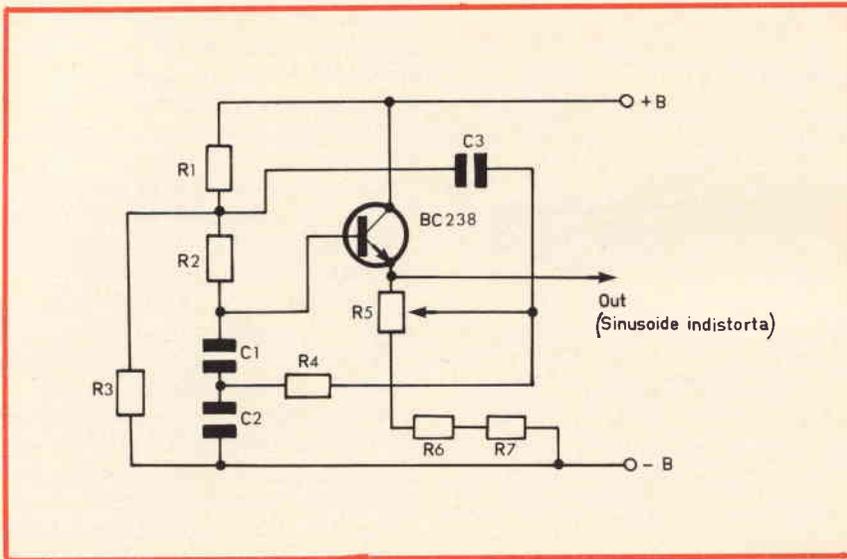


Fig. 5 - Schema elettrico di un altro oscillatore.

oscillatore. Detto avrà l'ingresso ad alta impedenza, è ovvio, un guadagno non molto importante, e dovrà essere assolutamente lineare.

Un transistor ad effetto di campo è quindi uno dei migliori dispositivi che si possano impiegare per questa funzione.

Per finire con i cenni teorici (se si può definire «teoria» la serie di tangibilissimi elementi esposti sin'ora) diremo ancora che la versione più «moderna» dell'oscillatore a doppio T vuole lo stadio

«boot-strappato», come dire «inverso». Il senso di questa inversione, è che invece di essere l'emettitore, in comune, sarà il collettore ad andare all'alimentazione generale: uno stadio del genere lo si vede nella figura 5: i due «T» sono rappresentati da R1-R2-C3, nonché C1-C2-R4.

R5, con R6, R7, serve per «compensare» la frequenza al posto della R3 dei precedenti circuiti.

Questa disposizione consente di prelevare facilmente il segnale nel

punto più favorevole e la regolazione di R5 ha una minore influenza sulla forma d'onda, difetto che affliggeva in rilevante misura gli oscillatori già esaminati.

L'oscillatore a doppio «T» boot-strap, non può essere calcolato con la solita formula, perché rientrano nel circuito altri parametri; per questo circuito varrà allora la seguente:

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

non molto dissimile, come si vede, traslati i termini.

Però i rapporti tra le parti saranno a loro volta variati, precisamente: R1-R2-R3 varranno due volte «R» della formula; R4, sarà pari a «R» diviso 3; C1 varrà «C» fratto 2; C2 varrà «C», valore netto. Infine C3 sarà «C» moltiplicato per 3.

Il relativo nomogramma, essendo piuttosto complicato, non crediamo sia opportuno tracciarlo. Comunque, per il solito valore di 1.000 Hz diremo che R1-R2-R3 possono essere da 22.000 Ω; R4 da 3.300 Ω; R5, con R6 ed R7 formerà un tutto dal valore di circa 3.400 Ω, avente un settore variabile di 500 Ω.

Inoltre: C1, per ottenere un innesco preciso e stabile dovrà essere da 9.000 pF, valore facilmente ottenibile ponendo in parallelo un elemento da 6.800 pF ed uno da 2.200 pF. C2 varrà 22.000 pF (valore un pò in eccesso, ma standardizzato) e C3 47.000 (50.000) pF.

Il transistor, come nel caso precedente, dovrà offrire un guadagno buono, anche se non insolito: il BC108 può essere impiegato, così come il BC238/b da noi usato nel nostro campione sperimentale.

Sì, perché oltre ad aver montato i circuiti precedenti per la prova, su «breadboard» e simili, abbiamo voluto realizzare il circuito di figura 5 in maniera «definitiva»: circuito stampato, contenitore ecc. Così da ottenere un ausilio di laboratorio valido e sempre pronto allo uso.

Naturalmente, ora, non intendiamo vantare la nostra attrezzatura, simile per altro a quella di qualsiasi sperimentatore evoluto; ma diremo che ciò per noi è un ausi-

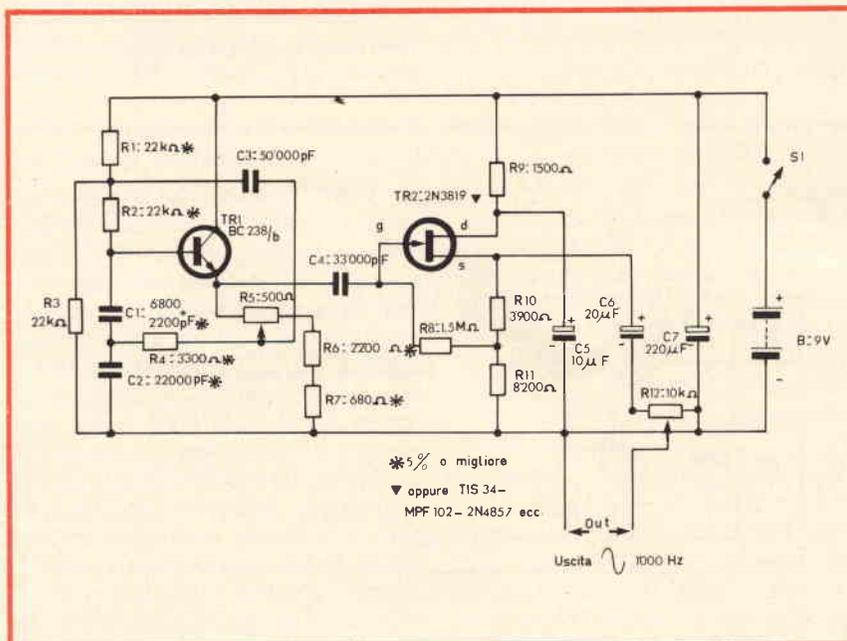


Fig. 6 - Schema elettrico del diapason elettronico.

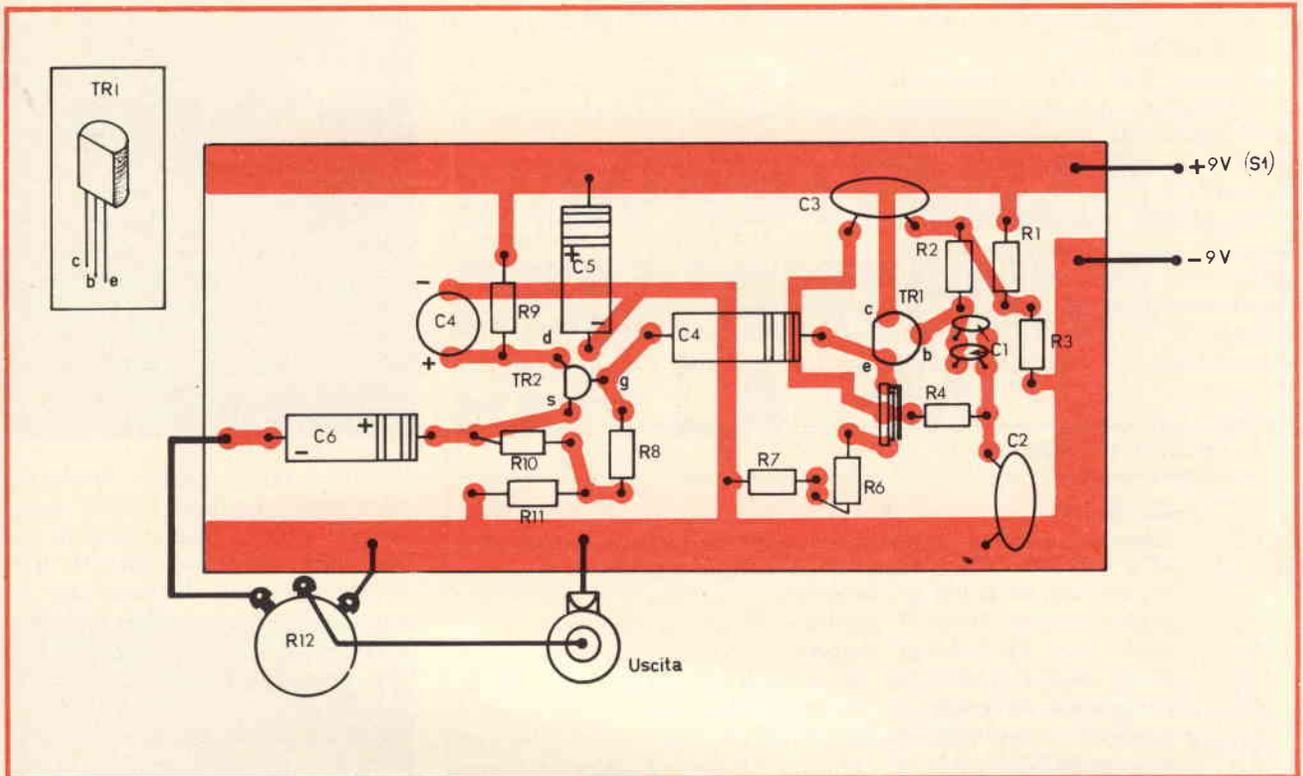


Fig. 7 - Vista dei componenti montati sul circuito stampato relativo allo schema elettrico di figura 6 e disposizione dei terminali del transistor TR1.

lio, avendo a disposizione altri generatori di segnali, può formare la «base» per le prove di chi, essendo principiante, non ha ancora molti strumenti a disposizione.

In effetti, un «buon» generatore sinusoidale a 1.000 Hz, stabile ed avente caratteristiche di qualità professionale, può essere un ottimo «avvio» per migliorare una dotazione limitata al tester ed a poco altro, e un completamento del miglior laboratorio.

Chi, infatti, avendo il generatore «principale» già impegnato in una prova, non ne ha desiderato un altro per effettuare misure di incrocio, intermodulazione, battimento?

In questa convinzione, andando verso la conclusione di questa nostra chiacchierata sugli oscillatori a doppio «T», daremo quindi alcune note sulla realizzazione del «Bootstrap».

Come si vede nella figura 6, esso va completato con lo stadio «FET» che avevamo ipotizzato in precedenza. Il tutto, oscillatore più stadio «buffer», lo si ha così completo di ogni valore.

L'aggiunta (TR2) non ha particolarità degne di rilievo; il transistor a effetto di campo può essere qualunque modello a canale «N»: 2N3819, TIS34, MPF 102, 2N3821, 2N4857, 2N4861 e chi ne ha... ne metta.

La polarizzazione del TR2, ad avere una impedenza di ingresso per quanto possibile elevata, è presa

in controeazione mediante la R8, che viene da R10, R11. Il Drain del transistor è «freddo» per i segnali, infatti è bypassato a massa dal C5; questa figurazione serve ad ottenere il massimo fattore di separazione tra generatore ed uscita.

Infine, R12 serve come attenuatore, ovvero come regolatore della

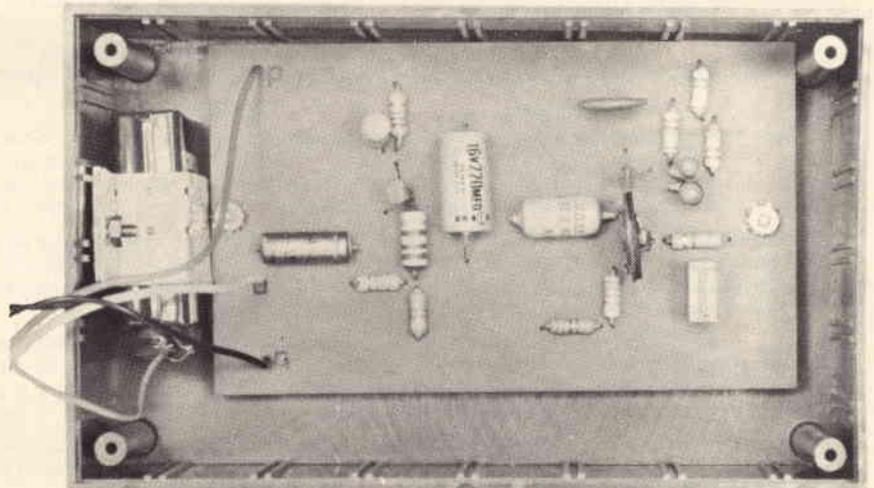


Fig. 8 - Vista interna del prototipo del diapason elettronico a realizzazione ultimata.

massima tensione-segnale presentata all'utilizzo.

Il tutto può essere alimentato con 9 oppure 12 V. La regolazione di R5 permette di ricavare il segnale nella frequenza esatta anche mutando la «VB».

Poiché uno strumento di laboratorio (il nostro ricade nella categoria) non ha necessità di grande miniaturizzazione, noi abbiamo effettuato il montaggio sul circuito stampato ma con misure «comode».

Il pannello infatti è da 120 per 70 mm.

E' impiegata una base di normale bachelite; per 1.000 Hz la vetronite sarebbe sprecata.

La collocazione delle varie parti segue un «iter» logico, ed è mostrata, con le tracce, nella figura 7.

Il cablaggio non ha nulla di particolare: ovviamente, i condensatori elettrolitici debbono essere inseriti in circuito con la polarità e-

satta, ed i transistori, con i reofori correttamente orientati.

Diodi ed altri componenti critici non ve ne sono, quindi il tutto si riduce ad effettuare saldature buone, accurate, rapide, ed a... connettere la pila con il verso giusto!

Il collaudo del generatore è molto semplice: basta una cuffia collegata alle boccole «Out». Data tensione, se non si ode nulla, sarà necessario ruotare R5: questa manovra innescherà la oscillazione, che con piccoli spostamenti potrà essere portata esattamente a 1.000 Hz, come si vuole.

Il circuito completo e tarato potrà essere racchiuso in una scatola di plastica, come avviene nel caso del prototipo. Sul pannello sporgeranno solo l'interruttore generale, S1; il controllo del potenziometro di ampiezza, R12; le boccole di uscita, o un jack, o un connettore che ne facciano le veci.

Per chiudere, diremo che anche in questo generatore, R5 controlla un incrocio di parametri: la frequenza, la bontà della forma d'onda, l'ampiezza del segnale. Il tutto però, grazie alla disposizione Bootstrap ed ai vari dettagli circuitali, risulta più «facile» da portare nel punto produttore. Attenzione però; la regolazione «favorevole» dipende dalla precisione delle parti impiegate nell'oscillatore; conviene quindi «scialare» un poco, per poi non doversi trovare a scegliere tra la precisione in frequenza «o» la bontà della forma d'onda «o» la stabilità.

ELENCO DEI COMPONENTI

B	: pila da 9 V
C1	: condensatore formato ponendo in parallelo un elemento da 6800 pF ed uno da 2200 pF
C2	: condensatore da 22.000 pF, ceramico
C3	: condensatore da 50.000 pF plastico
C4	: condensatore da 33.000 pF plastico
C5	: condensatore elettrolitico da 10 μ F/50 VL
C6	: condensatore elettrolitico da 20 μ F/50 VL
C7	: condensatore elettrolitico da 250 μ F/15 VL
R1	: resistore da 22.000 Ω 1/2 W - 5%
R2	: eguale alla R1
R3	: eguale alla R1
R4	: resistore da 3.300 Ω 1/2 W - 5%
R5	: trimmer potenziometrico lineare da 500 Ω
R6	: resistore da 2.200 Ω 1/2 W - 5%
R7	: resistore da 680 Ω 1/2 W - 5%
R8	: resistore da 1,5 M Ω 1/2 W - 10%
R9	: resistore da 1.500 Ω 1/2 W - 10%
R10	: resistore da 3.900 Ω 1/2 W - 10%
R11	: resistore da 8.200 Ω 1/2 W - 10%
R12	: potenziometro lineare da 10.000 Ω
S1	: interruttore unipolare
TR1	: transistor BC238, oppure BC107, BC208
TR2	: transistor 2N3819, oppure MPF102, BFW11, 2N4857

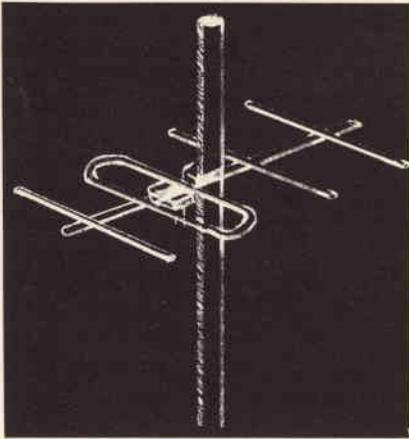
IL PIU' PICCOLO APPARECCHIO RADIORICEVENTE DEL MONDO

E' stato realizzato dalla Ferranti Ltd. (Electronic Components Division), Gem Mill, Chadderton, Oldham, Lancashire OL9 8NP, Inghilterra, quello che si ritiene essere il più piccolo apparecchio radiorecettore del mondo. Le sue dimensioni sono talmente ridotte che può essere incorporato in apparecchi così svariati come sussidi visivi e acustici per ciechi e per sordi, avvisatori di emergenza, macchine fotografiche, calcolatori tascabili e orologi.

Su una superficie del truciolo inferiore a 0,06452 cm², l'apparecchio fornisce un radio-circuito a modulazione d'ampiezza incapsulato in un complesso di transistori a tre conduttori. Nel dispositivo è incluso un circuito A.G.C. L'apparecchio può essere adoperato come elemento integrante di un impianto radio ad alta prestazione e può presentare le qualità audio normalmente previste da un apparecchio ad alta fedeltà.

Nella costruzione di un apparecchio radio, questo sistema permette di realizzare notevoli economie riducendo, i costi dei componenti e del montaggio. Le procedure di messa a punto e di sintonizzazione vengono eliminate. L'assorbimento di corrente eccezionalmente basso, inferiore a 0,5 mA quando si operi a partire da una batteria unica da 1,5 V, prolunga notevolmente la durata utile della batteria.

I parametri operativi tipici sono: tensione d'alimentazione: 1,1 - 1,8 V; intervallo di frequenza: da 200 kHz a 1,5 MHz; sensibilità di soglia: 100 μ V; guadagno di potenza: 70 dB; distorsione audio: inferiore al 2%; intervallo delle temperature di lavoro: da 0 °C a 70 °C.



L'IMPORTANZA DELL'ANTENNA PER LA FM

a cura di L. BALDI

La disponibilità in commercio di numerosi esemplari di sintonizzatori e di ricevitori radio funzionanti a modulazione di frequenza dotati di un'antenna incorporata più o meno sensibile fa sì che la maggior parte degli utenti ritenga che la ricezione possa essere possibile e soddisfacente, senza usufruire di una antenna esterna. Ebbene, gli argomenti che vengono considerati in questo articolo, pubblicato in origine da Hi-Fi chiarisce tutti gli argomenti che si presentano sotto questo aspetto, e dimostra in quale modo le prestazioni dei sintonizzatori e dei ricevitori di buona qualità possano essere sfruttate meglio disponendo di un buon segnale di ingresso.

Non bisogna ritenere che tutte le caratteristiche dei componenti di una catena stereofonica siano esattamente definiti al punto tale da prestarsi a dei confronti scientifici: ci riferiamo ad esempio alle antenne per modulazione di frequenza, ma ve ne sono indubbiamente altri ancora, come in particolare gli altoparlanti.

Riscontrando che si denota un interesse piuttosto moderato sui vantaggi presentati da una buona antenna per modulazione di frequenza questa è naturalmente una semplice constatazione, in quanto — sfortunatamente — ci risulta che la maggior parte degli utenti della modulazione di frequenza si accontenta della prima antenna che gli capita, un semplice e rapido colpo d'occhio sulla sola nomenclatura potrà forse confermare tale opinione.

Un elenco tipico delle prestazioni di una buona antenna potrebbe infatti risolvere tutti i problemi della ricezione per la televisione in bianco e nero ed a colori, per la semplice modulazione di frequenza, per la modulazione di frequenza stereo, ecc. Eccone un esempio:

- 1 - **Intensifica** le immagini in bianco e nero o a colori, oppure aumenta l'ampiezza dei segnali a modulazione di frequenza.
- 2 - **Eccellente** rapporto avanti-indietro.
- 3 - **Elevato** guadagno in dB.
- 4 - **Nitidezza** e **precisione** della selettività e della direzionalità.
- 5 - **Adeguate** risposte per la televisione a colori ed il segnale a modulazione di frequenza.
- 6 - **Rivestimento** di protezione anti-ruggine, che ne aumenta la durata.

Dopo queste importanti precisazioni, è possibile citare una certa varietà di modelli che differiscono tra loro, il cui prezzo può variare fino al triplo di quello più basso a seconda del numero degli elementi che costituiscono l'antenna.

Tra le diverse caratteristiche di un'antenna viene citata anche quella relativa al «raggio d'azione». Si tratta di un fattore che varia da un minimo di 120 km per i modelli a buon mercato, fino ad un massimo di 300 km per le antenne più costose. Se per specificare le caratteristiche delle antenne si usasse il medesimo metodo adottato per gli amplificatori, si otterrebbe un elenco come quello che segue:

- Potenza di uscita: fattore irrilevante
- Risposta alla frequenza: molto largo
- Distorsione: inesistente
- Larghezza di banda in potenza: molto più estesa di quanto non sia necessario
- Costruzione: interamente realizzata in un'unica struttura metallica.

Se dopo aver riscontrato la scarsità del risultato rispetto alle caratteristiche dichiarate si desiderasse rinfacciare ai fabbricanti di antenne la non corrispondenza rispetto ai dati forniti, si rammenti che essi dividono le loro responsabilità con quelle dei fabbricanti dei componenti e delle apparecchiature

per alta fedeltà, nonché degli stessi utenti.

A nostro avviso, viene fatto un torto considerevole ad un sintonizzatore oppure ad un ricevitore dal suo stesso fabbricante, quando nell'imballaggio viene incorporata una antenna da 300 Ω del tipo a «T», affermando che essa è stata specialmente concepita per la ricezione in FM.

Infatti, leggendo le istruzioni relative alla tecnica di impiego, in tutti i loro dettagli, sarà certamente possibile trovare un paragrafo che spiega che, per ottenere una ricezione a modulazione di frequenza effettivamente soddisfacente (soprattutto nei confronti della modulazione di frequenza stereofonica) è indispensabile installare un'antenna FM esterna.

Tuttavia — come accade nella maggior parte dei casi — a seguito della pigrizia di chi acquista un nuovo impianto — quando finalmente si giunge alla lettura di quel paragrafo, l'utente ha già probabilmente installato l'antenna flessibile a «T», ha già messo in funzione l'intero impianto, ha già ascoltato una stazione a modulazione di frequenza, ed ha già deciso che una antenna esterna è indispensabile solo a coloro che vivono nei villaggi di montagna isolati, o comunque nelle zone marginali di azione del trasmettitore.

COME INTERPRETARE LA PUBBLICITÀ

Torniamo a considerare l'elenco delle caratteristiche delle antenne, provando anche a comprendere ciò che il fabbricante ha voluto affermare.

In effetti, il primo ed il terzo punto dell'elenco delle prestazioni sottolineano un medesimo fattore, e precisamente il guadagno; per parlare in modo appropriato, per guadagno si intende l'aumento di ampiezza del segnale prodotto da un amplificatore.

Dal momento che un'antenna è un componente di tipo passivo, è chiaro che non può fornire alcun guadagno: è però la sua forma che esercita una certa influenza sui livelli del segnale che essa inoltra verso il sintonizzatore o verso il ri-

cevitore, a seconda dell'intensità del campo elettromagnetico presente nel punto di ricezione.

Il guadagno espresso in decibel fornito dall'antenna rappresenta dunque semplicemente una misura di rendimento relativo, per confronto col livello del segnale ricevuto da un semplice dipolo, vale a dire da un'antenna a «T», come quella che viene spesso fornita a corredo del ricevitore.

Maggiore è l'entità del guadagno, maggiormente i segnali ritrasmessi dall'antenna sono di ampiezza apprezzabile, e migliore risulta quindi la ricezione che è possibile ottenere anche con trasmissioni relativamente deboli o comunque distanti.

Nelle zone nelle quali i campi radio-elettrici (e di conseguenza i segnali) sono molto potenti, questa caratteristica presenta scarso interesse, in quanto anche un'antenna a basso guadagno può trasmettere segnali con un livello elevato, e quindi con risultati più che adeguati.

Nel caso di un'antenna a guadagno elevato, può anche darsi che l'ampiezza del segnale disponibile risulti eccessiva, nel qual caso viene sovraccaricato l'ingresso del sintonizzatore, a meno che l'antenna non venga intenzionalmente orientata in modo da non captare le onde della stazione di maggiore potenza.

Mano a mano che ci si allontana dalle stazioni emittenti, il guadagno dell'antenna diventa più esiguo. Infine, nelle regioni nelle quali il campo radioelettrico è molto debole, il guadagno diventa indubbiamente la caratteristica più importante.

La caratteristica di direzionalità è riferita ai diversi valori di guadagno che si ottengono orientando opportunamente l'antenna. Come tutti sanno, la forma delle antenne è molto varia, e si estende dai modelli multidirezionali (sensibili cioè ai segnali provenienti da qualsiasi direzione) fino alle antenne monodirezionali (molto più sensibili alle onde radiofoniche che provengono da un solo punto dalla rosa dei venti, che non nei confronti di tutte le altre).

La direzionalità o direttività definisce quindi l'**attitudine da parte**

dell'antenna a captare le onde radiofoniche provenienti da una determinata direzione. Si tratta quindi di una caratteristica che ha un certo valore in qualsiasi zona, e ciò indipendentemente dal fatto che la potenza media dei segnali disponibili sia debole oppure notevole.

Essa contribuisce infatti a sopprimere le interferenze dovute alla ricezione multipla, accettando le onde radiofoniche irradiate direttamente dal trasmettitore, e rifiutando invece i segnali riflessi, provenienti da altre direzioni.

Inoltre, nelle zone in cui il campo radio-elettrico è molto attenuato, e nei casi in cui è possibile ricevere in tali circostanze due emittenti funzionanti sulla stessa lunghezza d'onda, oppure su lunghezze d'onda molto prossime l'una all'altra, l'antenna unidirezionale selettiva può essere orientata verso l'emittente scelta, attenuando quindi il segnale dell'altra.

Il rapporto avanti-indietro deriva dal medesimo principio.

Come avremo occasione di chiarire meglio più avanti, certi tipi di antenne semplici sono bi-direzionali: in altre parole, esse sono altrettanto sensibili alle onde provenienti dal davanti, quanto lo sono per le onde provenienti dal retro, mentre sono relativamente insensibili nei confronti delle onde che provengono dai due lati.

Un'antenna di questo genere può essere orientata verso la direzione di provenienza del segnale scelto, e funziona in modo abbastanza soddisfacente, ma soltanto se il segnale interferente non viene dalla direzione opposta.

Di conseguenza, mentre la direttività precisa in linea di massima la sensibilità dell'asse dell'antenna in rapporto a quella che si riscontra dai lati, il rapporto avanti-indietro, è riferito al quarto punto cardinale, indicando le prestazioni complete agli effetti della direzionalità.

E' del pari possibile definire le antenne in funzione del responso alla frequenza, il che precisa i valori della lunghezza d'onda nei confronti dei quali esse risultano sensibili.

Un'antenna a banda molto larga è un modello che riceve un vasto ventaglio di segnali; un'antenna se-

lettiva viene regolata invece su di una sola frequenza, oppure su una banda di frequenza molto stretta.

Tuttavia, qualunque sia la larghezza di banda dell'antenna, essa non reagisce con la medesima sensibilità (o comunque col medesimo guadagno) a tutte le frequenze della banda passante. Maggiormente la curva dell'antenna può essere considerata «piatta», più la sua sensibilità risulta costante all'interno della larghezza di banda dichiarata.

E' quindi una caratteristica piuttosto difficile da misurare, da esprimere, ed anche difficile da valutare in funzione delle necessità individuali.

Se ad esempio si gradisce particolarmente il programma emesso da una certa emittente, che si trova all'estremità inferiore della banda a modulazione di frequenza (supponiamo sulla frequenza di 88 MHz), e se si acquista un'antenna classica di tipo economico, regolata invece sulle frequenze medie, prossime cioè a 94 MHz, in tal caso si corrono i seguenti rischi.

- Il responso dell'antenna risulta mediocre nei confronti della frequenza che si desidera ricevere.
- La ricezione è accompagnata da un soffio piuttosto fastidioso.
- La ricezione della emittente che si desidera ricevere è scadente, mentre risulta soddisfacente per le emittenti sulle quali non si desidera effettuare la sintonia.

Accade però molto raramente che una determinata installazione sia così semplice da descrivere.

Per definire il grado di trattamento elettrochimico (in genere anodizzazione) delle parti in alluminio che costituiscono l'antenna si fa uso di un'apposita terminologia. L'anodizzazione (altrimenti detta ossidazione anodica) garantisce una buona protezione, e contribuisce quindi ad aumentare la durata dell'antenna.

Tuttavia, che essa sia o meno dotata non comporta alcuna differenza dal punto di vista pratico, anche se il colore dorato può piacere agli incompetenti, e fa parte dei vantaggi messi in evidenza attraverso la pubblicità diramata dal fabbricante.

E' del pari possibile trovare espressioni che definiscono i diversi tipi (Yagi, Log.-periodica, ecc.) e la tecnica costruttiva (dieci elementi, cinque elementi, ecc.).

Tutte queste indicazioni (che per il profano presentano tanto interesse quanto ne presenterebbe la descrizione di un amplificatore agli

effetti delle caratteristiche circuitali e del numero dei transistori, nonché la descrizione che può indicare le caratteristiche di funzionamento all'utente, ma che non precisa le prestazioni che possono essere correttamente interpretate da questo ultimo) sono quindi di scarsa importanza.

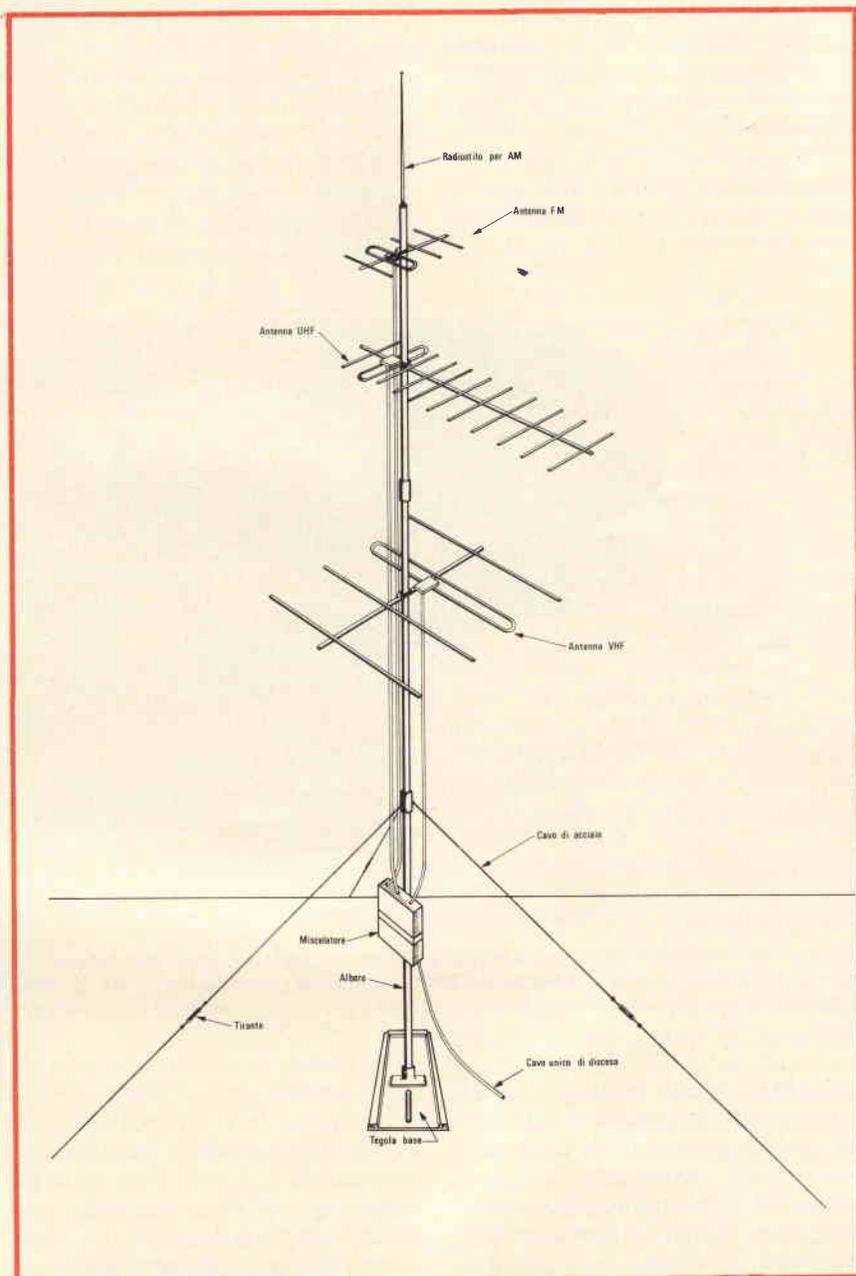


Fig. 1 - Disegno illustrante un caso tipico di installazione di un'antenna multipla. L'albero principale supporta il radiostilo per la ricezione in AM, l'elemento direzionale che viene sintonizzato sull'emittente locale a modulazione di frequenza, l'antenna per la ricezione del programma televisivo in UHF, ed infine l'antenna predisposta alla ricezione dei programmi televisivi in VHF. Nelle zone nelle quali è possibile la ricezione di un terzo programma straniero, (come ad esempio la Svizzera in alta Italia, la Francia in Liguria, Capo d'Istria nell'Italia nord-orientale, ecc.), è spesso presente una quinta antenna, opportunamente orientata.

LA FM, L'AM E LA TELEVISIONE

Le numerose antenne in ferrite che vengono incorporate nei ricevitori radio funzionanti a modulazione di ampiezza, come pure le antenne telescopiche di tipo quasi universale di cui sono muniti i ricevitori televisivi portatili, e le antenne flessibili a «T» dei sintonizzatori e dei ricevitori per modulazione di frequenza hanno abituato gli acquirenti a considerare come sufficienti le antenne fornite con lo apparecchio.

Questo punto di vista può essere considerato giustificabile per la maggior parte degli apparecchi funzionanti a modulazione di ampiezza

sia senza ostacoli, tra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente, è molto probabile che si manifestino seri problemi per ottenere una ricezione adeguata.

E' però sorprendente constatare che, se per la maggior parte i proprietari di ricevitori televisivi ammettono la necessità di installare un'antenna esterna per ottenere una buona ricezione, soprattutto per quanto riguarda la televisione a colori, al contrario — gli appassionati della modulazione di frequenza non seguono la stessa regola.

Alcuni di essi, pertanto, sono coscienti del problema, e collegano i loro apparecchi per le ricezioni delle emittenti a modulazione di fre-

quenza stereo implica la disponibilità di un segnale che sia circa cinque volte più intenso di quello della modulazione di frequenza monofonica, per ottenere un funzionamento adeguato, e senza l'aggiunta di rumore. Inoltre, le trasmissioni stereofoniche a modulazione di frequenza sono più soggette alle riflessioni multiple che non quelle a modulazione di frequenza monofonica.

Le riflessioni o interferenze multiple in FM sono paragonabili sotto ogni aspetto allo sdoppiamento delle immagini che spesso si constata durante la ricezione televisiva.

I due fenomeni sono provocati dalla ricezione di più di un segnale proveniente dalla medesima emittente. Queste onde vengono create dall'effetto di rimbalzo su edifici, oppure su ostacoli o ancora su grande masse di terreno come possono essere ad esempio le colline.

Questi segnali parassiti conservano la stessa lunghezza d'onda, ma seguono un percorso più lungo che non le onde dirette. Inoltre, essi risultano leggermente ritardati nel tempo, ed a causa di ciò interferiscono con il segnale principale inviato direttamente dall'emittente.

Il risultato può quindi consistere in una distorsione udibile, e — nei casi più gravi — in una apprezzabile perdita della separazione stereo.

Come abbiamo già avuto occasione di affermare, affinché un'antenna per modulazione di frequenza riduca in modo molto efficace le interferenze multiple, essa deve risultare molto sensibile al segnale diretto, ed eliminare invece nel modo migliore le riflessioni indesiderabili, attenuandole opportunamente.

La semplice antenna a dipolo (alla quale si avvicina il classico filo a «T») è particolarmente controindicata nelle zone in cui si presenta il problema delle interferenze multiple, in quanto esso non è in grado di sopprimere efficacemente i segnali riflessi se non quando la loro origine si trova esattamente a 90° rispetto al segnale diretto, vale a dire se i segnali interferenti non provengono da una direzione parallela all'elemento dell'antenna.

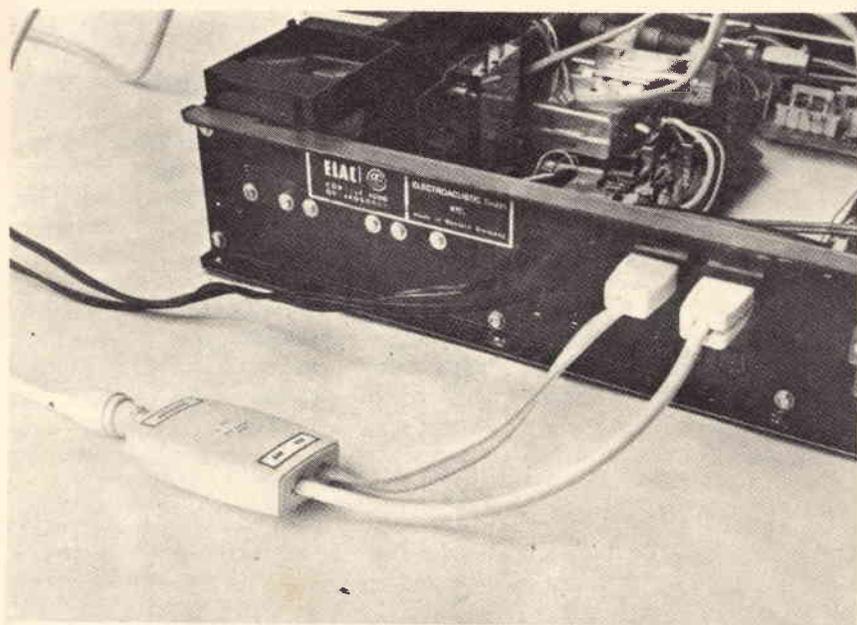


Fig. 2 - Uso di un demiscelatore-adattatore di impedenza necessario per separare i segnali a modulazione di ampiezza da quelli a modulazione di frequenza da una discesa comune. Le due uscite vanno collegate agli appositi ingressi del sintonizzatore.

za (AM). Infatti, nelle gamme in cui trasmettono le emittenti di questo tipo, le onde radiofoniche rimbalzano e si propagano in tutti i modi possibili, producendo segnali utilizzabili anche con l'antenna più semplice.

Per contro, la propagazione delle onde sulle quali vengono irradiati i programmi a modulazione di frequenza e di televisione si verifica soprattutto lungo linee rette; teoricamente, se non è possibile tracciare una linea ininterrotta, os-

quenza sulle antenne per televisione, il che provoca perdite di segnale sia nei confronti della ricezione televisiva, sia nei confronti della ricezione in FM. Ciò nonostante, essi sono convinti di aver fatto tutto il possibile per pilotare adeguatamente il proprio sintonizzatore. Purtroppo — inoltre — questa soluzione viene perfino consigliata da alcuni fabbricanti.

Si dimentica dunque molto facilmente che la buona ricezione di programmi radiofonici a modula-

SCelta DI UN'ANTENNA

La norma generica secondo la quale i tipi di antenne più semplici sono riservate alle zone urbane e suburbane, mentre le antenne multidirezionali sono riservate alle regioni isolate, non sussiste più. Per poter determinare l'importanza dei fattori che prevalgono agli effetti della scelta di un'antenna, è necessario esaminare le diverse zone di ricezione generalmente ammesse, cominciando dalla zona centrale della città.

In queste zone, la potenza del segnale è di solito molto elevata, al punto tale che il guadagno presentato dall'antenna risulta di importanza relativamente esigua.

Se i trasmettitori venissero sistemati in punti diversi della rosa dei venti, sarebbe ovviamente necessario disporre di un'antenna multidirezionale. Tuttavia, se si ponesero anche dei problemi relativi alle interferenze, come accade nella maggioranza dei casi, tali problemi rischierebbero di essere eccentruati dall'uso di un'antenna multidirezionale, e sarebbe quindi opportuno preferire un'antenna maggiormente direzionale.

Con questo accorgimento, riscontrando eventualmente la perdita di alcuni segnali (in quanto le relative emittenti sono di potenza ridotta, ed inoltre le direzioni di provenienza dei segnali non coincidono con l'orientamento dell'antenna scelta), l'unica soluzione consisterebbe nell'aggiungere all'impianto un sistema di orientamento automatico.

Questa soluzione raddoppierebbe naturalmente il costo dell'impianto totale dell'antenna, anche se — dopo tutto — ciò non costituirebbe che una piccola parte del costo di un sintonizzatore di buona qualità. Una soluzione di questo genere è però naturalmente la più consigliabile nelle zone marginali.

Occorre ancora aggiungere che esistono molti metodi per evitare che tale situazione si manifesti, in quanto anche l'antenna più direzionale è sempre in grado di ricevere dei segnali (di debole ampiezza, ma sempre sufficienti) provenienti dalle direzioni cosiddette «nulle». Inoltre, un segnale potrebbe essere ricevuto con un'intensità di 10.000

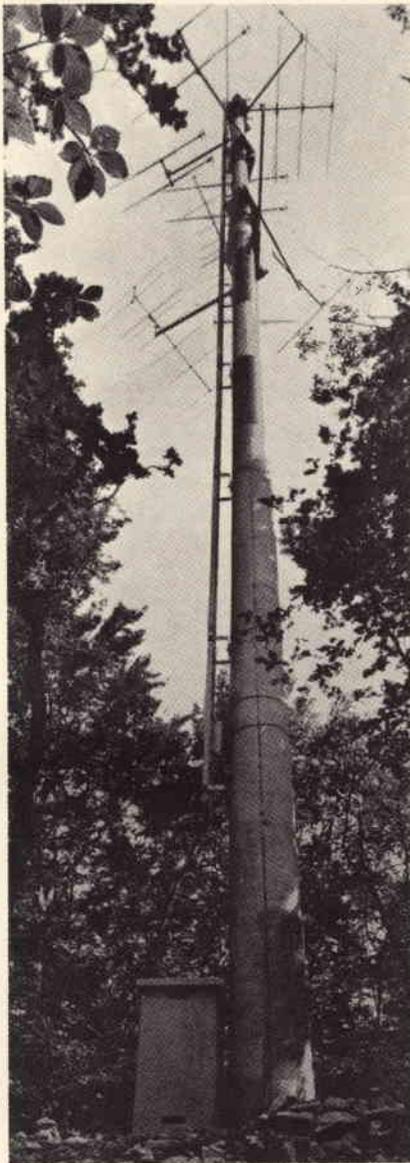


Fig. 3 - Classico esempio di struttura complessa di antenna, del tipo usato per consentire un'ottima ricezione da parte di un impianto collettivo.

μV con un'antenna direzionale orientata direttamente sull'emittitore.

Se poi si ruotasse la suddetta antenna di 90° , lo stesso segnale si ridurrebbe all'ampiezza di $1000 \mu\text{V}$ o leggermente maggiore, il che risulterebbe ancora più che sufficiente.

Alcuni tipi di antenne urbane presentano un guadagno molto limitato, ma sono tuttavia molto direzionali, con rapporti avanti-indietro piuttosto elevati; questi tipi di antenne controllano le interfe-

renze multiple, e riducono le possibilità di sovraccarico degli stadi di ingresso del sintonizzatore.

A proposito della potenza dei segnali, la Commissione Federale delle Comunicazioni Americane considera il valore di $1000 \mu\text{V}$ ($0,001 \text{ V}$) come ampiezza conveniente del segnale, e sconsiglia l'uso di un valore inferiore.

Se si confronta questo punto di vista con i fattori di sensibilità (che si approssimano in genere al valore di $2 \mu\text{V}$ per una ricezione monofonica) dichiarata dalla maggior parte dei fabbricanti di sintonizzatori e di ricevitori, è possibile constatare come si possa evitare la gravità del problema delle antenne.

Si rammenti — tuttavia — che i pochi microvolt necessari per ottenere una buona ricezione monofonica minimale non forniscono alcun ragguaglio utile nei confronti della potenza del segnale necessaria per ottenere una ricezione senza rumore in monofonia, e ciò senza parlare della stereofonia.

Le prove tecniche che vengono spesso descritte dalle Riviste di categoria presentano sotto questo aspetto un certo interesse. I costruttori dichiarano la sensibilità delle loro apparecchiature per un rapporto tra segnale e rumore di 26 dB, valore che non permette alcuna ricezione accettabile. Il rapporto tra segnale e rumore deve essere infatti superiore a 50 dB, per ottenere questo risultato.

La maggior parte delle apparecchiature di buona qualità raggiunge le migliori prestazioni con una potenza del segnale pari almeno a $100 \mu\text{V}$; tuttavia, se questa potenza del segnale è riferita alla stazione più debole che si desidera ricevere, ebbene, in tal caso le potenze medie dei segnali di cui gli apparecchi di ricezione devono poter disporre ai terminali di ingresso devono essere notevolmente più elevate.

Sotto questo aspetto, il valore di $1.000 \mu\text{V}$ stabilito dalla Commissione Federale Americana, anche se risulta essere dieci volte maggiore di quello effettivamente necessario nei confronti della maggior parte delle apparecchiature, denota molto bene quale sia la gamma dinamica media di potenza dei segnali realmente necessari.

Se è vero che la maggior parte della popolazione risiede nella periferia dei grossi centri abitati, occorre ammettere che gli appassionati della modulazione di frequenza devono considerare il problema della ricezione a seconda della posizione esatta in cui essi si trovano rispetto al trasmettitore. Le zone periferiche abbastanza vicine all'antenna emittente vengono giudicate in genere zone ideali per le condizioni di ricezione in FM. Negli Stati Uniti, le stazioni emittenti si trovano per questo motivo raggruppate in una sola direzione, e precisamente quella della città principale.

In tal caso, le distanze sono soddisfacenti, i segnali riflessi localmente sono relativamente deboli, anche quando i due segnali primari (ossia quelli che si desidera ricevere) sono sufficientemente potenti, affinché le antenne che presentano caratteristiche modeste di guadagno e di direzionalità (e quindi di costo) risultino molto efficaci.

In Francia sussistono praticamente le stesse condizioni, in quanto anche in questo Paese le emittenti sono situate in uno stesso punto, ad eccezione delle zone di frontiera.

Beninteso, in casi particolari possono sorgere altri problemi, di diversa natura. Se il ricevitore è equidistante da due città, un eventuale dispositivo di orientamento automatico dell'antenna può risultare necessario per poter captare le relative emittenti. Due antenne separate, caratterizzate da un guadagno moderato, ed installate sul medesimo supporto verticale (ma naturalmente distanziate tra loro in senso verticale di oltre un metro per evitare la reciproca influenza) possono rivelarsi meno costose che non la combinazione di un'antenna e del sistema di orientamento.

Per le zone periferiche lontane (distanti cioè oltre 50 km) si rendono necessari delle antenne a guadagno e direzionalità elevati, come ad esempio le antenne Yagi oppure Log - Periodiche ad elementi multipli, particolarmente concepite per la modulazione di frequenza.

La banda ristretta di direzionalità ottenuta con queste antenne implica un orientamento preciso al momento dell'installazione. Se il sintonizzatore disponibile comporta

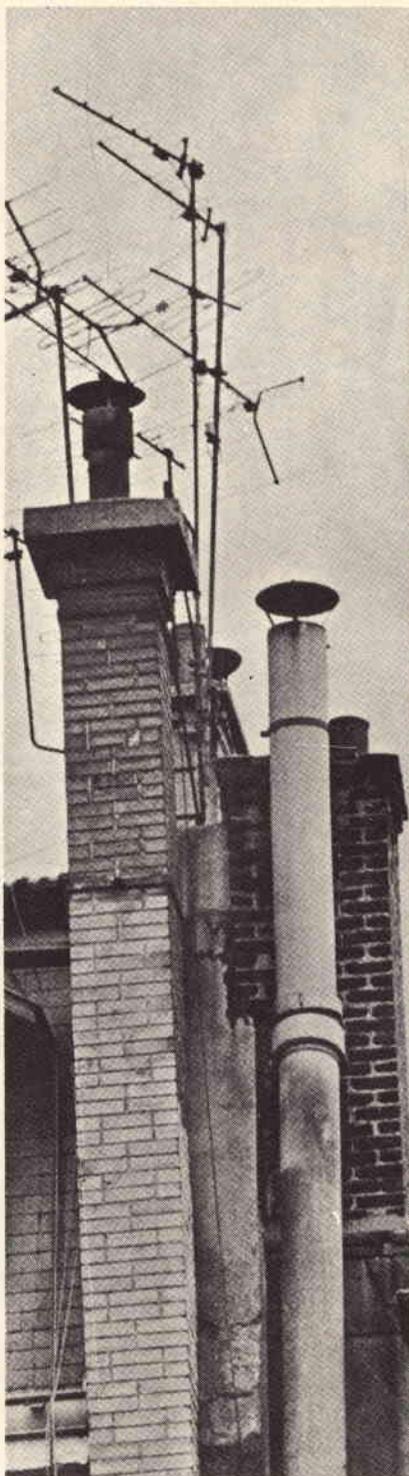


Fig. 4 - Esempio tipico di installazione multipla in un fabbricato nel quale ciascun utente dispone del suo proprio impianto di antenna. In questi casi, è molto probabile che si verifichino fenomeni in interferenza, anche a seguito dell'eventuale irradiazione di una parte del segnale ad opera dell'oscillatore locale di uno dei ricevitori funzionanti nello stabile, col grave rischio di compromettere la ricezione da parte degli altri utenti.

un indicatore di intensità del segnale (misuratore di campo incorporato), l'orientamento dell'antenna deve essere effettuato ad opera di una persona, mentre l'altra sorveglia l'indicatore, e regola la sintonia dell'apparecchio sulle emittenti che si desidera ricevere.

L'unico punto favorevole che è possibile accordare a queste zone periferiche lontane consiste nel fatto che esse sono meno suscettibili di rilevare disturbi della ricezione per fenomeni di interferenze multiple: l'intensità dei segnali primari è però sufficientemente debole affinché i segnali riflessi risultino probabilmente di ampiezza inferiore alla soglia di rumore del ricevitore o del sintonizzatore.

D'altro canto, in queste zone periferiche è senza dubbio facile captare delle stazioni situate lungo altre direzioni, tanto che risulta indispensabile disporre di un sistema di orientamento.

Se si procede all'installazione di questo dispositivo, il problema dell'orientamento iniziale viene naturalmente soppresso, in quanto è possibile regolare sistematicamente la direzione dell'antenna nei confronti di ciascuna delle emittenti selezionate, cosa che può essere effettuata stando comodamente seduti nel punto di ascolto, semplicemente osservando l'indicatore di potenza del segnale mentre l'antenna ruota.

Come è possibile constatare, i tipi di antenne consigliabili per le particolarità di queste zone di ricezione sono a volte contraddittorie; esistono infatti delle eccezioni alle regole generali.

Ad esempio, se la sensibilità del sintonizzatore è prossima al limite teorico, è necessario insistere in minor misura sul guadagno e considerare con maggiore serietà la caratteristica direzionale, l'uniformità del responso sull'intera gamma a modulazione di frequenza, la compatibilità delle impedenze (dell'antenna, della linea di trasmissione e del livello di ingresso del ricevitore) nonché il rapporto del guadagno avanti-indietro.

Sfortunatamente, diversi fabbricanti di antenne si rifiutano di dichiarare queste specifiche tecniche, in quanto preferiscono vantare i dettagli della struttura come il ri-

vestimento protettivo dovuto all'ossidazione anodica, e la solidità dell'intero complesso nei confronti del vento.

Ovviamente, si tratta di dati molto importanti, in quanto chiunque acquisti un'antenna desidera assicurarsi che l'impianto potrà funzionare per un lungo periodo di tempo senza inconvenienti di carattere meccanico. Ciò nonostante, sarebbe altrettanto utile che la maggior parte dei fabbricanti di antenne fornissero anche i dati relativi alle prestazioni, in modo da consentire a chi è in possesso delle necessarie nozioni di effettuare la scelta in base alle sue esigenze effettive.

CONSIGLI PRATICI DI INSTALLAZIONE

E' molto consigliabile far appello alle prestazioni di un'organizzazione specializzata, se non forse nei casi in cui è possibile montare una antenna su di un piccolo tetto piatto e comodamente accessibile.

Infatti, non si ottengono risultati troppo soddisfacenti se ci si collega ad una discesa di antenna facente già capo ad un altro impianto. D'altro canto, i veri e propri appassionati si equipaggiano sotto questo aspetto nel modo migliore, effettuando un'installazione permanente dell'albero principale, che, molte volte, consiste in una robusta sovrastruttura sostenuta da cavi di acciaio e da tiranti che ne aumentano la rigidità (vedi figura 1).

Oltre a ciò, un'antenna male installata sul piano del tetto può ruotare (anche senza dispositivo di comando della rotazione) per effetto del vento, e provocare quindi fenomeni di rumore durante la ricezione, senza contare i pericoli che derivano dal suo eventuale crollo.

I due tipi migliori di cavi per effettuare dei buoni impianti di an-

tenna sono quelli coassiali da 75 Ω e le piattine isolate da 300 Ω . Il primo tipo consiste in un conduttore interno, isolato, circondato da una guaina metallica flessibile, ricoperta di uno strato di cloruro di polivinile avente un'impedenza nominale di 75 Ω .

Se il sintonizzatore o il ricevitore funziona con un'impedenza di ingresso di antenna di 75 Ω , questo tipo di cavo è perfettamente utile, per effettuare il collegamento all'antenna FM.

Tuttavia, numerosi modelli di apparecchi sono equipaggiati soltanto con ingressi di antenna da 300 Ω . In questo caso, è necessario disporre o di un'antenna avente un'impedenza intrinseca di 300 Ω , impiegando per la discesa una piattina di tipo corrispondente, oppure ricorrere ad un artificio.

Le piattine del tipo citato sono simili ai cavi piatti classici, ma i due conduttori (che sono tra loro paralleli, e separati da un materiale plastico) sono completamente circondati da una guaina di materiale conduttore.

Questa protezione esterna deve essere collegata alla massa del sintonizzatore. Se ci siamo intesi sotto questo aspetto, non occorre aggiungere altro che, se l'antenna è da 75 Ω , e si usa un cavo coassiale di impedenza corrispondente per la discesa, occorre applicare tra l'estremità inferiore del cavo e l'ingresso del sintonizzatore a 300 Ω un cosiddetto traslatore di impedenza, che adatta l'impedenza del cavo a quella di ingresso del circuito (vedi figura 2).

Nel caso di un impianto individuale si presentano quindi due possibilità: è possibile chiedere all'installatore di sopprimere il trasformatore e di installare una piattina schermata bipolare, sebbene ciò comporti indubbiamente degli inconvenienti. Nella maggior parte

dei casi, quando cioè si tratta di impianti privati, e sempre quando si tratta invece di impianti collettivi, il cavo di discesa trasporta i segnali a modulazione di ampiezza, a modulazione di frequenza, e per la televisione, per tutti i programmi ricevibili, come nel caso tipico di figura 3.

Per il raccordo tra un cavo di discesa di questo genere ed il sintonizzatore, è necessario innanzitutto prevedere l'uso di un demiseparatore TV/radio, e quindi un separatore dei segnali a modulazione di ampiezza da quelli a modulazione di frequenza.

Questo separatore deve avere una uscita per FM adattata all'impedenza di ingresso dal relativo ricevitore, sia essa di 75 o di 300 Ω .

Come si vede, le cose non sono quindi così semplici come potrebbero sembrare a tutta prima. E' tuttavia speranza di chi scrive aver chiarito opportunamente tutti i diversi aspetti del problema.

Ciò che è più raccomandabile per i Lettori consiste nel non trascurare alcuno dei problemi sollevati, in quanto spesso si accusano i ricevitori o i trasmettitori quando il risultato di ricezione è piuttosto scadente, soprattutto quando molte antenne vengono sistemate una vicina all'altra, come nel caso illustrato nella foto di figura 4.

Esiste infine un ultimo problema, ed è quello delle zone d'ombra create dai grossi complessi edilizi. Contro questi problemi l'utente di un impianto di ricezione è assolutamente impotente.

Soltanto gli interventi del servizio di protezione delle trasmissioni potranno porre rimedio alla mancata ricezione, a patto che esista un minimo di possibilità, compatibilmente con la complessità delle pratiche burocratiche che occorre superare per giungere ad una conclusione.

COBRA UNA SCELTA IN PIU'

ALCUNI CONSIGLI PER L'INSTALLAZIONE DI UN'ANTENNA FM

a cura di L. VANNUCCI

Una buona antenna per modulazione di frequenza presenta una tale sensibilità, che, nella maggior parte delle zone, un'antenna dello stesso tipo, come quella a dipolo a nastro, è sufficiente per assicurare una ricezione eccezionale.

Tuttavia, per la migliore ricezione possibile delle emissioni a modulazione di frequenza, ed in particolare quando esistono dei problemi di posizione, può essere necessario disporre di un'antenna maggiormente complessa.

Tra i fattori che determinano le esigenze fondamentali per un'antenna nella zona in cui l'utente si trova, è necessario considerare i seguenti fattori:

- 1 - Qual'è l'intensità di campo del segnale FM presente nella zona?
- 2 - Le stazioni emittenti si trovano nella stessa direzione?
- 3 - La ricezione multidirezionale presenta delle difficoltà?

Per quanto concerne l'intensità dei segnali disponibili all'interno della città, è sufficiente impiegare soltanto un'antenna e dipolo del tipo a nastro, oppure un'antenna del tipo noto col termine di «orecchio di coniglio». Quest'ultima è preferibile, in quanto è possibile facilmente farla ruotare sulla base, oppure regolarla diversamente per ottenere la ricezione più adeguata.

Di conseguenza, nei punti più marginali, può essere necessario utilizzare un'antenna esterna direzionale per modulazione di frequenza ed a guadagno elevato, in modo da ottenere il miglior rapporto tra

Con questo articolo integriamo il precedente sui criteri di scelta di una buona antenna. Questa sintetizza le operazioni indispensabili per ottenere tutti i vantaggi e il massimo rendimento dell'impianto.

segnale e rumore, soprattutto nei confronti delle trasmissioni stereo.

Le antenne omnidirezionali sono molto comode quando le stazioni emittenti locali a modulazione di frequenza sono disposte con diversi orientamenti, e quando non si vuole installare un sistema meccanico di controllo dell'orientamento. Tuttavia, quando sono presenti dei problemi relativi alla ricezione multidirezionale (ad esempio quando si riscontra la presenza di segnali fantasma) è più conveniente utilizzare un'antenna direzionale provvista di dispositivo di orientamento, oppure diverse antenne direzionali, ad installazione fissa.

LA RICEZIONE MULTIDIREZIONALE

Una buona ricezione a modulazione di frequenza non dipende soltanto dalla sensibilità del sintonizzatore, ma anche dalla qualità dei segnali ricevuti. Il fattore più importante che esercita una certa influenza sulla qualità dei segnali è la ricezione multidirezionale.

Si definisce con questo termine

l'arrivo all'antenna di uno stesso segnale da diverse direzioni, ad esempio a causa di fenomeni di riflessione da parte di edifici di grande altezza presenti nelle vicinanze, oppure da parte di ponti, tralicci metallici, grossi alberi, colline ecc.

Questi segnali vengono captati dall'antenna in momenti diversi, a causa della diversa lunghezza del cammino che essi percorrono tra l'antenna emittente e quella ricevente.

La somma di questi segnali in corrispondenza del punto di ricezione provoca una perdita di separazione tra i canali, e fenomeni udibili di distorsione.

La ricezione multidirezionale proviene unicamente dal terreno e dalle caratteristiche dell'ambiente in cui ci si trova.

In misura notevole, è possibile evitare l'effetto di ricezione multidirezionale, attraverso l'impiego di un'antenna che presenti buone caratteristiche direzionali, che dovrà però essere orientata convenientemente, e che verrà collegata al punto di ricezione mediante una linea gemellare schermata, oppure attraverso un cavo coassiale.

I COLLEGAMENTI DI UN'ANTENNA FM

L'antenna può essere collegata sia mediante una linea di trasmissione da 300 Ω (del tipo a piattina), sia tramite un cavo coassiale da 300 Ω , come si osserva nelle illustrazioni riportate.

L'ingresso doppio da 300 Ω può essere del tipo normale, oppure del tipo schermato; il tipo normale è

poco costoso ed è perfettamente adeguato per la maggior parte di casi. Ciò nondimeno, nel caso di presenza di segnali locali parassiti, oppure di funzionamento multidirezionale sulla linea di trasmissione, si verificano fenomeni di interferenza, nel qual caso conviene usare una linea di trasmissione schermata.

Per collegare il doppio filo della piattina da 300 Ω, è necessario solitamente svitare i morsetti di antenna opportunamente contrassegnati, denudare i due conduttori del filo di ingresso, ed avvolgere ciascuno di essi ad un terminale, dopo di che le viti vengono nuovamente bloccate.

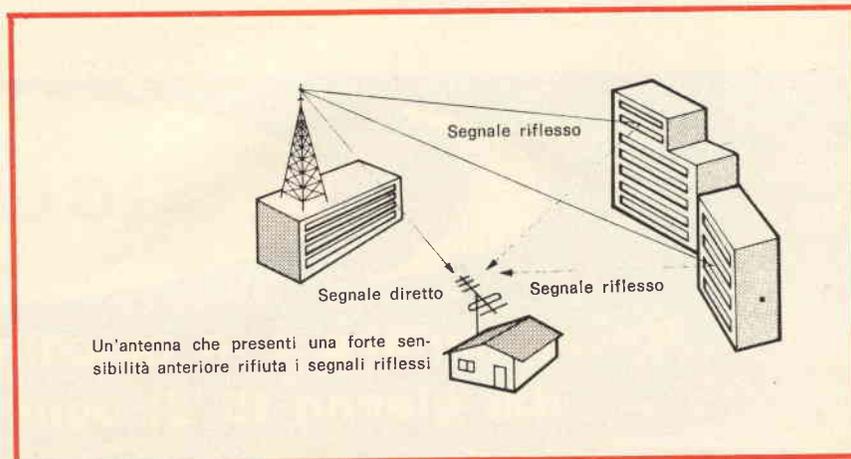
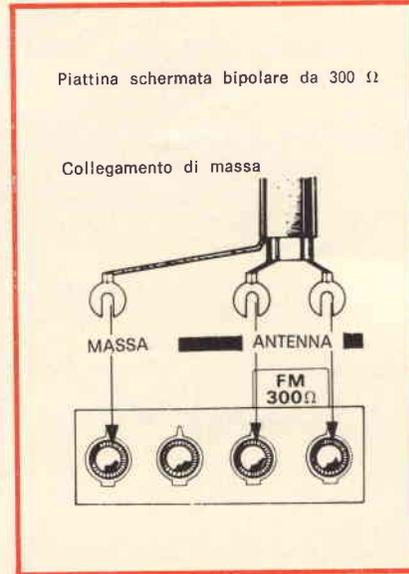
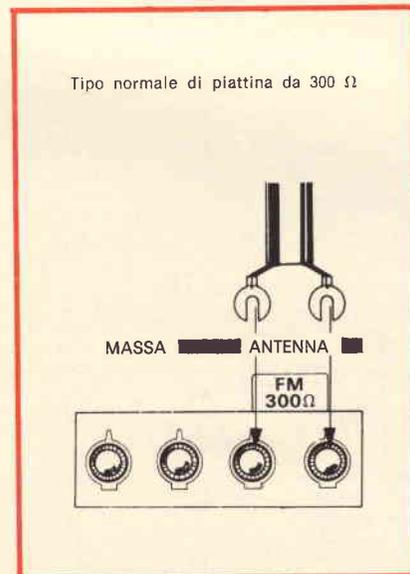
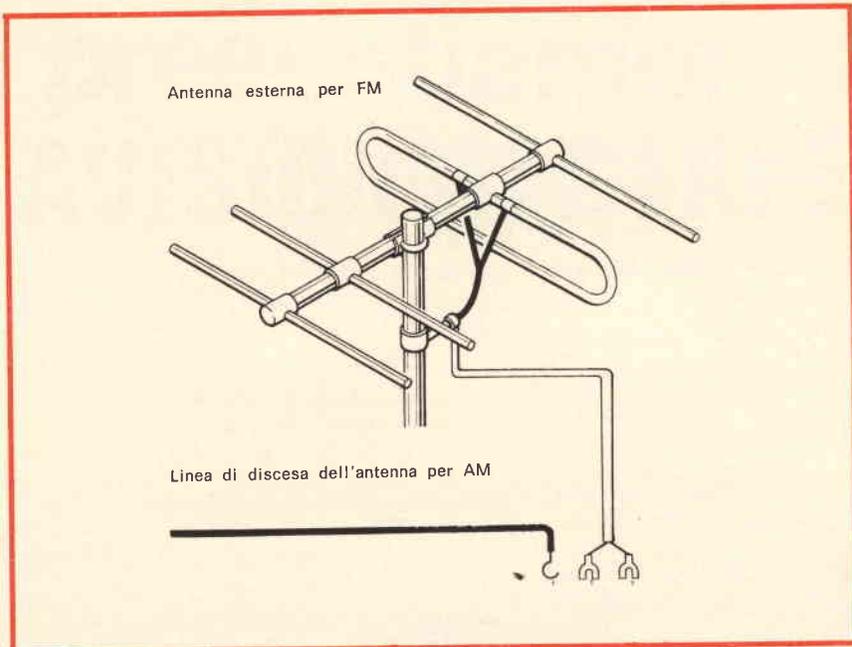
Per collegare invece il doppio ingresso blindato da 300 Ω, è necessario collegare i due conduttori principali nel modo testé chiarito, e collegare infine il terminale dello schermo al polo di terra, presente sulla piastrina di raccordo dell'antenna.

Disponendo di un cavo di raccordo standardizzato da 300 Ω, osservare le seguenti precauzioni per ridurre al minimo le perdite di segnale ed i fenomeni di interferenza.

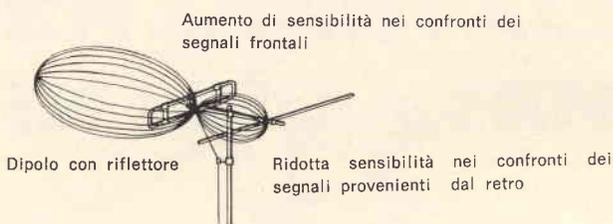
- Se l'antenna è esterna, la linea di discesa deve essere montata su isolatori (ne sono disponibili in commercio numerosi tipi) lungo il tetto, lungo i muri ecc.
- Il cavo di collegamento deve essere il più corto possibile. Evitare la presenza di lunghi tratti orizzontali.
- Non avvolgere i tratti di cavo in eccesso prima dell'ingresso del ricevitore, bensì tagliarne la lunghezza eccessiva, a seconda delle esigenze.
- Se il cavo di antenna è troppo lungo e/o attraversa dei muri o dei plafoni, si consiglia l'impiego di cavi coassiali da 75 Ω, oppure di una piattina schermata.

Entrambi questi tipi di cavi presentano inoltre il vantaggio di resistere alle intemperie, all'umidità ed agli effetti di corrosione da parte degli acidi, fattore di notevole importanza se si considera l'elevata percentuale di inquinamento atmosferico che è oggi causa di così numerose polemiche.

Per collegare il cavo coassiale da



Antenne direzionali esterne

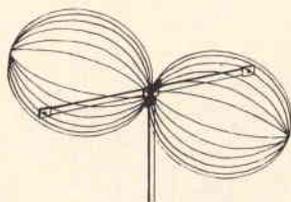


Bassa sensibilità nei confronti dei segnali provenienti dal retro

Alta sensibilità frontale



Esempio di dipolo a nastro, detto anche antenna ad «orecchio di coniglio»



L'antenna a dipolo raccoglie i segnali provenienti sia dal davanti, sia dal retro, con la stessa sensibilità.

75 Ω al sintonizzatore, fissare il connettore fornito all'estremità del cavo, come viene qui di seguito precisato, ed effettuare quindi il collegamento diretto ai morsetti di antenna.

- Tagliare e togliere il rivestimento isolante esterno per alcuni millimetri.
- Eliminare la calza metallica per una parte dell'estremità liberata dell'isolamento.
- Per un tratto di lunghezza minore, togliere anche l'isolamento interno.
- Se l'anima del cavo è costituita da diversi fili attorcigliati, saldarne l'estremità dopo averli bene uniti tra loro, senza applicare una quantità eccessiva di stagno.
- Far passare il collare intorno al cavo, in modo da ottenere il contatto diretto con la calza metallica.
- Inserire il capocorda sul cavo, tra lo schermo e la guaina interna.
- Tagliare la calza metallica esterna che risulta in eccesso.
- Bloccare il ponticello con le pinze tonde, per assicurare un buon contatto.
- Tagliare il conduttore, lasciandolo sporgere dall'isolamento interno per una lunghezza di circa 2 o 3 mm.

Per concludere, le illustrazioni che riportiamo a corredo di questa breve nota chiariscono alcuni dei concetti principali che sono stati espressi al riguardo.

RICORDATE

Sperimentare è in edicola a partire dal giorno 15 di ogni mese

presentiamo: IL SELECTAVISIONMAGTAPE

a cura di Domenico SERAFINI

Dopo il sistema video olografico, per il momento, in archivio, l'RCA sembra ritornare all'attacco. Questa volta, però, in un modo convenzionale, infatti ha appena annunciato l'entrata in commercio di un originale registratore video-magnetico.

Il Selecta-Vision MagTape, così si chiama l'apparato, sembra aver causato qualche insonnia ai «big bosses», non per il lungo nome, ma per il fatto che è nato in un periodo dove non c'è assolutamente bisogno di un altro incompatibile sistema RVM.

In questi ultimi tempi, di sistemi video-riproduttori ne sono nati e ne sono morti a decine; lo ultimo della serie è l'Instavideo, un ottimo RVM per giunta compatibile con lo standard EIAJ.

L'Amplex, nel comunicare l'esaurimento del suo RVM a cassetta, ha aggiunto che gli investimenti richiesti da una tale operazione avrebbero carattere aleatorio in quanto non sono coperti da un proficuo mercato.

«Why another magnetic tape system?». L'RCA ci risponde:

«Dopo un'intensa e perspicace analisi l'RCA è convinta che il Selecta-Vision MagTape è un apparato ineguagliabile nel suo potenziale commerciale perché risponde con esattezza a tre criteri fondamentali:

- 1) buon rendimento
- 2) facile funzionamento
- 3) basso costo.

Se la risposta è soddisfacente sta al consumatore dirlo; comunque possiamo affermare che il nuovo sistema RCA è molto interessante e potenzialmente economico.

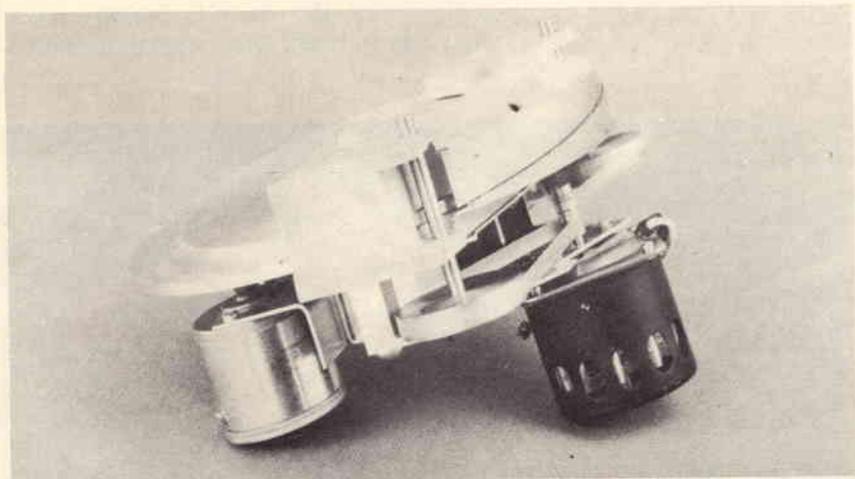


Fig. 1 - Una delle maggiori innovazioni del sistema SVMT è il modulo di scansione che si compone di pochissime parti di facile manutenzione.

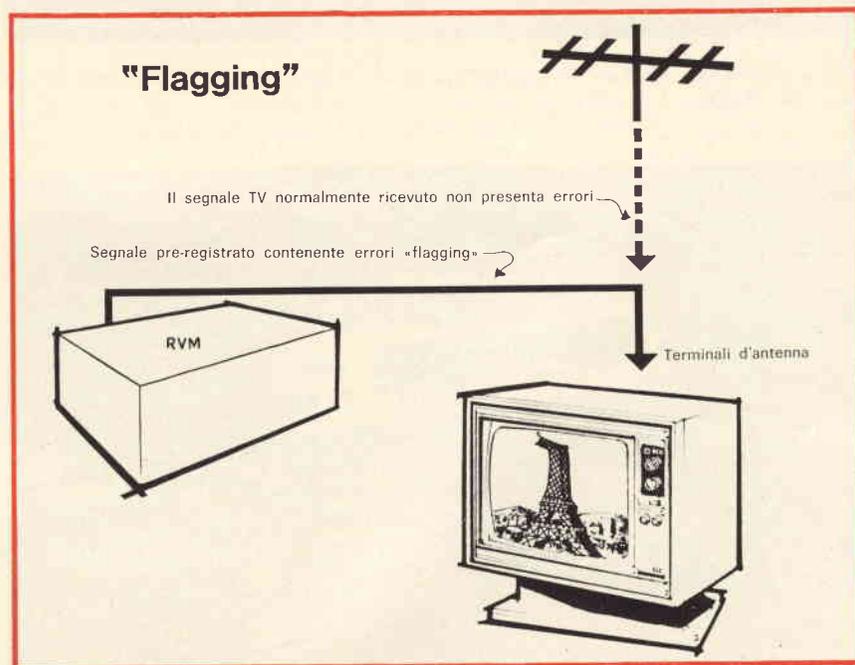


Fig. 2 - Come si vede sullo schermo TV la parte superiore dell'immagine risulta curvata. E' questa una distorsione detta Flagging.

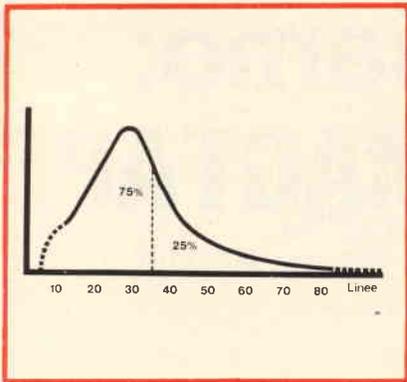


Fig. 3 - Questo grafico mostra il risultato di esperimenti condotti impiegando un buon RVM. Solo il 25% degli apparecchi TV impieganti un buon RVM necessita di regolazioni frequenti.

L'RCA, nonostante l'impegno con cui sta cercando di far affermare il suo Selecta-Vision MagTape, non ha abbandonato completamente il suo sistema olografico. «RCA shares the view that consumer demand will develop over time for both types of products» (l'RCA crede che in futuro il consumatore si orienterà verso un semplice ed economico giranastro).

Comunque, l'esperienza ha provato che il nastro magnetico ha più possibilità di affermarsi prima, pertanto l'RCA da buon «tartufo» ha deciso di risalire la corrente «Of the two product types, it is likely that magnetic tape sy-

stems will gain earlier consumer favor».

L'SVMT (cerchiamo di abbreviare un po') fa impiego di un sistema di scansione «in-cartridge», questo, seppur per la prima volta usato nella RVM a cassette, non è nuovo ai tecnici in quanto è praticamente quello impiegato nei registratori audio a cassette.

Un buon rendimento dell'apparato SVMT è assicurato da un perfetto modulo di scansione, ed uno speciale circuito per il controllo automatico dello scorrimento del nastro.

La scansione è eseguita da quattro testine magnetiche che ruotano a 900 giri/minuto, la velocità del nastro magnetico è di 7,62 cm/s.

La risoluzione orizzontale è di circa 200 linee o di 2,5 MHz con un rapporto S/D di 40 dB.

Il massimo errore «flagging» nelle scene ferme è di $\pm 0,5 \mu s$.

Il responso audio è di oltre 9,5 kHz, rapporto S/D 45 dB ed una separazione stereo di 30 dB.

Wow e flutter dello 0,15%.

Altre caratteristiche:

Il nastro si avvolge-riavvolge in meno di 4,5 minuti (il nastro è lungo 279,8 m). L'SVMT misura 55,9 cm x 45 cm x 12 cm, pesa 15,8 kg, richiede 70-90 W.

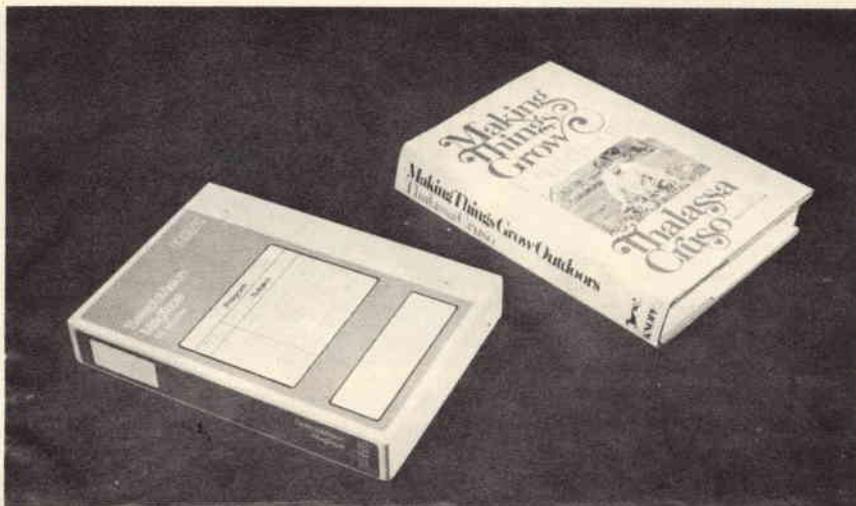


Fig. 4 - La cassetta, come si vede dal confronto con il libro, è di dimensioni abbastanza ridotte.

LO «SCANNER MODULE»

Il modulo di scansione (fig. 1) rappresenta la maggiore innovazione del sistema SVMT; questo si compone di pochissime parti di facile montaggio e manutenzione. Ciò ne riduce il costo aumentando l'efficienza.

L'AUTOMATIC TENSION CONTROL

«Flagging» è un neologismo tecnico che indica la distorsione delle immagini TV causata dal processo di lettura comune agli RVM del tipo a scansione elicoidale (fig. 2).

Questa distorsione si manifesta come una curvatura nella parte superiore delle immagini, ed è causata da una mancata sincronizzazione dovuta a:

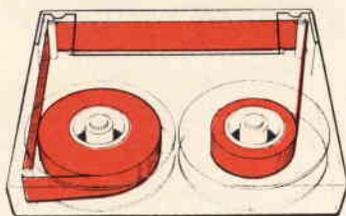
- 1) stiramento del nastro per causa del meccanismo di rotazione o per cattivo immagazzinaggio.



Fig. 5 - Aspetto del nuovo RVM della RCA sistemato sopra un comune televisore.

come si ottiene la scansione «in cartridge»

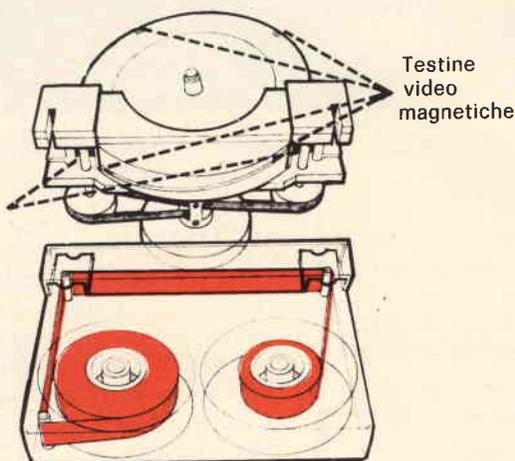
1



Il nastro video-magnetico è chiuso in modo ermetico da una custodia in plastica.

2

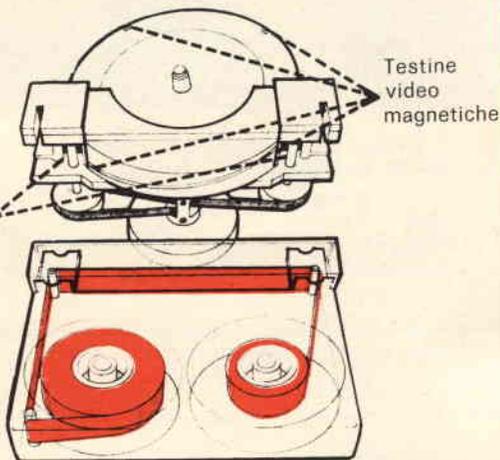
Barrette rivestite di uretano



Testine video magnetiche

4

Barrette rivestite di uretano

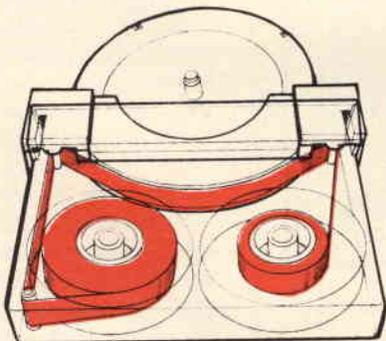


Testine video magnetiche

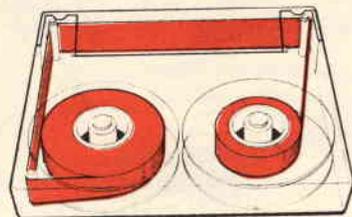
Appena la cassetta video entra nell'apparato SVMT, una semplice leva ne apre una finestrina in modo che una porzione del nastro possa venir esposta alla ruota portatestine.

Per rimuovere la cassetta è sufficiente una semplice operazione. Una volta rimossa la finestrina si chiude, il nastro si tende e le bobine si bloccano.

3



5



Una volta completamente inserito nell'apparato il nastro magnetico è a contatto con la ruota portatestine. Due guide assicurano un preciso movimento del nastro.

Chiusa la finestrina la cassetta è di nuovo chiusa ermeticamente. Il sistema di scansione, nel suo complesso, è disegnato per ridurre al minimo l'attrito nastro-testine.

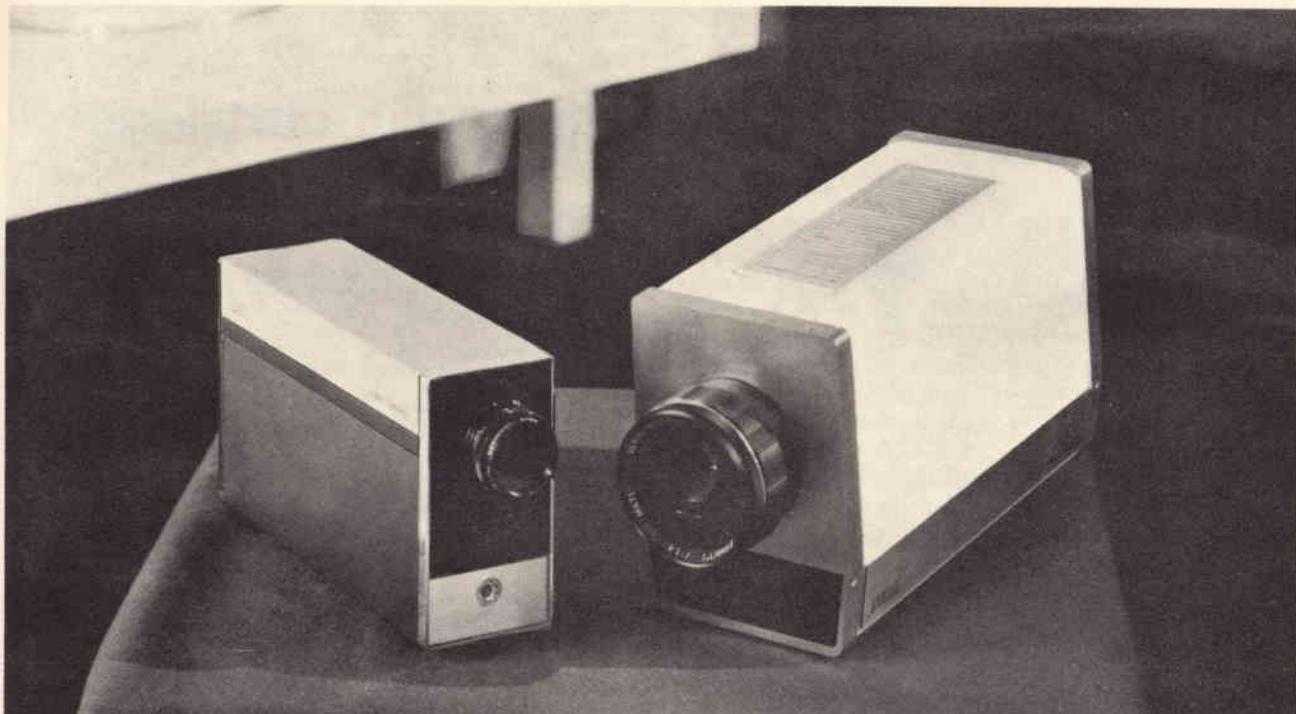


Fig. 6 - Telecamera monocromatica usata con l'apparato SVMT (a sinistra). Telecamera cromatica che impiega un solo tubo vidicon (a destra).

- 2) differenza di temperatura tra registrazione e riproduzione.
- 3) logorio della testina.
- 4) diverse tensioni del nastro tra registrazione e riproduzione.

L'SVMT dispone di un sistema atto a rivelare gli errori sopra indicati e, influenzando sul circuito di scorrimento, automaticamente ne controlla la tensione del nastro.

STATISTICA

L'ARC, nel disegnare l'ATC (Automatic Tension Control), ha condotto una inchiesta nazionale per determinare la capacità dell'AFC (controllo automatico di fase) nei circuiti orizzontali di comuni apparati TV.

E' noto che un buon funzionamento dell'RVM dipende in parte dalla costante AFC dell'apparecchio monitor.

L'RCA ha eseguito le prove simulando gli errori «flagging» con un'ampiezza di $\pm \mu s 5$.

L'efficienza dell'AFC è stata misurata dal numero delle righe richieste prima di riportare il quadro alla normalità.

E' stato provato che oltre 35 linee il disturbo flagging risulterebbe visibile.

Alla conclusione degli esperimenti, come mostra il grafico di fig. 3, è stato possibile determinare che, impiegando un buon RVM, il 75% degli apparecchi TV richiederebbe occasionalmente la regolazione manuale della tensione del nastro per evitare errori flagging.

Il rimanente 25% necessiterebbe di regolazioni molto frequenti.

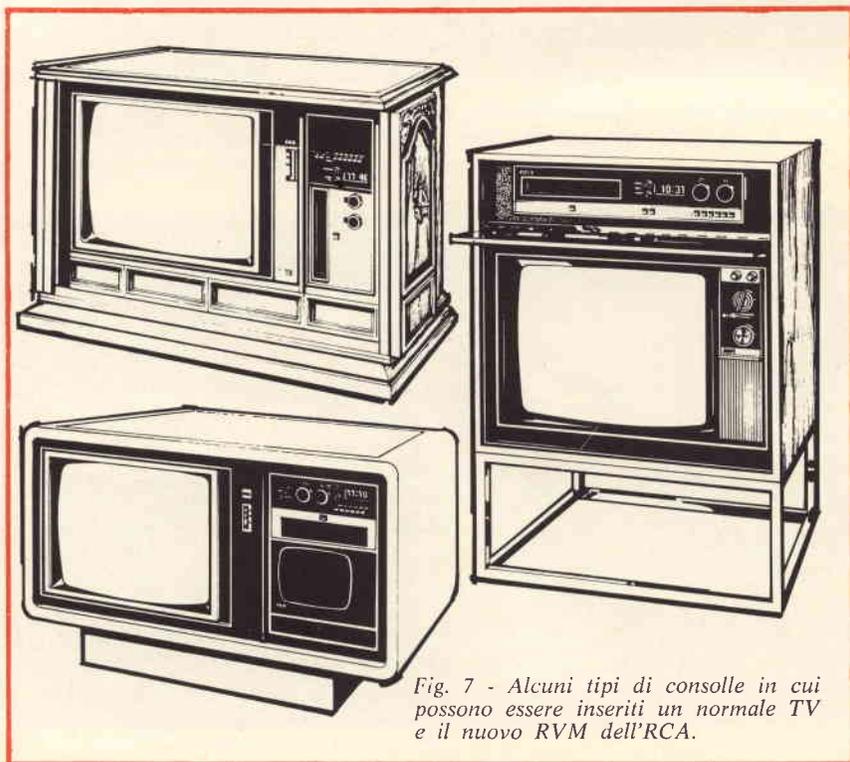


Fig. 7 - Alcuni tipi di consolle in cui possono essere inseriti una normale TV e il nuovo RVM dell'RCA.

LA CASSETTA ED IL NASTRO

La cassetta è in plastica stampata, misura 22,86 cm x 15,8 cm x 3,8 cm, le dimensioni di un libro, e pesa 680 g (fig. 4).

Il nastro video-magnetico è al biossido di cromo con una coercitività di 450-600 Oersted, misura 1,9 cm di larghezza e 0,02 mm di spessore, lungo 279,8 m registra e riproduce per 60 minuti primi.

LE CARATTERISTICHE PRINCIPALI DELL'SVMT

- * Scansione in cassetta
- * Registrazione e riproduzione di completi quadri TV a colori ed in bianco-nero
- * Tuner VHF/UHF e circuito rivelatore incorporato
- * Controllo automatico della tensione del nastro (ATC)
- * Temporizzatore programmabile
- * Entrata video ausiliare
- * Circuito per la compensazione delle perdite del segnale video (drop-out)
- * Suono stereofonico
- * Costruzione a stato solido di tipo modulare.

ACCESSORI

L'SVMT è corredato di una presa per l'entrata video. Ciò permette l'uso di una telecamera del tipo illustrato in fig. 6.

La camera TV monocromatica (a sinistra) è reperibile con l'apparato SVMT, quella cromatica (a destra) è ancora nella fase sperimentale (impiega un solo tubo vidicon).

I MOBILI

L'apparato SVMT è stato concepito come un RVM compatto ed elegante da sistemare sopra un comune ricevitore TV. Possiamo anticipare, comunque, che in futuro non è esclusa la possibilità di incorporarlo nello stesso mobile che ospita il ricevitore TV. Questa combinazione, che prende la denominazione di «console» è stata designata in varie forme, come si vedono nell'illustrazione.



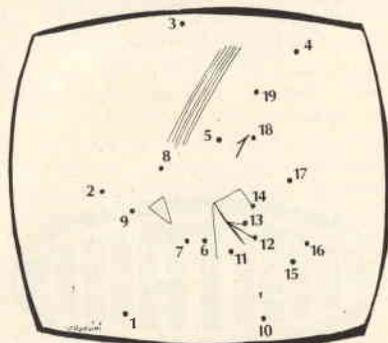
**VIDEO
RISATE**



Senza parole.



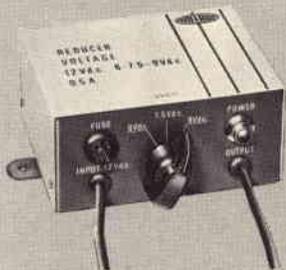
Ci sembra che questa volta lo stopper inglese abbia veramente commesso un grave fallo.



Unite i punti dall'1 al 19. Vedrete apparire un personaggio famoso.

+ di 250 kit X l'elettronica nel mondo

UK 627



RIDUTTORE DI TENSIONE

12 - 9 - 7,5 - 6 Vc.c. - 0,5 A

Risolve il problema della connessione alla batteria dell'auto a 12 V di tutti gli apparecchi radiofonici o di riproduzione, alimentati a pile, consentendo un risparmio nel consumo delle medesime.

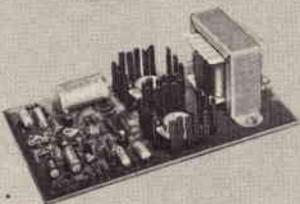
UK 107



TREMOLO

Permette di dare al suono riprodotto la caratteristica pulsazione denominata «tremolo». Comprende un preamplificatore e può funzionare anche solo come tale.

UK 846



AMPLIFICATORE DI MODULAZIONE SOLID STATE

Può servire come amplificatore di potenza Hi-Fi oppure come modulatore di stadi amplificatori AF di trasmettitori radio.

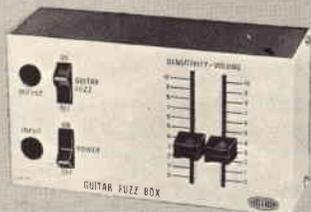
UK 652



ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 Vc.c. - 1,5 A

Costituisce una sorgente di corrente continua a tensione fissa adatta per tutti gli accessori alimentati dalla tensione di 12 V della batteria di automobili o natanti.

UK 857



DISTORSORE PER CHITARRA ELETTRICA A CI

Oltre alla semplice tosatura dell'onda sonora dello strumento musicale, effettua una equalizzazione in uscita, con effetti molto gradevoli tipici della musica moderna.

UK 445/S



WATTMETRO PER B.F.

Permette la misura istantanea del livello di uscita, espresso in watt oppure in dB, fornito da un'apparecchiatura sotto prova senza ricorrere all'impiego di resistenze di carico fittizio.



**RICHIEDETE I PRODOTTI AMTRON
AI RIVENDITORI PIÙ QUALIFICATI**

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12 V con batterie a pile incorporate oppure mediante batteria esterna.

Corrente totale assorbita: 55 mA

Frequenza di emissione: 27,125 MHz

Frequenza di modulazione dei canali: 1.000, 1.500, 2.000, 2500 Hz

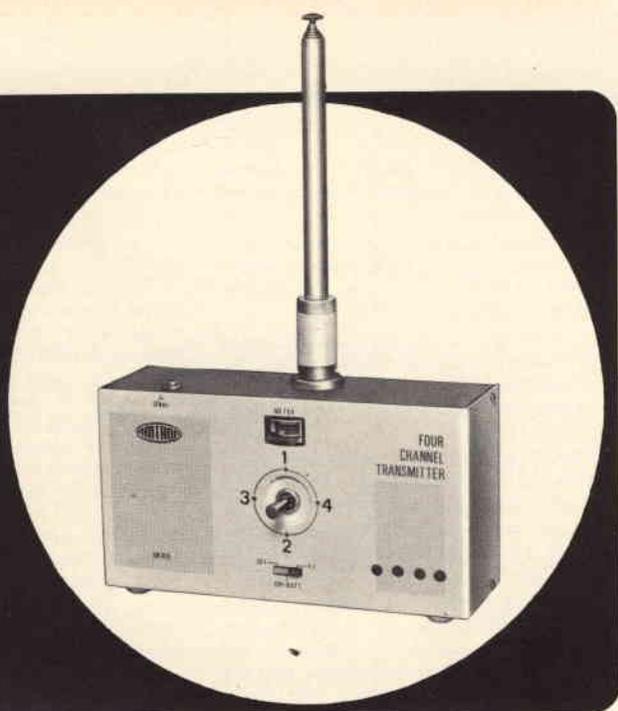
Transistori impiegati: 1-2N 708, 1-2N 1613, 1-BC 140, 1-BC 109B,

Diodi impiegati: 1-OA 90

Tipo di antenna: telescopica a stilo caricata alla base.

Dimensioni dell'apparecchio: 175 x 95 x 55 mm esclusa antenna

Peso dell'apparecchio: 410 g



TRASMETTITORE PER RADIOCOMANDO A 4 CANALI

Si tratta di un apparecchio di prestazioni ottime per portata, praticità, stabilità e precisione delle frequenze di emissione.

L'alta frequenza trasmessa da un'antenna perfettamente accordata, viene modulata a bassa frequenza da quattro diverse onde acustiche generate da un oscillatore del tipo a sfasamento.

Con tale sistema, oltre ad ottenere una forma d'onda praticamente esente da armoniche per la modulazione, si evita l'impiego delle ingombranti e delicate bobine occorrenti in un classico oscillatore a induttanza e capacità. La regolazione della frequenza di modulazione si ottiene con la semplice rotazione di un potenziometro semifisso. La selezione delle quattro frequenze acustiche corrispondenti ciascuna ad un canale, avviene con la manovra di un pratico e sicuro commutatore a cloche, che rende istintiva la scelta del canale giusto in relazione al movimento da far eseguire al mezzo da pilotare, un sensibile strumento di misura segnala in ogni istante il perfetto funzionamento del trasmettitore, e può servire, tramite apposito commutatore, alla verifica dell'efficienza delle batterie di alimentazione.

Il modellismo non è un gioco, è una scienza. Forse la più completa delle scienze. Trovando il parametro che permette di trasferire le esperienze accumulate studiando un modello, ad una costruzione uguale in scala maggiore, si vede come si può prevedere il comportamento di macchine o costruzioni grandiose e costosissime, lavorando su modelli a scala ridotta molto economici. Lo studio del comportamento delle navi, degli aerei, delle vetture, delle dighe, si comincia sempre partendo da modelli in piccola scala. Viceversa per costruire dei modelli egregiamente funzionanti, bisogna possedere tutte le conoscenze necessarie per costruire delle macchine vere, almeno in linea fondamentale. Da ciò deriva la funzione estremamente educativa del modellismo.

Una delle limitazioni di un modello in piccola scala è stata sempre data dal fatto che l'operatore non può sedersi ai comandi del modello per guidarlo, ma deve farlo stando al di fuori di esso. Il campo dei telecomandi e delle telemisure è forse oggi il più sviluppato dell'elettronica. Basti pensare alla guida dei satelliti non pilotati, ed alla massa di dati da questi trasmessi senza alcun rischio di vite umane.

Tutti ricordano le foto di Marte trasmesse dai Mariner, che mostrano aspetti della superficie del pianeta per vedere i quali avremmo dovuto attendere

decenni senza lo sviluppo dei radiocomandi.

Per comandare un azionamento meccanico od elettrico facendo uso delle onde radio, necessita soltanto inviare nello spazio un segnale ad alta frequenza modulato con uno o più segnali di frequenza più bassa, che, opportunamente separati all'arrivo, costituiscono altrettante istruzioni con le quali si possono pilotare i più diversi organi, esattamente come se l'operatore fosse presente per azionarli direttamente.

Con questo kit UK 302, presentiamo un sistema di telecomando che nella sua semplicità, costituisce un mezzo molto efficace e preciso. La sua potenza e la sensibilità del ricevitore a cui deve essere accoppiato, rendono il suo raggio di azione veramente interessante. Il tutto unito ad un ingombro minimo, alla facilità di manovra, alla leggerezza.

Con quattro canali di comando a disposizione, possiamo guidare qualsiasi modello in moto, avvicinandoci molto all'azionamento diretto.

Facciamo l'esempio di un aereo modello. In pratica il motore non ha necessità di regolazione, in quanto il regime di funzionamento è costante durante il volo. I quattro canali vengono quindi utilizzati per il comando del timone di profondità nei due sensi, con posizione di equilibrio al centro, che deve assumere automaticamente in assenza di comando. Gli altri due canali

servono per il timone di direzione che deve essere stabilmente accoppiato agli alettoni per garantire l'inclinazione durante la virata, sempre con ritorno automatico alla posizione di centro in assenza di segnale.

Nei modelli terrestri o navali, possiamo usare due dei canali per la svolta a destra ed a sinistra e due per la marcia avanti e la marcia indietro.

L'uso di questo trasmettitore per altri scopi è affidato alla libera fantasia dello hobbista considerando che tale Kit non può essere impiegato in comandi di estrema sicurezza.

L'UK 302 dispone di una sorgente autonoma di alimentazione, che si può sostituire con una sorgente esterna di maggiore capacità, come per esempio la batteria dell'automobile o di un natante, naturalmente a 12 V.

La commutazione dei canali avviene con un commutatore il cui azionamento è intuitivo, se la disposizione dei comandi asserviti è stata fatta con criterio. Una levetta a cloche con movimento a crociera permette di inserire separatamente i quattro canali di co-

mando azionando dei microinterruttori a scatto, che forniscono un contatto preciso e sicuro.

L'uso di un generatore di pilotaggio quarzato per l'alta frequenza garantisce la necessaria stabilità e precisione dell'onda emessa, in accordo con le convenzioni in materia.

Tutte le regolazioni necessarie per la messa a punto del trasmettitore sono state ridotte al minimo. Uno strumento di misura permette di controllare in ogni istante lo stato di carica della batteria, e durante la trasmissione lo stesso strumento indica la presenza dell'alta frequenza in antenna. Lo strumento è collegato direttamente con il segnale di uscita, e la sua indicazione è proporzionale alla tensione di questa. Si ha così la garanzia che il trasmettitore irradia effettivamente.

La spaziatura dei canali di modulazione in bassa frequenza è sufficientemente larga da poter azionare i canali senza interferenze tra i medesimi.

Un sistema di regolazione molto pratico consente di adattare l'antenna al circuito di uscita, evitando la formazione di onde stazionarie.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Come si può constatare dallo schema elettrico di fig. 2, si tratta di un circuito che presenta una interessante particolarità: l'assenza di bobine nella sezione di bassa frequenza. La modulazione della portante ad alta frequenza per i quattro canali è prodotta da un circuito a sfasamento, dotato di quattro reti commutabili a mezzo della cloche di comando.

L'oscillatore è realizzato riportando all'entrata il segnale d'uscita di Tr4 con l'intermediario di una rete di sfasamento, che per una determinata frequenza produce una differenza di fase di 180° esatti, permettendo l'entrata in oscillazione del sistema. Un'altra condizione per il mantenimento dell'oscillazione è che alla frequenza della medesima il guadagno dell'amplificatore sia maggiore dell'attenuazione introdotta dalla rete di sfasamento. La rete di sfasamento è formata dai tre condensatori C11, C12, C13, e dalle resistenze R11, R12 (che per le 2 frequenze superiori viene ridotta alla metà con la messa in parallelo di R13 del medesimo valore), ed una delle resistenze R14 + T1, R15 + T2, R16 + T3, R17 + T4 a seconda della frequenza necessaria per ciascun canale. Nel primo canale R12 è sostituita da R13, ma questo non porta ad alcuna variazione, data l'uguaglianza delle due resistenze.

Con il sistema di commutazione applicato anche alle resistenze del secondo elemento sfasatore, si rende più vicina alla rete ideale la rete effettiva per ciascuna frequenza.

La commutazione delle quattro frequenze corrispondenti ai quattro canali di pilotaggio avviene per mezzo di un particolare commutatore a levetta di cui fanno parte i quattro contatti di scambio 1, 2, 3, 4.

Il gruppo ad alta frequenza viene pilotato da un generatore a quarzo comprendente il transistore Tr1.

L'oscillatore a quarzo è un normale tipo a collettore accordato. La reazione necessaria per l'oscillazione viene riportata alla base dal cristallo Q che, come è noto, si può assimilare ad un circuito risonante ad altissimo fattore di merito, con una eccezionale stabilità della frequenza di risonanza sia rispetto al tempo sia, usando determinati tagli per il quarzo, rispetto alla temperatura.

In questi tempi di affollamento dello spettro elettromagnetico, per poter fare posto a tutte le trasmettenti, ogni banda di frequenza è divisa in canali molto stretti, appena sufficienti a contenere la portante e le bande laterali, con una minima spaziatura di rispetto tra una banda e l'altra. Da questo deriva la necessità di un ottimo centraggio della frequenza di trasmissione, e di un'ottima stabilità di questa col tempo.

L'oscillatore a quarzo, per ragioni di stabilità, non deve erogare troppa potenza, per cui deve essere sempre seguito da uno o più stadi di amplificazione del segnale. Nel nostro caso funziona da amplificatore ad alta frequen-

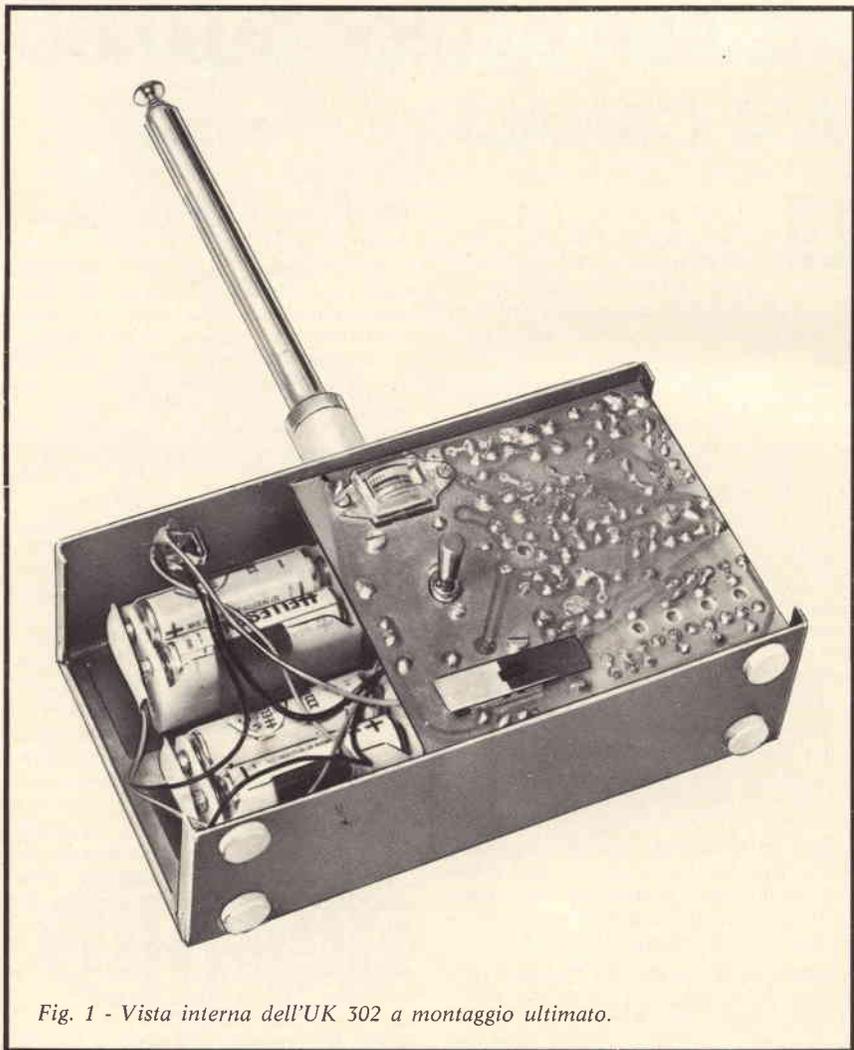
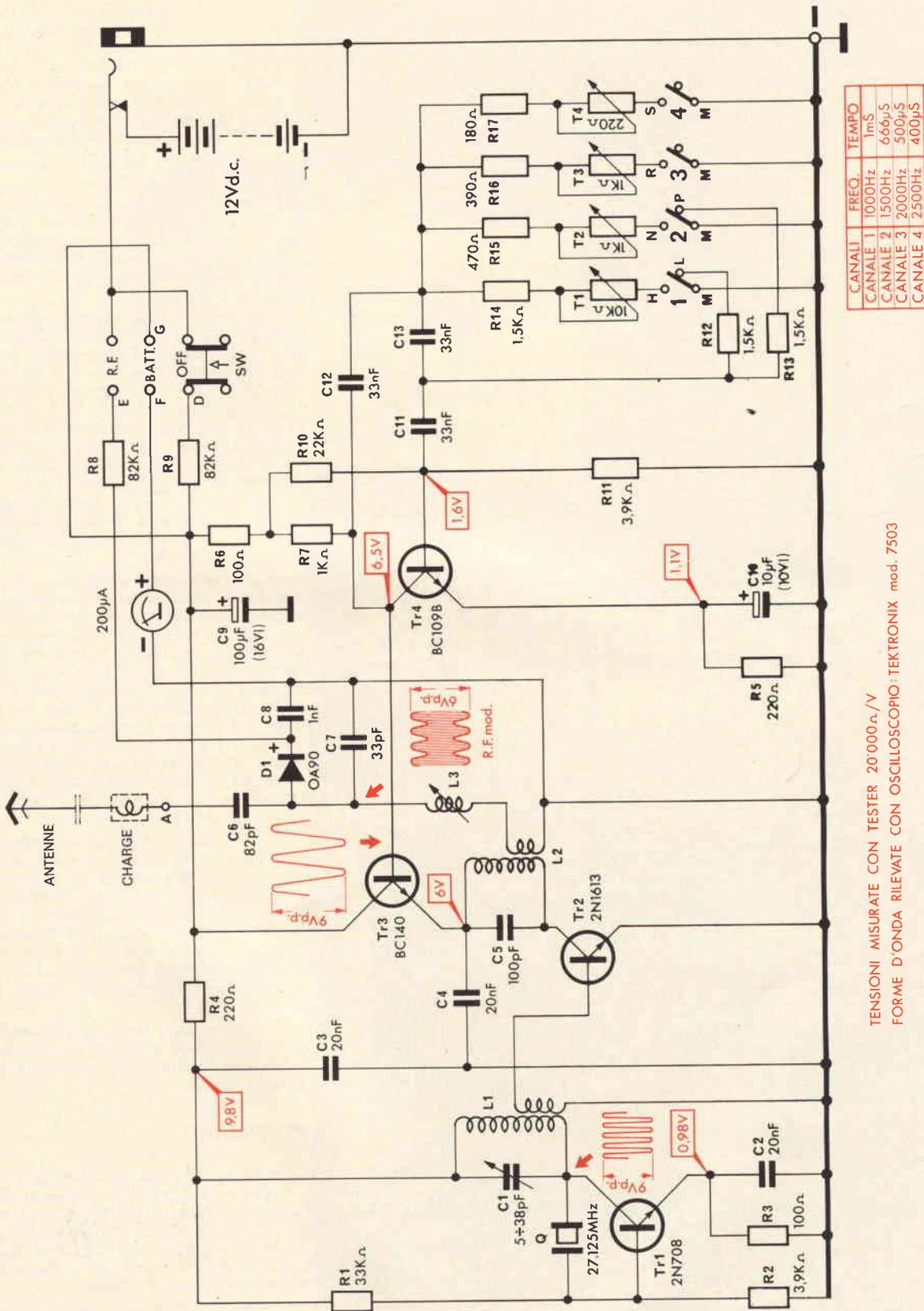


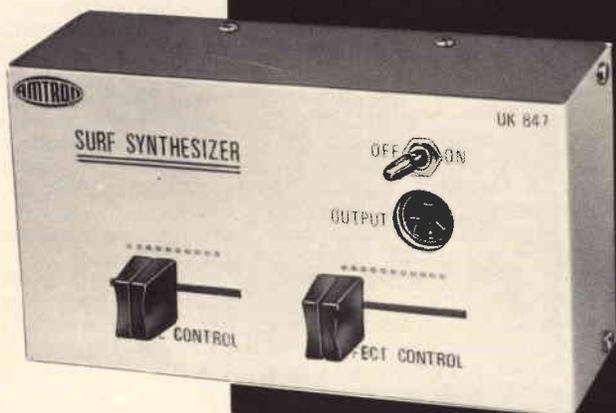
Fig. 1 - Vista interna dell'UK 302 a montaggio ultimato.



TENSIONI MISURATE CON TESTER 20'000Ω/V
 FORME D'ONDA RILEVATE CON OSCILLOSCOPIO TEKTRONIX mod. 7503

Fig. 2 - Schema elettrico.

scatole di montaggio



CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione:	18 Vc.c.
Impedenza di uscita:	< 10 k Ω
Corrente assorbita:	10 mA
Transistori impiegati:	6 x BC208B oppure BC108B - 2 x BC238
Diodi impiegati:	2 x 1N914
Dimensioni:	145 x 77 x 49
Peso del sintetizzatore:	200 g

SINTETIZZATORE DI RISACCA



UK 847

Un sistema per portarsi in casa il mare e poterne fare l'uso che si vuole.

Il sintetizzatore ottiene con un sistema elettronico un effetto acustico che ripete il frangersi delle onde sugli scogli o sulla spiaggia.

Il suo uso va dall'effetto rilassante che il rumore di questo tipo può provocare, all'uso come effetto sonoro per le piú svariate applicazioni. Il sintetizzatore è molto piú versatile della registrazione del fenomeno naturale; in quanto con la semplice regolazione di due potenziometri si possono ottenere effetti variabili all'infinito, a seconda dei gusti o delle necessità.

Il circuito è abbastanza complesso da garantire un risultato di ottima fedeltà. L'alimentazione è indipendente con batterie a secco.

Si sono adottate soluzioni molto brillanti per ottenere i vari effetti che si sovrappongono in natura quando si sente il frangersi delle onde.

Il complesso deve essere accoppiato ad un amplificatore di bassa frequenza con ottima resa dei toni bassi.

Chi non ha sognato qualche volta di poter lavorare o riposare in riva al mare dove le onde frangendosi sugli scogli o sulla spiaggia producono un rumore che sembra fatto apposta per distendere i nervi. Basta chiudere gli occhi e vi sembrerà di avere vicino il mare che con il suo ritmico rumore esercita un benefico effetto sul vostro sistema nervoso.

Ma l'UK 847 ha anche un'utilizzazione piú pratica di quella che finora abbiamo prospettato. Supponiamo che abbiate bisogno di un sottofondo adatto per esibirvi in una di quelle struggenti canzoni che parlano di onde, di chiaro di luna, di amore sulla barca. Il rumore del mare in sottofondo renderà il tutto molto piú suggestivo.

Supponiamo che dobbiate sonorizzare il film che avete girato l'estate scorsa al mare, e che suscita in voi tanti bei ricordi durante l'inverno, quando siete alle prese con il lavoro di tutti i giorni. Un bel rumore di onde starebbe proprio bene dietro a certi panorami, ma dove andare a prendere il rumore delle onde in pieno inverno, se abitate magari in

una fumosa città continentale, dalla quale il mare è molto distante.

Con l'elettronica si risolvono davvero tutti i problemi e, naturalmente, anche questo.

Se avete queste necessità oppure se vi piace semplicemente sentire il rumore del mare, potete risolvere il problema con una spesa infinitamente minore di quella necessaria per costruirvi una casa sulla costa. L'UK 847 si costruisce in qualche ora di piacevole e distensiva attività e, collegato col vostro amplificatore preferibilmente ad alta fedeltà, vi porterà il mare in casa.

Ed allora vediamo un momento come funziona questo «sintetizzatore di risacca», cogliendo anche l'occasione per assimilare qualche nozione di elettronica.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La base del circuito è un generatore di rumore «bianco» costituito dal transistor TR7 di cui si utilizza soltanto il diodo base-emettitore. Il rumore bianco è un insieme di vibrazioni o (agitazione molecolare) che coprono con continuità un vasto spettro di frequenze. Il nome gli viene per analogia con la luce bianca che è un insieme di vibrazioni luminose mescolate insieme, che comprendono con continuità tutto lo spettro della luce visibile. Il diodo base-emettitore di TR7 è polarizzato in senso inverso dall'intera tensione della batteria di alimentazione, ossia 18 V attraverso la resistenza R105. Se il diodo fosse perfetto non succederebbe nulla, in quanto nessuna corrente potrebbe passare attraverso questo circuito. Ma il diodo non essendo perfetto, una certa corrente passa sempre in una giunzione polarizzata inversamente ed è dovuta ai cosiddetti

portatori minoritari che si generano nella regione neutra presente tra lo strato N e lo strato P, e prodotti per la maggior parte per effetto termico. Tale corrente, detta corrente di saturazione cresce infatti con l'aumentare della temperatura. Essendo dovuta ad elementi portatori di carica di natura discontinua (in termini tecnici, quantizzati) il loro passaggio provocherà un rumore elettrico simile a quello prodotto da un getto di piccolissimi pallini lanciati contro una superficie fissa. In regime normale la corrente di saturazione è molto piccola e quindi il rumore piuttosto basso, altrimenti non sarebbe possibile ottenere amplificatori ad alta sensibilità in quanto il segnale verrebbe sopraffatto dal rumore.

C'è però un sistema per ottenere da un diodo un rumore molto maggiore del normale sfruttando un fenomeno detto «moltiplicazione a valanga».

La moltiplicazione a valanga succede quando il campo elettrico nello spazio neutro (ossia dove il potenziale passa da positivo a negativo) è grande abbastanza da fornire ai portatori di carica un'energia sufficiente da rompere i legami che tengono gli elettroni degli atomi nelle loro orbite, e da renderli liberi e perciò in grado di trasportare delle cariche elettriche. Si tratta di un effetto meccanico e l'andamento del fenomeno assume un aspetto di reazione a catena analogo a quello che si ha nella bomba atomica con i neutroni. Infatti, se non fosse presente una resistenza limitatrice, il fenomeno assumerebbe l'aspetto di un'esplosione e la giunzione verrebbe distrutta. Grazie alla presenza della resistenza R105, l'effetto valanga si stabilizza ad un certo valore.

Il rumore prodotto viene raccolto come variazione della tensione di caduta ai capi di R105, ed applicato tramite il

condensatore C50 alla base di TR8 che funziona semplicemente da amplificatore ad emettitore comune.

A questo punto noi disponiamo di un rumore continuo opportunamente amplificato, di natura analogo a quello che si sente in un apparecchio radio negli intervalli dove non esistono stazioni. Dovremo ora manipolare questo rumore in modo da ottenere quanto ci interessa. Tutto il resto del circuito è destinato ad effettuare questa modulazione.

Nella parte alta dello schema vediamo tre multivibratori funzionanti a frequenze diverse, le cui uscite mescolate insieme forniscono una serie di impulsi di tensione disposti in modo casuale o quasi, ai capi della resistenza R80. Il condensatore C40 rende meno ripidi i fianchi degli impulsi forniti dai multivibratori con il suo effetto di livellamento.

Prima di arrivare all'uscita il segnale uscente da TR8, passa attraverso due tipi di filtri. Uno di questi è un filtro passa basso formato dal diodo D1, dai condensatori C55 e C65, e dalle resistenze P1, R125, R130, R140. Questo sistema costituisce un filtro controllato a tensione, quindi le sue caratteristiche nei confronti della frequenza passante, varia con la tensione.

L'elemento che provoca questa dipendenza è il diodo D1. La caratteristica che in un diodo fa dipendere la corrente passante dalla tensione applicata ai suoi estremi, non è lineare. Ossia non si può dire che la corrente è data semplicemente dalla tensione moltiplicata per una grandezza costante come avviene per le normali resistenze con la legge di Ohm.

Basti pensare al fatto che anche in un diodo ideale, quando la tensione cambia di segno, la corrente passa bruscamen-

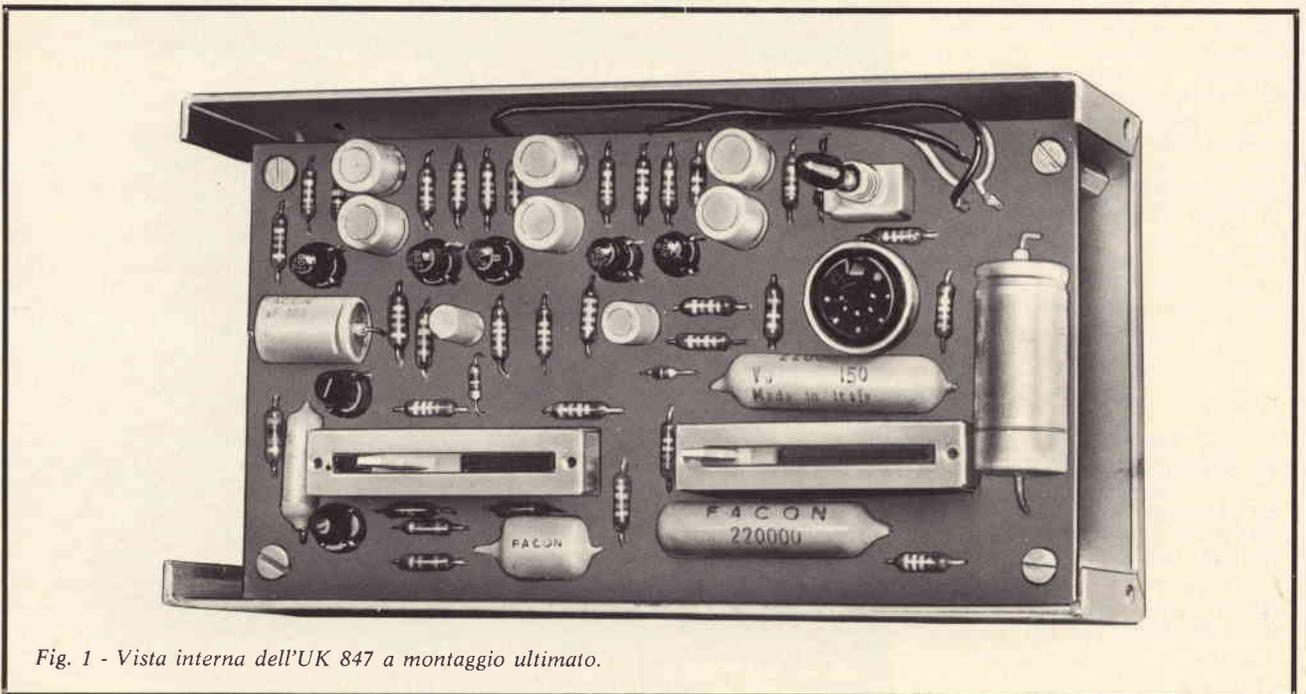


Fig. 1 - Vista interna dell'UK 847 a montaggio ultimato.

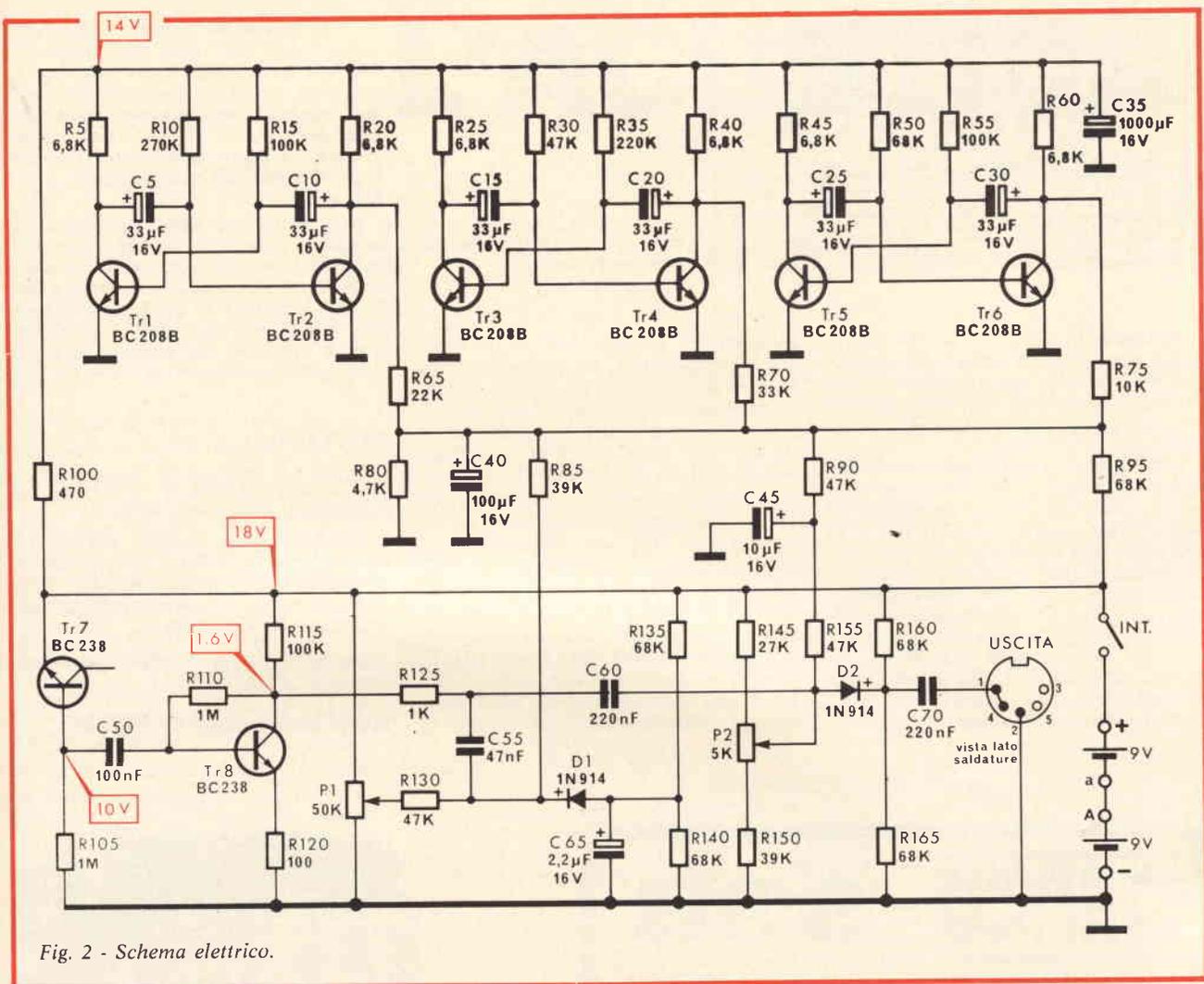


Fig. 2 - Schema elettrico.

te da un valore infinito ad un valore zero. Altre non linearità intervengono quando si passa dal caso ideale al caso reale. Ad un certo punto della regolazione di P1 il diodo D1 sarà polarizzato in senso diretto, permettendo così il passaggio sia della corrente continua che della corrente modulata ad essa sovrapposta, che proviene dal condensatore C55. Tale corrente modulata sarà mandata a massa con preferenza per le frequenze più alte attraverso il parallelo di C65 e di R140. Maggiore sarà la polarizzazione positiva su D1 e maggiore sarà la quota parte di frequenze alte scaricate a massa. Ma la variazione della tensione di polarizzazione ai capi del diodo non si limita all'effetto del potenziometro P1. Al terminale positivo del diodo arrivano anche gli impulsi provenienti dal gruppo di multivibratori, attraverso la resistenza R85. La quota parte delle frequenze non scaricate a massa, vengono avviate all'uscita, in percentuale variabile sia con la posizione di P1 che con la modulazione introdotta dagli impulsi casuali. Il suono risultante è quindi quello della risacca.

Ossia il rumore dell'onda che arriva

e poi cresce per l'avanzare dell'onda sulla riva, e quindi diminuisce mentre l'onda ritorna verso il mare; in una continua ripetizione. Quindi già a questo punto abbiamo ottenuto lo scopo prefisso, ma, il risultato è ancora troppo meccanico, dovuto ad onde tutte uguali in ampiezza, cosa che non si verifica in natura.

Si introduce quindi un altro elemento allo scopo di rendere il risultato ancora più verosimile.

Un attenuatore sempre controllato in tensione è disposto sul cammino del segnale. Questo è formato dal partitore R145-P2-R150, dal diodo D2 e dalla resistenza R165. La regolazione della polarizzazione fissa al diodo avviene come per il caso precedente. Il segnale della polarizzazione variabile arriva attraverso il filtro passabasso formato da R90, C45, R155, che elimina le componenti a frequenza più alta. Il filtro a diodo però non si comporta più come una resistenza variabile verso massa come nel caso precedente, ma come una resistenza variabile verso l'uscita, ossia, con terminologia più comune, come un attenuatore. Come prima la risposta in frequenza varierà con la tensione di polarizzazione,

ma entro limiti più ristretti. L'effetto predominante sarà un passaggio del segnale, che arriva da C60, quasi completo, delle sue armoniche ma con ampiezza variabile in rapporto alla variazione della resistenza diretta del diodo con la polarizzazione.

E così siamo arrivati all'uscita, non resta che collegarci ad un amplificatore con banda molto estesa verso i bassi ed ascoltare il rumore della risacca nell'altoparlante. Oppure ci possiamo collegare a qualsiasi altro dispositivo riproduttore o di registrazione.

Per chi non ne conoscesse ancora il funzionamento diremo due parole sul comportamento dei multivibratori. Il multivibratore funziona con i transistori pilotati come interruttori. La forma d'onda all'uscita sarà quindi di tipo rettangolare, con tensioni che vanno bruscamente dal valore sviluppato sul carico dal transistore in interdizione a quello sviluppato dal transistore in saturazione, e viceversa. Il fenomeno si ripete in continuità con frequenza costante, come vedremo qui di seguito.

Prendiamo in considerazione soltanto il primo multivibratore, in quanto i tre

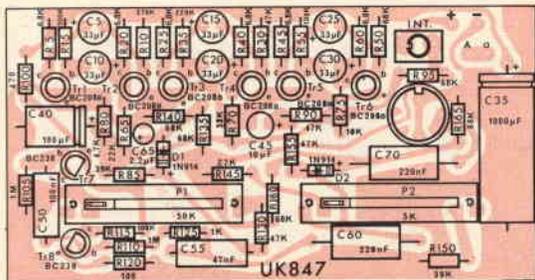


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

sono uguali in tutto tranne che per la frequenza di funzionamento. Il multivibratore è formato dai transistori TR1 e TR2, dai resistori di carico R5 ed R20, dai resistori di base R10 ed R15 e dai condensatori C5 e C10.

Supponiamo che all'inserzione della alimentazione sia in conduzione per primo il transistor TR1. Il potenziale al suo collettore tende a portarsi verso valori negativi. La variazione relativa viene trasferita dal condensatore di accoppiamento C5 in precedenza caricato attraverso R5 e la giunzione base-emettitore di TR2 alla base del transistor TR2. La presenza nella base di un potenziale negativo mantiene il transistor all'interdizione. Col passare del tempo il condensatore C5 termina di scaricarsi

attraverso il resistore R10 ed il tratto collettore-emettitore di TR1 che, come ricordiamo, si trova sempre in conduzione. Quando la tensione del condensatore tende ad annullarsi, ossia finisce di scaricarsi C5, nel punto di collegamento della base di TR2 la tensione tende a divenire positiva, in quanto manca la caduta sul condensatore, e ad un certo punto TR2 passa in conduzione. Ora è il potenziale al collettore di TR2 ad andare verso valori negativi provocando il manifestarsi di una tensione negativa sulla base di TR1 che passa alla interdizione. Il tutto dura finché C10 finisce di scaricarsi. A questo punto avviene il basculamento inverso ed il ciclo prosegue all'infinito.

La frequenza di ripetizione del fenomeno è dato dai valori dei gruppi C5-R10 e C10-R15 rispettivamente per le due metà dell'onda. Se i resistori non sono uguali, come avviene nel nostro caso, avremo una forma d'onda asimmetrica. La durata di ciascuna delle due semionde sarà all'incirca uguale a 0,7 RC.

Una limitazione alla libera scelta dei campi di variazione di questi tempi è data dal fatto che la corrente che passa nelle resistenze deve essere sempre sufficiente a pilotare in conduzione il transistor alla cui base essa è applicata. Quindi i resistori non possono assumere valori grandi a piacere.

MONTAGGIO

Cominceremo con il montaggio dei componenti sul circuito stampato.

Per facilitare il compito dell'esecutore pubblichiamo la fig. 3 dove appare la serigrafia del circuito stampato, sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

Per ulteriori informazioni consultare l'opuscolo allegato al kit.

Prezzo netto imposto L. 10.500

TENKO = SSB

IL MEZZO DI COMUNICAZIONE DEL FUTURO

A PORTATA DI TUTTI

Spesso il peggiore nemico del nostro denaro è la pigrizia CB! Prima di acquistare un apparato con la SSB chiedi informazioni sui nuovi modelli Tenko

UN PREZZO UNA PROVA POI... TENKO



Ricetrasmittente Tenko Jacky 23
5 W-AM - 15 W-SSB
23 canali equipaggiati di quarzi

L. 190.000



Ricetrasmittente Tenko M-80
5 W-AM - 15 W-SSB
23 canali equipaggiati di quarzi

L. 199.000

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**

L'ACUSTICA

a cura di C. TOMASINI

CHE COS'E' IL SUONO

Aprenedo un vocabolario alla parola suono è facile trovare una definizione tipo: «rumore, che colpisce l'orecchio»; se poi si ha la curiosità di cercare la definizione di rumore si trova: «insieme di suoni». Cerchiamo quindi di dare delle definizioni che siano più chiare.

Il suono è la vibrazione di un mezzo materiale, a cui l'orecchio è sensibile. Per questo occorre che il detto mezzo esegua da 16 a 25.000 oscillazioni complete per secondo, che vengono comunemente indicate per abbreviazione come Hertz (Hz) o cicli per secondo (cs). Quando la frequenza è inferiore ai 16 Hz si è nella zona degli infrasuoni, quando supera i 25.000 Hz, in quella degli ultrasuoni.

SORGENTI SONORE

Tutti i corpi che vibrano producono un suono, udibile o no secondo la frequenza:

- Una lama fissata ad una estremità: la frequenza cresce come lo spessore ed inversamente proporzionale al quadrato della lunghezza. Esempio tipico è il diapason.
- Una corda tesa: la frequenza è inversamente proporzionale alla lunghezza della corda e aumenta all'aumentare della tensione applicata.
- Una piastra sospesa per un punto: le vibrazioni dipendono dal materiale, dalla forma e dal punto in cui si colpisce la piastra per metterla in vibrazione: esempio tipico è il gong.
- Un flusso d'aria compressa che viene interrotto o stretto perio-

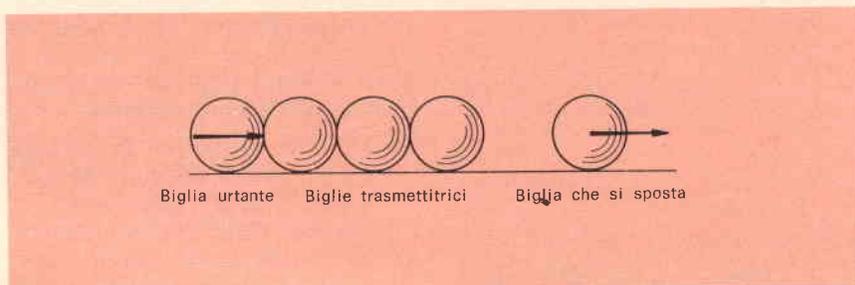


Fig. 1 - L'energia posseduta dalla biglia urtante viene trasmessa all'ultima biglia della fila senza che le altre si muovano.

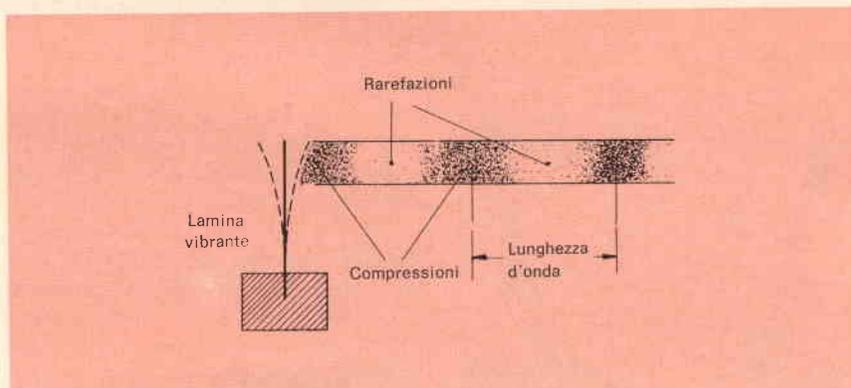


Fig. 2 - Propagazione di una vibrazione in un tubo.

dicamente: per esempio il clarinetto.

- Un pistone o una membrana: per esempio l'altoparlante, il tamburo.
- Una membrana con una fessura che lascia passare dell'aria compressa: per esempio la nostra laringe.

L'energia in gioco in una vibrazione sinusoidale varia come il quadrato dell'ampiezza e come il cubo della frequenza della vibrazione stessa.

Consideriamo per esempio un altoparlante che riproduce una certa nota, con una ampiezza di spostamento della bobina mobile di 1 mm

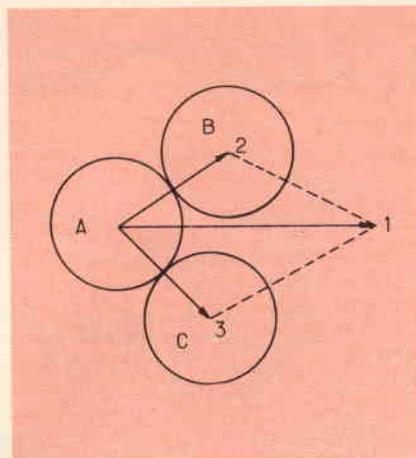


Fig. 3 - Nell'aria libera una molecola può colpirne altre spingendole in direzioni divergenti.

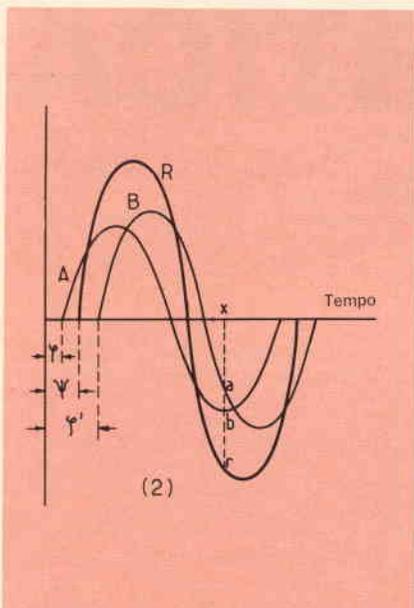


Fig. 4 - Composizioni di due oscillazioni A e B della stessa frequenza ma con diversa fase.

consumando 1 W. Se si vuole ottenere uno spostamento di 2 mm occorre fornire 4 W, per 3 mm occorre fornire 9 W.

Se ora facciamo riprodurre dal medesimo altoparlante la stessa nota dell'ottava superiore, che corrisponde ad una frequenza doppia, per ottenere lo stesso spostamento occorre fornire otto volte più energia.

PROPAGAZIONE DEL SUONO

Il suono si propaga solo in un mezzo materiale ed elastico:

- Nell'aria il suono si propaga a una velocità di circa 340 m/s; questa velocità può variare in funzione delle condizioni dell'aria (temperatura, densità ecc.).
- Nell'acqua dolce la velocità del suono è circa 1430 m/s, mentre

raggiunge i 1500 m/s nell'acqua di mare; negli altri liquidi varia tra 500 e 1500 m/s.

- Nei solidi la velocità varia enormemente: per esempio 5130 m/s nel ferro, 1320 m/s nel piombo e solamente 54 m/s nella gomma.

E' importante osservare che nella propagazione del suono in qualsiasi mezzo non c'è alcun spostamento di materia, ma solo una infinità di piccole oscillazioni intorno allo stesso punto: sono le oscillazioni che si propagano e non la materia.

Come è possibile che queste oscillazioni si propagano così lontano nell'aria o in altri mezzi? Cerchiamo di spiegarlo senza ricorrere a troppa matematica, e ricorriamo ad una similitudine.

Consideriamo (figura 1) su un piano un gruppo di biglie elastiche disposte in fila l'una a contatto con l'altra: se lanciamo contro l'estremità della fila una biglia identica, il colpo verrà trasmesso dall'una all'altra senza alcun movimento e solo l'ultima si sposterà. Cosa è successo? La biglia proiettile conteneva una certa quantità di energia che ha trasmesso alla biglia urtata, questa l'ha trasmessa alla biglia vicina e così via fino all'ultima biglia che non potendo trasmettere a nessuno l'energia ricevuta, è costretta ad immagazzinarla acquistando velocità.

Le molecole di aria possono essere paragonate alle biglie che abbiamo appena esaminato. Infatti se consideriamo l'aria racchiusa in una tubazione il comportamento è molto simile. Per esempio (figura 2) prendiamo una lama vibrante a 3400 Hz davanti all'estremità della tubazione; in un senso comprime l'aria e il colpo si trasmette di molecola in molecola. Esso ha già percorso 5 centimetri quando la lama sta tornando indietro provocando una rarefazione dell'aria che si trasmette ugualmente alla stessa velocità, ma sempre alla stessa distanza dalla compressione precedente. Una vibrazione continua genera un treno regolare di compressioni e rarefazioni che si propagano nella tubazione a 340 m/s.

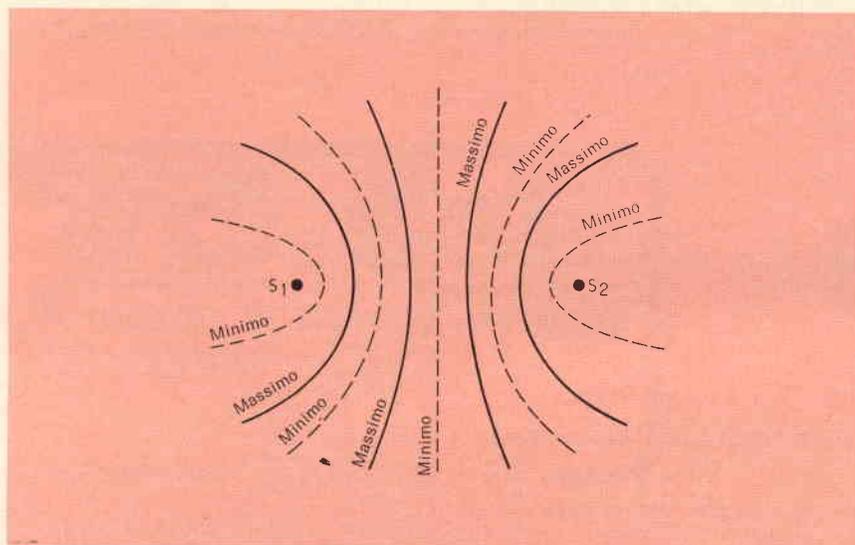


Fig. 5 - Frange di interferenza generata da due sorgenti identiche S1 ed S2.

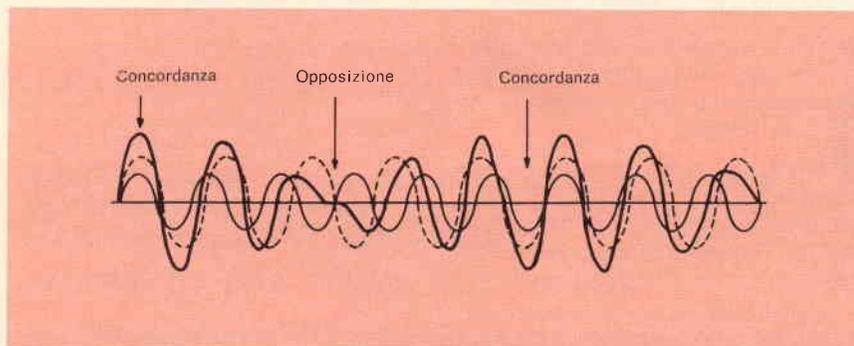


Fig. 6 - Composizione di due oscillazioni di frequenze vicine, la cui risultante mostra i battenti.

Ricordiamo che non è l'aria che si sposta in blocco, è solo la vibrazione che avanza.

Il fenomeno di propagazione del suono nell'aria così esaminato è in realtà un caso piuttosto particolare; in pratica la propagazione avviene generalmente in aria libera dove le cose sono notevolmente più complicate.

A causa della leggera viscosità del gas le molecole in movimento tendono a trascinare le loro vicine, cosicché l'oscillazione si allarga a ventaglio. Le molecole sono perennemente in movimento di agitazione termica in tutte le direzioni, per cui la trasmissione delle sollecitazioni ricevute non avviene in modo così semplice come abbiamo esaminato sopra, ma con un assorbimento di energia non trascurabile. Come si vede in (figura 3) una molecola può colpire contemporaneamente altre due, proiettandole in direzioni divergenti. Per tutte queste ragioni in aria libera il suono proveniente da una qualsiasi sorgente tende a propagarsi sotto forma di onde sferiche.

Consideriamo quindi una onda sferica originata dall'oscillazione di un corpo vibrante; essa si propaga nello spazio come la superficie di una sfera, il cui raggio aumenta alla velocità di 340 m/s. Anche trascurando le perdite e ammettendo che tutta l'energia dell'oscillazione sia concentrata su questa sfera, è evidente che deve distribuirsi su una superficie estesissima. Poiché la superficie di una sfera è espressa dalla formula $4\pi R^2$ risulta che: l'energia ricevuta per unità di superficie diminuisce proporzionalmente al quadrato della distanza.

L'INTERFERENZA

Quando due suoni della medesima frequenza si propagano nella stessa direzione, l'intensità sonora risultante dipende dalla differenza di fase delle due vibrazioni: può essere doppia come può essere nulla.

Se la fase ω è la stessa le due oscillazioni si sommano semplicemente e l'ampiezza risultante è la somma delle due. Se le fasi sono differenti, la frequenza delle vibrazioni risultante non cambia, mentre

la fase sarà al livello medio e l'intensità può variare entro qualsiasi valore tra zero e la somma dei due. In (figura 4) si vede disegnato un esempio: è chiaro che se le due componenti sono completamente in opposizione di fase il risultato è zero, per cui non si sente alcun suono.

Questo fenomeno, più o meno accentuato, costituisce l'interferenza. Sperimentalmente lo si può verificare con facilità facendo ruotare attorno al suo asse un diapason, i cui due bracci emettono la stessa frequenza; per ogni rotazione completa si possono udire distintamente due minimi e due massimi. La (figura 5) rappresenta appunto le «frange di interferenza», quali si possono creare in presenza di due sorgenti della stessa frequenza: secondo la posizione in cui ci si trova si possono udire minimi e massimi.

I BATTIMENTI

Cosa succede quando due sorgenti emettono suoni di frequenza molto vicina? Il calcolo e l'esperienza dimostrano che tutto avviene come se le due oscillazioni avessero la stessa frequenza ma una differenza di fase variabile.

La (figura 6) mostra efficacemente come le due oscillazioni in concordanza di fase all'inizio, e quindi con una risultante di intensità massima, finiscano per essere in opposizione di fase, con una risultante minima, man mano che le vibrazioni più rapide avanzano. Il ciclo si ripete producendo dei suoni di intensità periodicamente variabili che si chiamano battimenti.

Più le frequenze sono vicine e maggiore è il tempo che trascorre tra due concordanze di fase o opposizioni: la frequenza dei battimenti è uguale alla differenza $f - f'$ tra le due oscillazioni. L'ampiezza della risultante varia tra la somma e la differenza delle ampiezze componenti. È importante notare che, contrariamente a quanto il nostro udito potrebbe portarci a pensare, non si è creata una nuova oscillazione di frequenza $f - f'$: è l'intensità che varia a questa frequenza, non la sorgente di suono che ha frequenza molto più elevata.

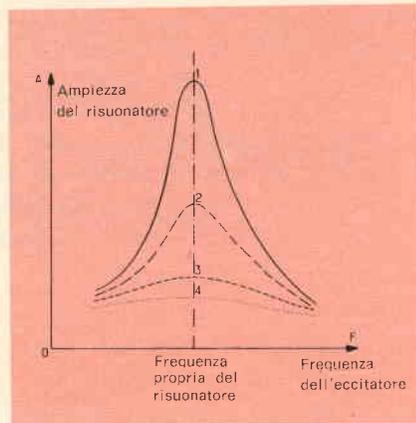


Fig. 7 - Curve di risonanze di risuonatori più o meno smorzati.

LA RISONANZA

La risonanza è la proprietà di uno strumento o di un oggetto capace di entrare in vibrazione quando è sollecitato da una frequenza opportuna. Quindi perché si abbia il fenomeno occorre una sorgente

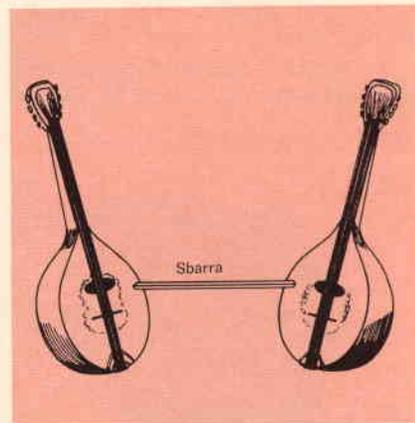


Fig. 8 - Il collegamento tra sorgente e risuonatore può anche essere di natura meccanica. Per esempio due mandolini accoppiati da un sbarra.

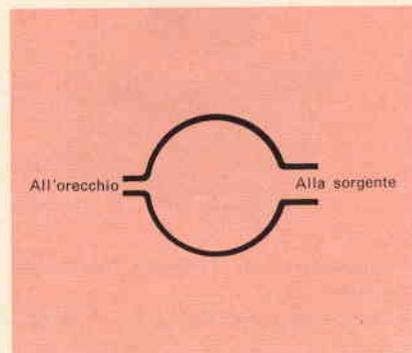


Fig. 9 - Risuonatore di Helmholtz.

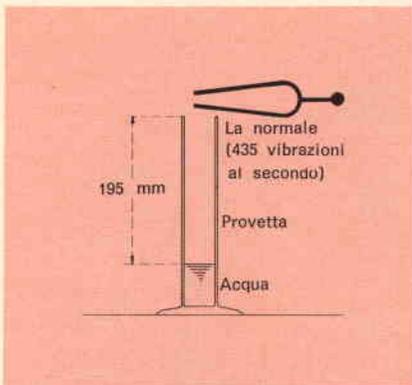


Fig. 10 - Esempio di risonanza in quarto d'onda.

eccitante e un sistema ricevente sensibile detto risonatore, capace di oscillare quando è accoppiato con la sorgente tramite un mezzo elastico, per esempio l'aria.

Occorre precisare che il risonatore oscilla tanto meglio quanto meno è soggetto a smorzamenti; al limite se lo smorzamento è veramente minimo il risonatore può raggiungere ampiezze di oscillazione molto più elevate della sorgente stessa.

La figura 7 mostra come il sistema risonante sia capace di rispon-

dere a frequenze diverse, ma vicine, dalla frequenza di risonanza. Il fenomeno ha un andamento simile a quello dei circuiti oscillanti radio: il risonatore poco smorzato (1) è molto selettivo, mentre la risposta del risonatore molto smorzato (4) varia di poco con lo scostamento di frequenza.

Il collegamento tra la sorgente ed il risonatore può anche essere di natura meccanica. Per esempio appoggiando le casse armoniche di due mandolini accordati alle due estremità di una sbarra, l'eccitazione delle corde di uno fa vibrare le corde dell'altro. (figura 8).

I risonatori non sono costituiti solo da corpi dotati di una certa elasticità e capaci quindi di vibrare; infatti un risonatore può essere costituito semplicemente da un corpo cavo comunicante con l'estremo tramite una apertura. In (figura 9) è rappresentato un risonatore di Helmholtz, dal nome dello scienziato che se ne servì per compiere l'analisi dei suoni; esso è costituito da una sfera con una piccola apertura da portare all'orecchio e una più grande da dirigere verso la sorgente sonora.

Molti strumenti musicali sono dotati di una cassa di risonanza o cassa armonica, che entra in risonanza a determinate frequenze.

La (figura 10) mostra un altro esempio tipico di esperimento di risonanza, con cui è possibile dimostrare anche il modo di oscillazione a quarto d'onda: in queste condizioni il suono ricevuto viene notevolmente rinforzato. E' interessante fare un esame dell'analogia con il fenomeno di risonanza elettrica. Un circuito risonante elettrico è costituito da una induttanza L ed una capacità C per cui vale la relazione: $2\pi fL = \frac{1}{2}\pi fC$; in queste condizioni la corrente che passa nell'induttanza carica la capacità, poi la scarica della capacità avviene attraverso l'induttanza e comincia la ricarica in senso inverso.

E' sempre la stessa energia che circola!

In acustica le cose sono abbastanza simili: l'induttanza è sostituita dalla massa del mezzo vibrante, la cui inerzia rappresenta molto bene il valore della induttanza: la capacità è rappresentata dall'elasticità del mezzo vibrante.



UK 162

Ricevitore per l'ascolto individuale dell'audio TV

Prezzo netto imposto L. 13.500



UK 157

Trasmettitore per l'ascolto individuale dell'audio TV

Prezzo netto imposto L. 4.900

LA TV IN FAMIGLIA
E' ANCHE UN PROBLEMA ...
RISOLVETELO
CON I KIT DELLA AMTRON
UK 157 e UK 162

La combinazione fra i kit UK 157 e UK 162 costituisce un insieme pressoché indispensabile in ogni famiglia. Permette a ciascuno di udire l'audio della TV senza interferire con eventuali diverse attività svolte da altri membri della famiglia. Inoltre consente ai deboli di udito di adattare il volume di ascolto alle proprie esigenze senza dover aumentare oltre misura il volume del suono. L'UK 157 costituisce il trasmettitore e tramite una spira di filo, facilmente occultabile, trasferisce il segnale audio del televisore in tutto il locale in modo che possa essere captato da uno o più ricevitori UK 162. Per l'ascolto è sufficiente utilizzare l'apposito auricolare, mentre il volume dell'UK 157 non dà luogo ad alcun disturbo nel funzionamento del televisore. L'audio normale del TV può essere inserito mediante un apposito commutatore ogniquale volta lo si desideri pur lasciando funzionare il trasmettitore.

COME INCREMENTARE LA POTENZA DI UN DUPLICATORE A VARACTOR

IMPIEGANDO DIODI MULTI-CHIP POTRETE AVERE UNA POTENZA DI 80 W CON BANDA DI 40 MHz E RENDIMENTO DEL 60%

Ing. G. SOMMARUGA

I moltiplicatori di frequenza a stato solido facenti uso di condensatori a capacità variabile con la tensione, comunemente chiamati diodi varactor, sono normalmente impiegati per incrementare la potenza ed il rendimento. Il metodo più comune consiste nell'assemblare i diodi varactor in serie od in parallelo (fig. 1). E' possibile ottenere migliori risultati con i varactor multi-chip.

Lo schema di fig. 1 comporta una certa complessità di progetto sia elettrico che meccanico. Per le alte prestazioni di potenza si richiedono normalmente diversi gruppi ed è necessario curare la fase degli elementi a diodi. Occorre tener presente inoltre, che il problema della dissipazione del calore diventa più serio all'aumentare dei componenti.

Un progetto che preveda i diodi multi-chip può eliminare queste difficoltà. In questo caso il diodo varactor completo consiste in un unico assieme di diodi chip tra loro connessi in serie e raccolti in un unico contenitore. Con questo accorgimento sorprendentemente semplice questa soluzione attualmente si dimostra superiore a quella che fa uso di elementi distinti.

VANTAGGI ELETTRICI

La connessione in serie di N elementi produce un incremento di potenza in ragione di \sqrt{N} e la capacità totale è $1/N$ di quella di un singolo elemento. La tensione di breakdown viene moltiplicata per N , mentre la frequenza di taglio rimane costante. Quest'ultima costanza deriva dall'annullamento reciproco di due opposte cause. Mentre la resistenza R_s di ciascun diodo viene moltiplicata N volte per la serie di diodi, la capacità della giunzione risulta divisa per lo stesso fattore. Il prodotto RC invariato mantiene la frequenza di taglio.

Come esempio di un moltiplicatore consideriamo un duplicatore con le seguenti prestazioni:

— potenza di 80 W

- funzionamento tra limiti di temperatura di -54 e $+71$ °C
- banda passante di 40 MHz con attenuazione di -1 dB sulla curva di risposta
- rendimento pari almeno al 50%
- funzionamento con una frequenza d'ingresso centrale di 415 MHz.

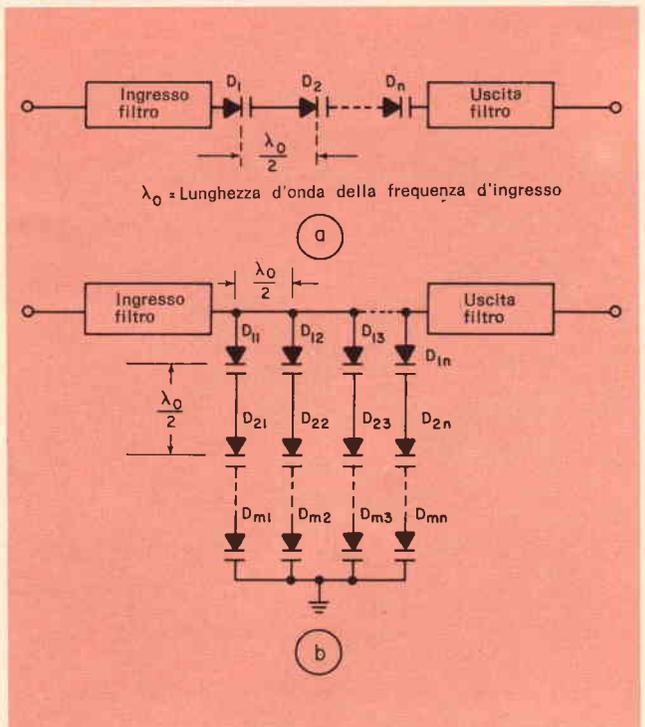


Fig. 1 - La potenza dei diodi varactor può essere aumentata con una disposizione in serie (a) od in parallelo (b) di singoli diodi. Le prestazioni possono inoltre essere incrementate nel caso di diodi montati in un unico contenitore come nella tecnica multi-chip.

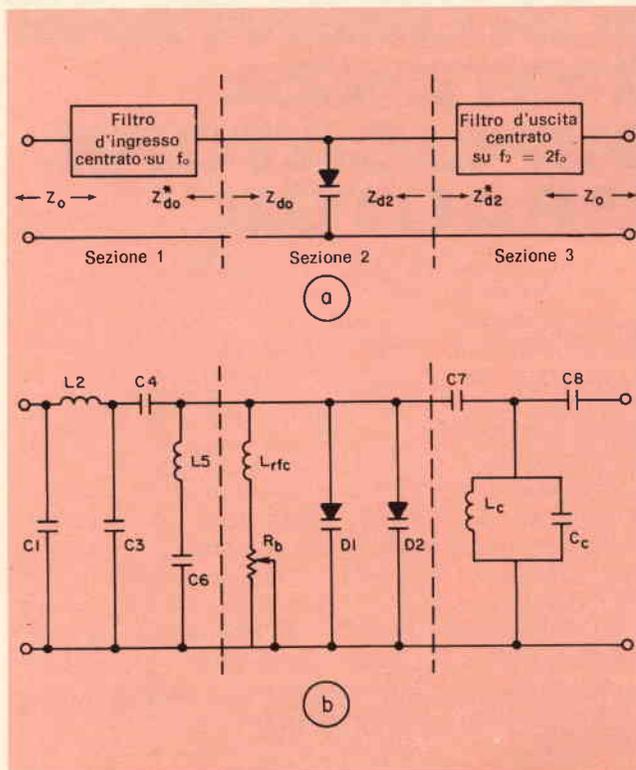


Fig. 2 - Qualunque progetto di moltiplicatore può essere ridotto ad una combinazione diodi-filtri (a). Per il moltiplicatore duplicatore da 80 W il circuito equivalente è rappresentato con elementi discreti (b). I condensatori C_4 e C_8 permettono l'accoppiamento ingresso diodi. Il filtro di uscita è del tipo a cavità.

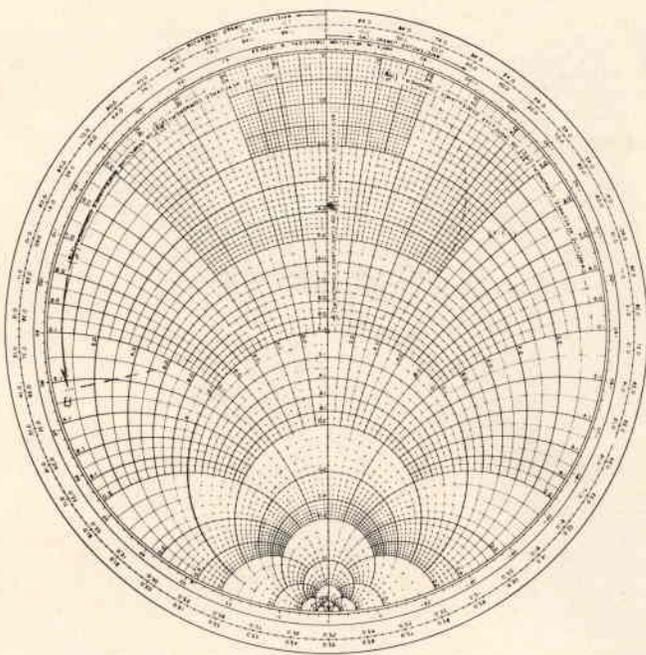


Fig. 3 - Il calcolo degli elementi di accoppiamento d'ingresso C_4 ed L_5 può essere condotto, con l'aiuto del diagramma di Smith, in forma grafica. Per l'avvio del calcolo occorre conoscere Z_A , valore di impedenza pari alla metà di quella del diodo.

Un singolo diodo multi-chip commercialmente disponibile può dissipare soltanto circa 30 W. Poiché il diodo completo può dissipare circa 40 W (supponendo un rendimento del 50 %) per raggiungere lo scopo sono necessari due di tali diodi.

CALCOLO DEI PARAMETRI DEL VARACTOR

Molti dei parametri da specificare per i due diodi multi-chip possono essere calcolati dalle indicazioni originali. Un parametro non indicato normalmente è la resistenza termica, $v_{j,c}$. Tuttavia rimane implicito che in questi dispositivi essa debba avere un basso valore per evitare pericolosi surriscaldamenti. Il valore abbastanza tipico di 5 °C/W è da considerare soddisfacente.

I parametri: frequenza di taglio, tensione di breakdown e capacità, vengono determinati con formule. In particolare i valori calcolati in capacità e frequenza di taglio si dimostrano vicini ai valori misurati alla tensione di -6V. L'esperienza ha dimostrato che per tale valore si ha la più stretta aderenza tra calcolo e misura.

Per la frequenza di taglio la relazione è:

$$f_{c-6} = \frac{10,35 f_2}{1 - N}$$

dove f_c è la frequenza di taglio (l'indice sottoscritto -6 indica la tensione di riferimento), f_2 è la frequenza di uscita corrispondente nel nostro caso a 830 MHz, ed N è il rendimento del diodo posto pari a 0,70 (comprensivo delle perdite di ingresso ed uscita). Inserendo questi valori nella formula abbiamo:

$$f_{c-6} = 28,6 \text{ GHz}$$

La tensione di breakdown è data da:

$$V_b = \frac{P_a f_{c-6}}{0,3 f_0 R_s}$$

dove P_a è la potenza di ciascun diodo (assunta a 40 W in prima approssimazione), R_s è la resistenza che per il diodo prescelto è 1,5 Ω, ed f_0 è la frequenza d'ingresso pari a 415 MHz. Il calcolo dà $V_b = 120 \text{ V}$ (valore minimo).

Finalmente la capacità si calcola con:

$$C_{j-6} = \frac{1}{2\pi f_{c-6} R_s}$$

Con i valori dati si ha $C_{j-6} = 3,72 \text{ pF}$.

Generalmente un semplice duplicatore può essere rappresentato con un circuito a tre sezioni (fig. 2a). La sezione 1 consente l'accoppiamento dell'impedenza del diodo e di quella della rete del filtro passabanda che blocca tutte le frequenze eccettuate la fondamentale di ingresso. La sezione 2 raggruppa il diodo ed i circuiti di polarizzazione. La sezione 3 è un filtro di uscita passabanda per la seconda armonica fondamentale di ingresso ed in grado di accoppiare correttamente l'impedenza di uscita a quella del carico. La fig. 2b dà più in dettaglio il circuito del moltiplicatore con alcuni componenti in forma discreta.

Per facilitare il calcolo dei vari componenti del moltiplicatore devono innanzitutto essere scelti due diodi multi-chip identici. Un diodo facilmente reperibile con le prestazioni adatte al nostro caso è il Philco-Ford L8505 costituito da tre chips. I suoi dati sono i seguenti: $V_b = 175$ V (min.) $C_{j-6} = 3 \div 6$ pF, $f_{c-6} = 30$ GHz, $P = 30$ W di dissipazione a 25°C e $v_{ic} = 5^\circ\text{C/W}$.

MISURA DELL'IMPEDENZA DI INGRESSO

L'impedenza di ingresso del diodo, può essere misurata. Naturalmente essa può anche essere calcolata in base ai dati del costruttore. Tuttavia una misura alla frequenza di lavoro effettiva e con le polarizzazioni reali offre un'alternativa più rapida e più accurata.

Un diagramma di Smith dà l'impedenza del diodo in funzione della tensione di polarizzazione e mette in

evidenza piccole variazioni della capacità in conseguenza della tensione inversa applicata sopra i 20 V. Ma al disotto di questa tensione si verifica una rapida variazione nota con il nome di punch-through. Questo comportamento caratteristico si situa tra i -6 ed i -14 V.

Il metodo più semplice e facile per accoppiare il diodo è il ricorso ad una rete ad L. Essa è costituita da un condensatore in serie C_4 ed un induttore derivato L_5 . Un condensatore C_6 aggiunto in serie ad L_5 evita le possibilità di corto-circuito delle correnti di polarizzazione e nel contempo consente un più preciso controllo dell'accordo dell'induttore.

Per accoppiare l'impedenza del diodo ad una linea standard con un'impedenza di 50Ω è opportuno procedere come descriviamo nel seguito. Con una tensione di polarizzazione pari ad $1/3 V_b$ i diodi sono predisposti per l'impedenza di accoppiamento ed il punto di lavoro. L'impedenza di un singolo diodo vie-

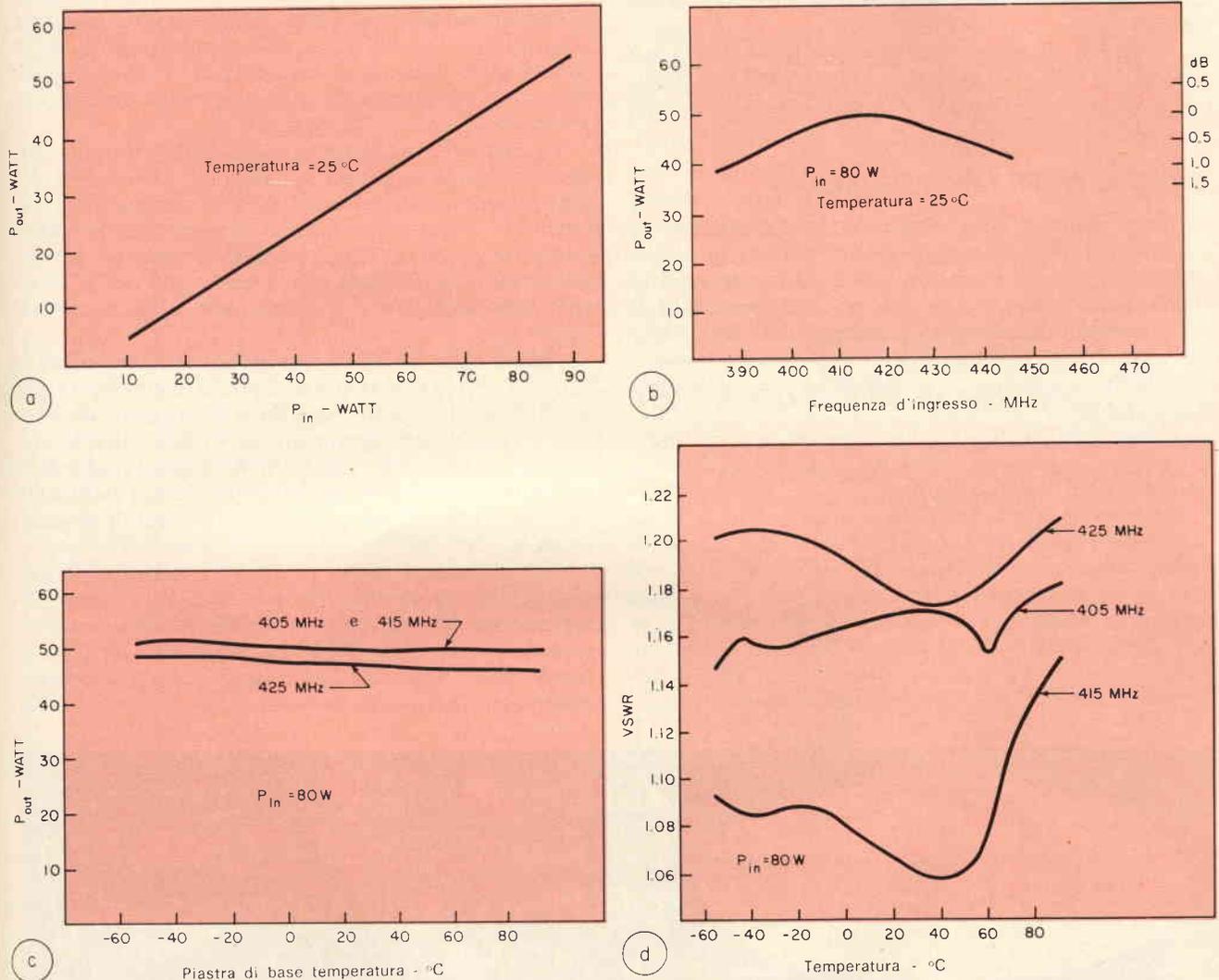


Fig. 4 - La misura dei risultati del moltiplicatore mette in evidenza una funzione lineare ingresso-uscita della potenza (a), una larghezza di banda a -1 dB pari al 14% di (b). E' possibile l'esercizio a temperature oltre 80°C della piastra base (c) mentre il VSWR (rapporto onde stazionarie) si mantiene al disotto del valore 1,22 per temperature comprese tra -60 e 90°C .

ne dimezzata ed il valore Z_A risultante viene localizzato nel punto indicato con A sul diagramma di Smith di fig. 3.

Il punto B diametralmente opposto ad A, e situato sulla medesima circonferenza, individuata l'ammettenza Y_A del diodo.

Questo punto viene ruotato lungo la circonferenza a VSWR costante (verso il generatore fino al cerchio di G unitaria-punto C). La differenza in suscettanza tra i punti B e C è l'ammettenza dell'induttore di shunt jY_1 . Il suo valore è $jY_1 = j/\omega LY_0 = 1,38$. Per una linea a 50Ω ed $f = 415 \text{ MHz}$, $L_5 = 1,38 \text{ nH}$.

Il valore del condensatore C_4 può essere ora individuato per mezzo dello stesso diagramma di Smith. Una linea dal punto C attraverso il centro del diagramma intersecando il cerchio delle R costanti individua il punto D, impedenza da associare a C_4 . Il punto D viene ruotato lungo il cerchio delle R costanti fino al centro del diagramma. La distanza dal punto D al centro misurata sul cerchio delle R costanti è uguale alla reattanza capacitiva richiesta. Un breve calcolo dà $C_4 = 1,02 \text{ pF}$.

A questo punto l'impedenza del diodo può essere accoppiata alla linea a 50Ω . I soli elementi che rimangono da calcolare sono il filtro passa basso di entrata ed il filtro di uscita.

IMPIEGO DI FILTRI STANDARD

Il più semplice filtro d'ingresso che possa essere impiegato per il nostro scopo è un filtro a tre sezioni con impedenze di entrata e di uscita uguali a 50Ω . I valori dei singoli componenti possono essere reperiti sulle normali tabelle per il calcolo dei filtri. Dalle stesse, nel caso di frequenza di taglio passa basso di 600 MHz , si ottiene $C_1 = 5,4 \text{ pF}$, $L_2 = 16,5 \text{ nH}$ e $C_3 = 5,4 \text{ pF}$.

Come filtro di uscita diventa necessario un tipo a cavità per le più alte frequenze in gioco e l'esigenza di mantenere basse le perdite.

Un filtro a cavità facile da costruire consiste in un risonatore coassiale in quarto d'onda con accoppiamento capacitivo all'entrata ed all'uscita. Con una impedenza caratteristica della cavità di 72Ω ed una lunghezza della linea di trasmissione di $\lambda_2/9$ ($\lambda_2 =$ lunghezza d'onda della seconda armonica), i condensatori C_7 e C_8 vengono determinati sperimentalmente in $0,05 \text{ pF}$ e $0,25 \text{ pF}$ rispettivamente.

PROVA DEL CIRCUITO MONTATO

I due diodi del duplicatore per 415 MHz devono essere saldati su una vite da 6 mm in rame per migliorare la dissipazione termica. Manicotti di nitruro di boro sono pure disposti ad entrambi i lati dell'alloggiamento dei diodi per ridurre la resistenza termica e l'impedenza della linea coassiale. L'impedenza è approssimativamente di 20Ω .

La fig. 4 indica l'andamento rilevato dalle prestazioni del moltiplicatore. Le curve sono da considerare tipiche in quanto interposte su 10 coppie di diodi.

L'andamento della potenza di uscita in funzione di quella di entrata è rappresentata da una linea retta (fig. 4a). Essendo evitata la saturazione anche alla massima potenza nominale all'ingresso possono essere applicati anche più di 90 W a condizione che l'apparecchio sia dotato di un sistema di raffreddamento ad aria forzata. La sopraelevazione tipica di temperatura sull'ambiente è di $45 \text{ }^\circ\text{C}$ quando il moltiplicatore è fissato su una lastra di alluminio di circa 5 dm^2 di superficie e 6 mm di spessore. La massima temperatura di giunzione di questi dispositivi è di $175 \text{ }^\circ\text{C}$ ed il rendimento è del $62,5\%$ (comprendendo le perdite di ingresso, di uscita, dei diodi e di accoppiamento).

La risposta in frequenza del moltiplicatore (fig. 4b) indica una larghezza di banda del 14% a -1 dB . L'andamento della temperatura in funzione della potenza di uscita (fig. 4c) è ragionevolmente piatto fino oltre gli $80 \text{ }^\circ\text{C}$. Questo limite corrisponde ad una temperatura della giunzione di circa $140 \text{ }^\circ\text{C}$. E' sconsigliabile impiegare il moltiplicatore oltre questi valori.

Infine, nella fig. 4d, è riportato il rapporto di onde stazionarie (ROS) in funzione della temperatura per tre diverse frequenze. Non deve sorprendere il fatto che il miglior accoppiamento si verifichi per la frequenza centrale della banda. Il ROS per i limiti della banda non è una conseguenza dell'accordo fatto sulla frequenza centrale ma piuttosto il risultato di un compromesso fra centro ed estremi banda.

L'accordo deve essere possibile a temperatura ambiente. Un nuovo accordo alle alte temperature di regime non è necessario a condizione che non si riscontrino valori del ROS che superino $1,2$. Riscontrando valori superiori è il caso di pensare a qualche inconveniente nel moltiplicatore.

HOBBIISTI

ASSICURATEVI
LA RACCOLTA COMPLETA
DELLE ISTRUZIONI
DI MONTAGGIO



DUE VOLUMI FINEMENTE RILEGATI A L. 6.000 CAD.

radionautica
radiodiffusione
radioamatori

Q T C

di P. SOATI

RADIONAUTICA

TABELLA DEI CANALI USATI IN ITALIA PER IL SERVIZIO COSTIERO VHF

Canali	FREQUENZE		Servizi
	Chiamata	Lavoro	
1	156,05	160,65	OP-CP
2	156,10	160,70	OP-CP
3	156,15	160,75	OP-CP
4	156,20	160,80	OP-CP
5	156,25	160,85	OP-CP
6	156,30	156,30	NN
7	156,35	160,95	OP-CP
8	156,40	156,40	NN
9	156,45	156,45	NN-OP
10	156,50	156,50	NN-OP
11	156,55	156,55	OP
12	156,60	156,60	OP
13	156,65	156,65	NN-OP
14	156,70	156,70	OP
16	156,80	156,80	Chiamata Soccorso
18	156,90	161,50	OP
19	156,95	161,55	OP
20	157,00	161,60	OP
21	157,05	156,05	CP
22	157,10	161,65	OP
23	157,15	161,70	OP
24	157,20	156,15	CP
25	157,25	161,75	CP
26	157,30	161,80	CP
27	157,35	161,85	CP
28	157,40	161,90	CP
		161,95	CP
		162,00	CP

I canali 15, 156, 750 MHz e 17, 156, 850, non impiegati in Italia, devono avere una escursione massima di ± 5 kHz e, fino al 1983 una potenza PAR non superiore ad 1 W.

Da notare che gli apparecchi rice-trasmittenti devono essere costruiti con una separazione fra canale e canale di 25 kHz anziché di 50 kHz, ciò perché, con inizio dal 1° gennaio 1983, tutte le stazioni di questo genere dovranno soddisfare a tale esigenza.

I canali che dovranno essere inseriti fra quelli esistenti oggi (numerati dall'1 al 28) avranno la numerazione supplementare dal 60 all'88.

Le abbreviazioni indicate in tabella hanno il seguente significato: **CS** = chiamata e soccorso; **NN** = collegamento fra nave e nave, **OP** = operazioni portuali, **CP** = corrispondenza pubblica.

STAZIONE COSTIERA DI SANREMO

La stazione costiera di **SANREMO** effettua il servizio **VHF** limitatamente al periodo compreso fra il 1° giugno ed il 30 novembre (33.23 - 18-8-73).



QSL Via SM5CEU

5 H 3 M M

KURT NYGREN
P.O. BOX 1747
DAR ES SALAAM
TANZANIA
AFRICA

Fig. 1 - Cartolina QSL proveniente dalla Tanzania a conferma di un collegamento con I1SOJ in banda 14 MHz. E' stato impiegato il TX Sommerkamp FT277 e l'antenna HY - GAIN 19 AVT/WB.



Fig. 2 - Immagine di identificazione usata dalle emittenti bulgare (BULGARSKA TELEVIZIJA).

RADIODIFFUSIONE PER SWL

Stazioni ad onde corte della Rhodesia. Indirizzo per invio rapporti di ascolto ed informazioni: **RHODESIA BROADCASTING CORPORATION - P.O. Box HG 444 Highlands, Salisbury.**

(Onde medie: 584, 611, 683, 710, 791, 854, 890, 980, 1241, 1255, 1340, 1367 kHz).

Il servizio generale viene svolto sulle seguenti frequenze A = 5012 kHz B = 3396 kHz, C = 2425 kHz.

Orari GMT per giorni feriali (fra parentesi orari domenicali):

0555 - 0630, 3396, 2425 kHz; 0630 - 0745, 3396 kHz; 0745 - 0815 (0700-0815) 5012, 3396 kHz; 0815 - 1745, 5012 kHz; 1745 - 1830, 5012, 3396; 1830 - 1900 3396 kHz; 1900 alla chiusura, 3396, 2425 kHz.

I servizi per l'Africa sono svolti sulle frequenze di 4828, 3306 e 2336 kHz in orari che vanno dalle ore 05.30 alle 22.00. La frequenza maggiormente utilizzata è quella di 3306 kHz.



Fig. 5 - Immagine di identificazione della Radio Telefis Eireann.

RADIOAMATORI

ABBREVIAZIONI USATE DAI RADIOAMATORI (1ª parte)

Per comodità dei radioamatori e degli aspiranti tali pubblichiamo l'elenco delle principali abbreviazioni usate. Il loro significato sarà riportato in lingua inglese, in lingua italiana ed eventualmente nella lingua alla quale si riferiscono. La maggior parte di tale abbreviazioni sono usate ovviamente in CW.

AA	= all after - ripetere tutto dopo di ...
AB	= all before - ripetere tutto prima di ...
ABL	= able - capace, in grado di ...
ABT	= about - circa
ADR, ADS	= address - indirizzo
ADV	= advise - avviso, informazione, comunicazione
AF	= Africa (ad esempio CQ AF)
AFTRNN	= afternoon - pomeriggio
AGN	= again - ancora
AHD	= ahead - avanti
ALNG	= along - luogo
AM	= amplitude modulation - modulazione di ampiezza
ANI	= any - qualche, alcuno
ANR	= another - un altro
ANT	= antenna
AR	= end of message - fine del messaggio
AS, AS M	= wait, wait a minute - aspettate, aspettate un minuto
AW	= auf wiederseh'n (tedesco) - arrivederci
B	= be - essere
BALUN	= balanced to unbalanced - bilanciato / sbilanciato
BC	= broadcast - radiodiffusione
BCL	= broadcast listener - ascoltatore di radiodiffusione
BCNU	= be seeing you - vi risentirò volentieri
BD	= buenos dias (spagnolo) - buon giorno
BCP	= beaucoup (francese) - molto
BD	= bad - cattivo
BDA	= birthday - compleanno
BF	= bassa frequenza
BFO	= beat frequency oscillator - oscillatore a battimento
BG	= buon giorno
BJR	= bonjour (francese - buon giorno)
BK	= back, break, black, book - indietro, interrompersi, nero, libro (break in - lavorare in duplex)
BN	= buona notte, buenas noches (spagnolo)

BN	= been, brown, between - stato, bruno, fra
BQ	= answer to request - risposta dietro richiesta
BS	= buona sera
BSR	= bonsoir (francese) - buona sera
BTR	= better - migliore
BUK	= book - libro
B4	= before - prima
C	= yes - si
CD	= card - cartolina, biglietto
CD, CUD	= could - posso
CDNT	= couldn't - non posso
CFM, CFMG	= confirm confirming - confermo, confermando
CK	= check - controllare
CKT, CCT	= circuit - circuito
CL	= call, closed - chiamo, chiudo
CLG	= calling - chiama
CLBK	= callbook - nomenclatura dei nominativi
CLR	= clear - chiaro, puro, sereno
CDX, CNDX	= conditions - condizioni (di propagazione)
CONV	= converter - convertitore
COZ, COS	= perché
CPI	= copy - copia
CQ	= general call to all stations chiamata generale
CS	= call sign - nominativo
CU, CUA, CUAGN	= see you again - arrivederci presto
CUL	= see you later - arrivederci più tardi
CW	= continuous wave, telegrafia
DA	= day - giorno
DBL	= double - doppio
DCN	= direction - direzione
DCT	= direct - diretto
DE	= from - da
DF	= direction finder - radiogoniometro
DIF	= difference - differenza
DIFF	= difficult - difficile
DLR	= dealer - negoziante
DLR - DLD	= deliver, delivered - consegnare consegnato
DN, D	= down (in frequency) - basso (in frequenza)
DNT	= do not - non
DPE	= dope - informazione
DR	= dear - caro
DS	= danke schon (tedesco) - grazie
DX	= distance, rare station - collegamento a distanza
DXPDN	= dx expedition - spedizione per effettuare DX
EL, ELS	= antenna element - elementi di antenna



Fig. 4 - Immagine televisiva emessa dalla TURKISH RADIO TELEVISION (Turchia).

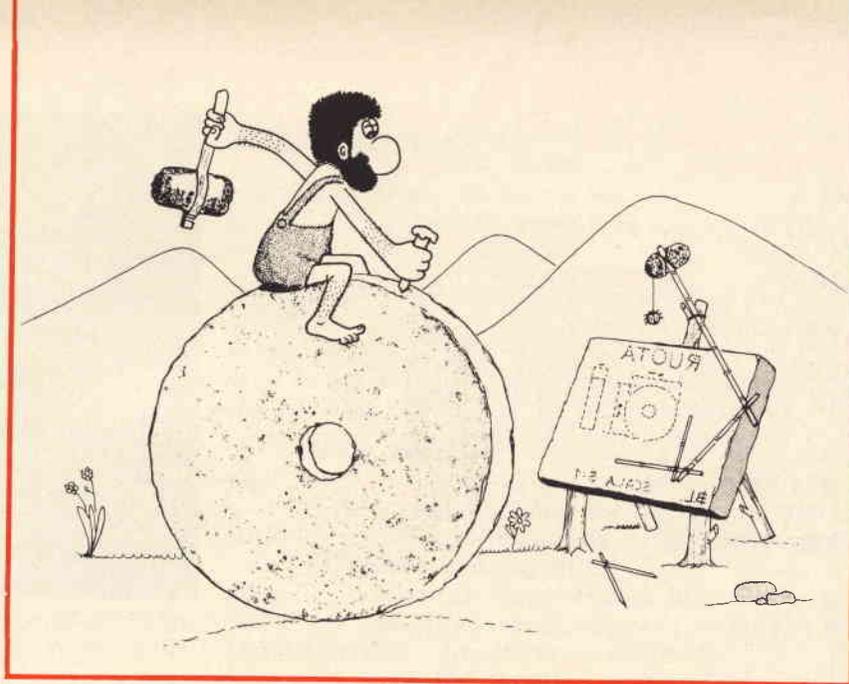
ERE	= here - qui
ES	= and - e
ETA	= estimated time of arrival - tempo approssimativo dell'arrivo
ETD	= estimated time of departure tempo approssimativo di partenza
EU	= Europa
FB	= fine business - buon lavoro
FD	= Field day
FR, FER	= for - per
FIVER	= QSA 5
FM	= from - da (proveniente da)
FM, FRM	= frequency modulation - modulazione di frequenza
FND	= Friend, find - amico, trovare
FOXES	= teleprinter test tapes - nastro di prova per telescrivente
FREQ	= frequency - frequenza
FWD	= forward - avanti
FYI	= for your information - per vostra informazione

NUOVE PUBBLICAZIONI

THE ARRL ANTENNA (manuale della antenna ARRL) edito dalla American Radio Relay League. Newington, Connecticut 06111, prezzo \$ 2,50 negli Stati Uniti. In questo interessante volume i primi sei capitoli sono dedicati ad illustrare i principi di funzionamento dei vari tipi di antenna e delle linee di trasmissione della propagazione delle onde em in funzione dell'antenna utilizzata. A partire invece dal sesto capitolo si trovano tutti i dati tecnici per la realizzazione pratica delle antenne per le diverse bande. Molto interessante l'ultimo capitolo in cui sono prese in considerazione le caratteristiche meccaniche ed i sistemi per individuare la direzione geografica.

brevetti

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



n. 866091

Apparecchio di misura della rifrazione particolarmente adatto alla misura di distanze per mezzo di onde elettromagnetiche.

AGA AKTIEBOLAG

n. 866092

Temporizzatore del ritardo di disinserzione e sorgente di tensione continua ausiliaria, generata internamente per un commutatore a corrente alternata e raddrizzatore comandato per l'impiego in esso.

WESTINGHOUSE ELECTRIC INC.

n. 866094

Dispositivo per il serraggio automatico di terminali di cavi elettrici e metodo di fabbricazione e funzionale relativo.

FORNASIER ADRIANO

n. 866097

Dispositivo per la chiusura ed apertura ritmica di circuiti elettrici.

BLINK STOP. INTERNATIONAL.

n. 866101

Dispositivo di stampa per apparecchi di controllo in impianti di telecomunicazione, in particolare per impianti telefonici.

DEUTSCHE TELEPHONWERKE.

n. 866103

Disposizione per la ricezione reciproca di chiamate in impianti di commutazione, specie telefonici.

SIEMENS AKT.

n. 866104

Dispositivo per la generazione induttiva con comando a tasto di impulsi telegrafici.

C. S.

n. 866107

Procedimento ed apparecchiatura per rilevare fughe di vuoto.

VARIAN ASSOCIATES

n. 866112

Contatore di calcolo e procedimento utilizzabile per il conteggio di frequenze bassissime ad alta risoluzione.

TIME SYSTEMS CORP.

n. 866118

Condensatore a dielettrico variabile.

RC 95 INCORP.

n. 866121

Procedimento per l'ottenimento di un'uscita di picco in una centrale elettrica a vapore.

NETTEL FREDERICK

n. 866131

Generatore acustico.

SPADINI PAOLO

n. 866136

Bobina di reattanza trifase con nucleo magnetico.

AKT. BROWN BOVERI

n. 866137

Scaricatore elettrico di sovratensioni.

C. S.

n. 866139

Dispositivo per la misurazione diretta del contenuto di ossigeno nei metalli fusi.

NIPPON KOKAN

n. 866148

Circuito di sincronizzazione di fase.

NIPPON ELECTRIC CO. MTD.

n. 866154

Dispositivo per la regolazione della purezza dei colori.

N.V. PHILIPS

n. 866163

Sistema ottico di avviamento laser.

COMP. LASERS

n. 866164

Relè di potenza a filo caldo ad azione a scatto.

GENERAL ELECTRIC CO.

n. 866165

Unità costruttiva composta da piastre con circuiti elettrici.

ZUSE KG.

n. 866169

Apparecchio analizzatore di gas che presentano suscettibilità paramagnetica.

SIEMENS AKT.

IMPARIAMO A INDIVIDUARE LE ANOMALIE DEI TELEVISORI GUARDANDO LE IMMAGINI

Durante l'annata che sta per concludersi con questo numero, abbiamo passato in rassegna le principali anomalie che si possono individuare osservando attentamente le immagini che compaiono sullo schermo dei televisori.

E' una prassi questa che è seguita normalmente dai tecnici dotati di buona esperienza i quali con questo metodo sono in grado di stabilire rapidamente in che stadio si trovi una data anomalia la quale, ovviamente, dovrà essere ricercata in seguito tramite i mezzi tradizionali.

In avvenire non mancheremo di dedicare alcune puntate alla tecnica delle riparazioni relative ai televisori a transistori i quali a poco a poco stanno sostituendosi a quelli a tubi elettronici. Riteniamo però di fare cosa gradita ai lettori terminando questa nostra trattazione pubblicando un breve glossario dei principali termini che sono impiegati in televisione dandone altresì la versione in lingua inglese, e chiarendo alcuni dubbi di taluni lettori.

LESSICO TV

Cinescopio - *picture tube*.

Comando di linearità - *linearity control* (regola la variazione di velocità di analisi durante l'intervallo allo scopo di correggere deformazioni geometriche).

Comando di sincronismo orizzontale - *horizontal hold control*.

Comando di sincronismo verticale - *vertical hold control*.

Contrasto - *contrast*.

Cancellazione - *blanking*.

Definizione - *resolution* (in pratica misura l'attitudine a delineare i dettagli di una immagine).

Distorsione geometrica - *geometric distortion* (spostamento degli elementi che costituiscono una immagine rispetto all'originale).

Diodo smorzatore (o di recupero) - *damper diode*.

Extra alta tensione - *Extra high voltage (EAT-EHV)*.

Frequenza di riga - *line frequency*.

Accoppiamento righe - *pairing* (le righe appaiono raggruppate due a due anziché essere spaziate fra di loro).

Analisi progressiva - *progressive scanning* (il caso in cui le righe adiacenti sono analizzate una dopo l'altra).

Amplificatore video - *video amplifier*.

Analisi rettilinea - *rectilinear scannig* (procedimento con il quale una data superficie viene analizzata con una prestabilita sequenza di righe di analisi diritte e parallele).

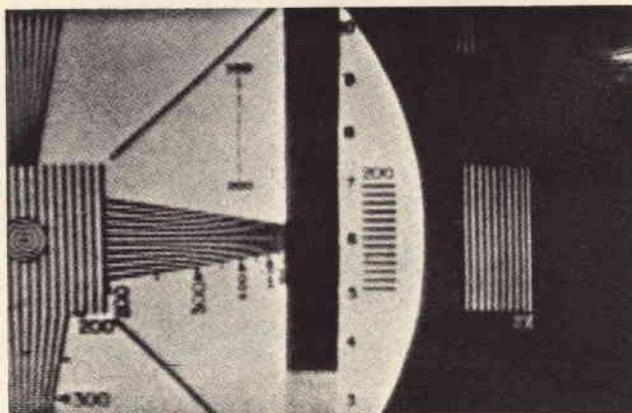


Fig. 1 - Caratteristico effetto moiré visibile nel cono del monoscopio.

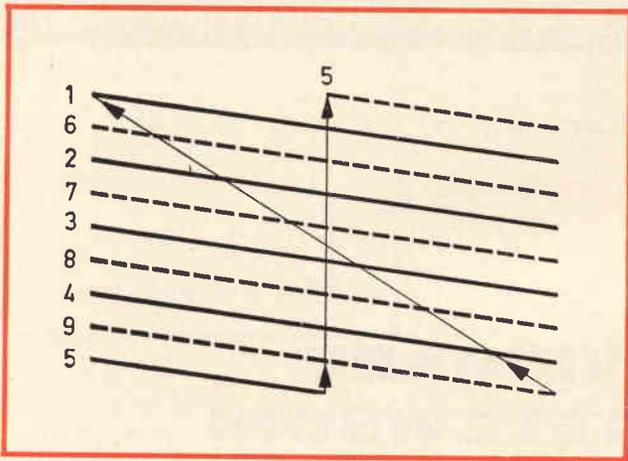


Fig. 2 - Esempio pratico di interlacciatura delle righe del quadro pari con le righe del quadro dispari che consente di ottenere una migliore stabilità d'immagine.

Analisi o scansione - *scannig*.

Altezza - *Height*.

Amplificatore dei sincronismi - *synchronising amplifier*.

Amplificatore e tosatore del blanking - *blanking amplifier and Clipper*.

Alimentazione - *supply*.

Bobine di focalizzazione - *focus coil*.

Fattore di interlacciamento - *interlace factor* (misura il grado di interlacciamento di due quadri).

Fuoco - *focus*.

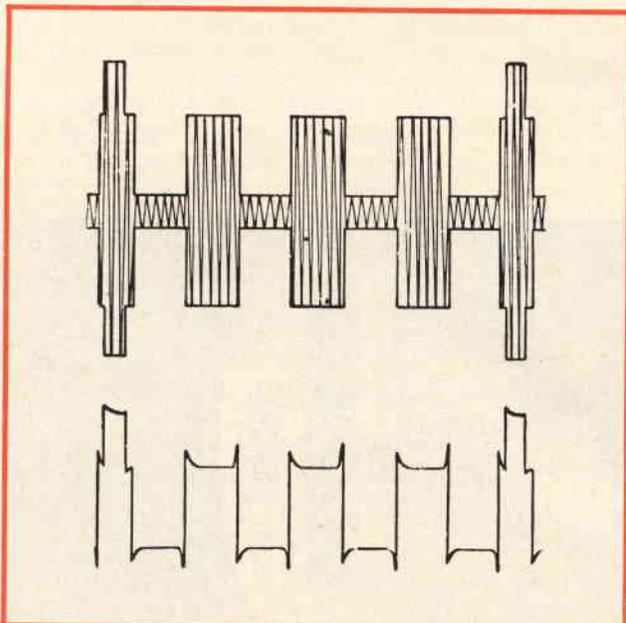


Fig. 3 - Sovraoscillazione (overshoot), in basso, dovuta ad imperfetta sintonia dell'audio. Questo fenomeno è noto con il termine di effetto cammeo.

Giogo di deflessione - *deflection yoke* (*deflection coils*).

Immagine - *image* (talvolta *frame per quadro*).

Incrinatura - *cracking - flaw* (*fenditura specialmente per quanto si riferisce ai bulbi dei tubi elettronici*).

Intervallo di ritorno - *retrace interval od anche return interval*.

Intervallo di traccia - *trace interval*.

Linearità dell'analisi - *scannig linearity*.

Livello del bianco - *white level*.

Livello del nero - *black level*.

Onda a dente di sega - *sawtooth wave*.

Portante audio - *sound carrier* (*portante le cui bande di modulazione contengono l'informazione sonora, naturalmente associata a quella video*).

Punto esploratore - *spot* (*la traccia dovuta al pennello elettronico sullo schermo del tubo a raggi catodici*).

Quadro - *frame, field*.

Piedino - *pin*.

Post - Ultor, l'elemento di un tubo RC al quale è applicata una tensione continua più elevata di quella dell'ultor allo scopo di accelerare gli elettroni che compongono il fascio dopo la sua deflessione. L'ultor è invece l'elemento al quale è applicata la più alta tensione continua allo scopo di accelerare gli elettroni del fascio, prima della loro deflessione.

Punti scuri - *opaque spots* (*si tratta di un difetto superficiale, in un tubo a RC, per cui il vetro non permette il passaggio della luce*).

Reinserzione della corrente continua - *DC restoration*.

Reticolo - *raster*.

Riga di analisi - *scannig line*.

Ritorno - *return oppure flyback* (*il veloce, ritorno del fascio elettronico in direzione opposta a quella propria dell'analisi attiva*).

Scansione - *scanning* (*di riga, line scan*).

Scansione di quadro - *field scanning*.

Scala dei grigi - *grey scale* (*parte della figura, ad esempio di un monoscopio, in cui si possono osservare le varie tonalità che vanno dal grigio chiaro al nero*).

Selettore (RF) - *tuner*.

Volume - *volume* (*control volume*).

Tensione - *voltage*.

Traccia di ritorno - *trace return*.

L'EFFETTO MOIRÈ

Trattiamo brevemente l'effetto moiré sul quale un lettore ci ha chiesto chiarimenti.

In primo luogo precisiamo che moiré significa marzato un vocabolo non troppo usato in Italia che deriva da marezzo (mare) e che indica una variegatura con linee sinuose che deviano dal loro percorso più o meno rettilineo.

La figura 1 si riferisce ad un caso evidente di effetto moiré, chiaramente visibile nei cunei orizzontali.

Si tratta di un fenomeno che dipende da una interlacciatura imperfetta.

E' noto infatti che le righe di un quadro pari, per spiegarci meglio le righe 2, 4, 6, 8 e così via, debbono trovarsi esattamente nel mezzo delle righe di un quadro dispari e cioè le righe 1, 3, 5, 7, 9 ecc. (figura 2). Qualora per una ragione qualsiasi l'interlacciatura non sia corretta si manifesterà l'effetto di cui sopra.

Generalmente l'effetto moiré è dovuto ad una imperfetta regolazione del comando di sincronismo di quadro per cui agendo su di esso l'anomalia scompare immediatamente.

Qualora l'inconveniente non sparisca agendo sul suddetto comando, significa che vi è qualche componente difettoso nel circuito integratore del sincronismo di quadro. In genere si tratta di qualche resistenza o di qualche condensatore che è difettoso.

CREPITIO INTERCARRIER

Un altro lettore ci chiede chiarimenti circa il crepitio, accompagnato da suono sull'immagine, che riscontra durante le emissioni televisive.

Il crepitio intercarrier può dipendere tanto dal ricevitore TV quanto dal trasmettitore.

Nel primo caso dipende dal fatto che il circuito trappola, che può essere uno ed anche più di uno, per la media frequenza audio, non è o non sono ben

regolati. Se dopo aver effettuato la regolazione il disturbo permane ciò significa che esso è dovuto al trasmettitore.

Può succedere infatti che le portanti video ed audio non siano irradiate nel giusto rapporto di intensità e cioè in modo tale che la potenza audio corrisponde ad 1/4 della potenza video in assenza di modulazione.

Qualora la potenza audio irradiata sia più elevata, del normale può manifestarsi il suddetto disturbo.

L'unico rimedio possibile è quello di tarare accuratamente i circuiti trappola in modo che assorbano la massima energia possibile. Talvolta si può aumentare l'accoppiamento del circuito trappola con il trasformatore di media frequenza, aumentando la capacità del condensatore interessato a tale circuito.

EFFETTO CAMMEO

Si parla di effetto cammeo quando l'immagine dà una sensazione di rilievo.

In genere si ha la formazione di un bordo molto scuro a lato delle superfici nere e di uno molto chiaro a lato delle superfici bianche.

Questo fenomeno, noto anche con il nome di overshoot, cioè sovraoscillazione, è chiarito dalla figura 3 in cui nella parte superiore è possibile osservare una onda portante modulata da un segnale rettangolare.

Quando si verifica l'overshoot l'onda portante attraversa gli stadi ad alta frequenza e media frequenza producendo nell'amplificatore video una tensione la cui forma quella illustrata nella parte inferiore della figura. Si può notare che ad ogni variazione del segnale la tensione sovraoscilla (da cui il termine overshoot) in corrispondenza degli angoli.

Sintonizzando accuratamente il televisore si potranno trovare tre punti in cui il suono è massimo, il punto centrale è quello esatto che non dà luogo all'overshoot.

APPARECCHIO CHE CONTROLLA LE CHIAMATE MA NON LE CONVERSAZIONI TELEFONICHE

Tutti i dati disponibili relativi a ciascuna chiamata fatta o ricevuta attraverso un centralino telefonico privato (PBX) possono essere catturati ed elaborati da un sistema progettato e costruito dalla Minster Automation Ltd., Mill Lane, Wimborne, Dorset, Inghilterra).

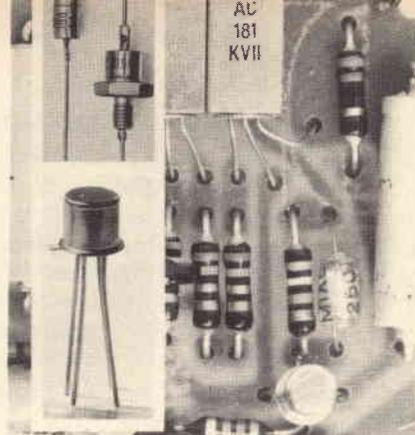
Le tecniche impiegate sono simili a quelle utilizzate per la registrazione di dati dove le informazioni vengono immagazzinate su un nastro magnetico scritto ad incrementi, compatibile con l'industria. Il nastro viene elaborato, a seconda delle esigenze dell'utente, su un calcolatore, capace di effettuare analisi statistiche dei dati; i risultati vengono stampati in una forma adatta per l'impiego da parte della direzione.

Tutte le linee del centralino e tutte le linee interne vengono controllate per rivelare cambiamenti nelle condizioni delle linee. Il sistema è capace di individuare sei condizioni possibili: microfono agganciato, microfono sganciato, chiamata, composizione di un numero, misurazione, trasmissione della chiamata. Nel momento in cui si verifica ciascun evento, esso viene registrato sul nastro insieme al numero di linea, alla data ed all'ora. Tutti gli eventi sulla linea vengono registrati in questo modo, tranne le conversazioni che non possono entrare nel sistema e per le quali non sono previsti dispositivi in tale scopo.

Le informazioni raccolte possono mettere in evidenza, dopo essere state elaborate, una lunghezza od un costo eccessivo delle chiamate, le chiamate ad un posto o ad un servizio particolare, chiamate internazionali, chiamate eseguite esternamente ad un luogo o ad un deposito per il quale è fornito od è necessario un circuito privato, oppure l'impiego eccessivo o il non impiego di linee esterne o interne.

Su reti grandi od a traffico intenso, è in grado di fornire un'analisi del traffico, con avviso tempestivo di congestioni oltre ad indicare difetti nel funzionamento, l'impiego senza precauzioni o l'impiego errato del telefono, la necessità di riordinamento del sistema per mantenere o migliorare il servizio, e le conseguenze di cambiamenti settoriali o di personale.

schemi



a cura di I. WILSON

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 PREAMPLIFICATORE CON CONTROREAZIONE E USCITA VARIABILI

Con i transistori BC 414 e BC 307 è stato realizzato un preamplificatore a basso rumore adatto pure per collegamento ad un miscelatore. L'amplificatore possiede una controreazione variabile, che garantisce una grande sicurezza alla sovrarmodulazione, lo schema elettrico è illustrato in fig. 1.

Il circuito consta di due transistori accoppiati galvanicamente, il BC 414 è a basso rumore. L'amplificazione di corrente massima è di circa 750 e viene regolata con un potenziometro inserito nell'uscita; con il resistore della parte superiore del potenziometro viene ridotta la tensione di uscita, il resistore della parte inferiore funziona come controreazione.

L'andamento della distorsione in dipendenza dell'amplificazione di tensione è contenuto, sino a una tensione di uscita di 2 V, sotto l'1%.

La tensione di alimentazione può venire scelta fra 25 V e 45 V.

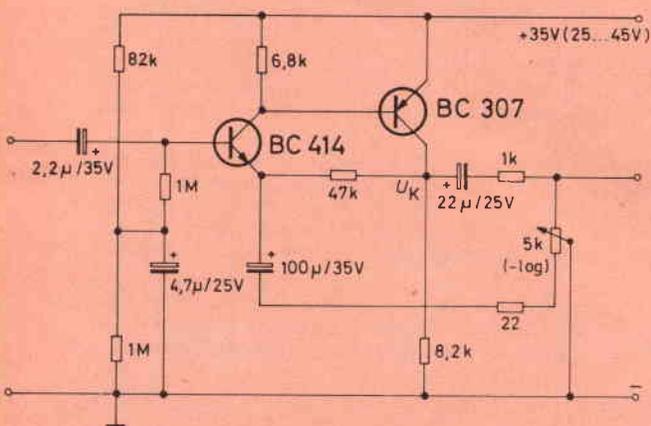


Fig. 1

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	35 V (25 sino 45)
Assorbimento di corrente:	2,9 mA
Resistenza di ingresso a V_u max:	70 k Ω
Resistenza di ingresso a V_u min:	600 k Ω
Massima amplificazione di tensione:	57 dB
Massima tensione di uscita ($k=1\%$):	2 V
Curva di frequenza	
(3 dB) V_u max = 750:	14 Hz sino 220 kHz
Curva di frequenza	
(3 dB) V_u min = 4:	10 Hz sino 800 kHz
Protezione alla sovrarmodulazione	
(riferito a $V_i = 0,2$ mV):	32 dB
Soppressione della tensione di ronzio a V_u max.	
$R_o = 200 \Omega$:	— 11,5 dB
$R_o = \rightarrow \infty$:	— 2 dB
Rapporto tensioni segnale - disturbo	
$R_o = 200 \Omega$ (riferito a $V_i = 0,2$ mV):	51 dB
$R_o = 47$ k Ω ; 50 dB riferito a V_i :	1,2 mV

2 STADIO PREAMPLIFICATORE DI BF

Lo schema di fig. 2 rappresenta uno stadio di amplificazione che impiega un transistor al silicio npn BC 414 a basso rumore; per la sua linearità, adatto come preamplificatore o stadio intermedio, può essere alimentato da 20 a 40 V.

L'amplificazione di tensione è determinata, in base al resistore R1, sul valore di 13. Più bassi valori di R1 comportano una più elevata amplificazione ma con

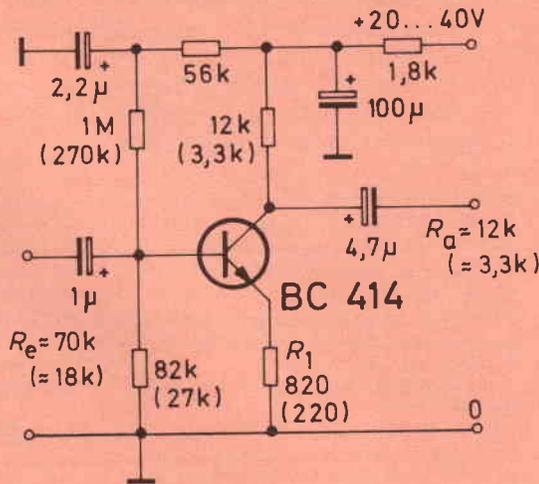


Fig. 2

maggior fattore di distorsione e minore resistenza di ingresso. Una più bassa resistenza di uscita, rispetto ai nominali 3,3 kΩ, si ottiene con un'amplificazione uguale impiegando i componenti di valore segnato fra parentesi.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	26 V
Assorbimento di corrente:	ca. 1 mA
Amplificazione di tensione:	13
Tensione max. di uscita (k=1%):	6,5 V
Curva di frequenza (-1 dB, $V_{u1000} = 0,3$ V):	< 10 Hz ÷ 10 kHz
Resistenza di ingresso:	70 kΩ
Soppressione tensione di ronzio ($V_r = 1$ V, 50 Hz):	13 mV/V

3 REGOLATORE DI TEMPERATURA CON C.I. TAA 861

Il circuito di fig. 3 rappresenta un regolatore di temperatura che, tramite due relè, può comandare il senso di rotazione di un motore a stella per l'apertura o chiusura di una valvola; vi è inoltre la possibilità di regolare i margini del campo di riposo.

Un amplificatore operazionale integrato TAA 861,

controreazionato, pilota le basi dello stadio finale controfase e ciascun transistor finale T3 e T4 aziona un relè.

Il controllo della temperatura avviene con una sonda a termistore, tipo K 274, inserita in un circuito a ponte, composto dai resistori R1 fino R6. Il ponte ha il vantaggio di annullare eventuali oscillazioni della temperatura ambiente e della tensione di alimentazione.

Il valore della temperatura da controllare viene predisposto con il resistore variabile R1.

L'uscita del ponte è collegata all'ingresso differenziale dell'amplificatore operazionale; i rami del ponte

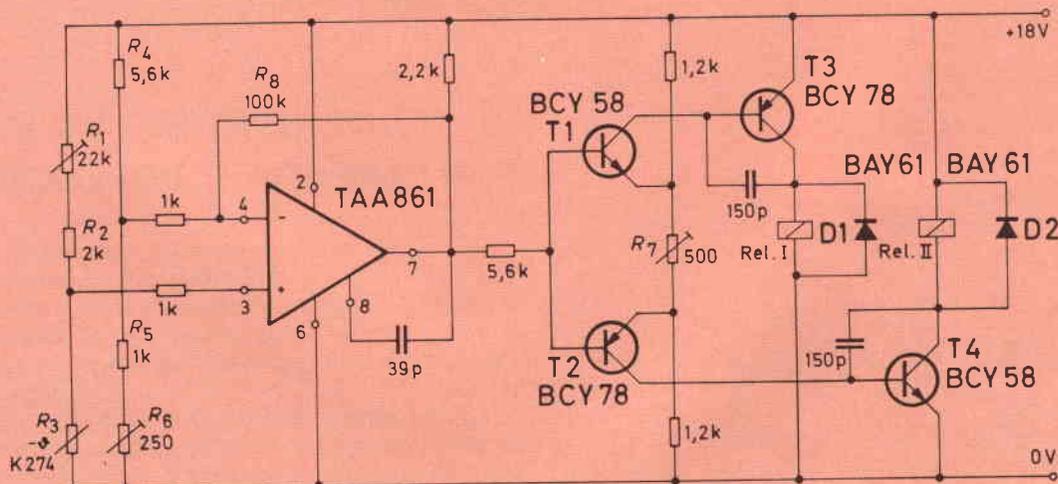


Fig. 3

sono dimensionati in modo tale che, al disotto del valore di temperatura voluto, l'ingresso non invertitore dell'amplificatore risulta positivo rispetto all'ingresso invertitore. All'uscita dell'amplificatore si ha allora un elevato potenziale così che i transistori T1 e T3 vanno in conduzione e il relè I viene attratto.

Al raggiungimento della temperatura fissata, i due relè risultano diseccitati, mentre al superamento della stessa si inverte la polarità della tensione V34, in modo che i transistori T2 e T4 entrano in conduzione e il relè II si attrae.

Con il potenziometro R7 si può regolare il margine di riposo rispetto al valore di temperatura fissato sino a $\pm 0,5^\circ\text{C}$, in cui i due relè sono diseccitati; il minimo intervallo è dato dalla somma delle tensioni di base V_{BE} di T1 e T2 che è circa 1,2 V, che corrisponde a $0,2^\circ\text{C}$. Un intervallo maggiore si può raggiungere diminuendo l'amplificazione dell'amplificatore operazionale agendo sul resistore R8.

Il potenziometro R6 serve per la regolazione fine dell'equilibrio del ponte.

DATI TECNICI

Tensione di batteria:	18 V
Campo di temperatura:	25°C sino 95°C
Temperat. massima ammessa dalla sonda K274:	100°C
Scostamento di misura per una variazione della V batt. del $\pm 10\%$:	< 0,1°C
Zona di riposo regolabile:	0,2°C a 1°C
Relè:	
tipo V 23016 bobina 230 Ω , un contatto di scambio	

4 ALIMENTATORE STABILIZZATO 5 ÷ 16 V 5 A

Lo schema di fig. 4 rappresenta l'impiego di un amplificatore operazionale tipo TAA 861 in un alimentatore a tensione di uscita costante. Come tensione di riferimento sono impiegati due diodi Zener BZX 55 collegati in serie.

Lo Zener da 0,8 V è polarizzato in senso diretto e serve per una buona compensazione della temperatura.

Fra l'uscita dell'amplificatore operazionale e la base del transistor di uscita T2 è inserito uno stadio pilota PNP.

La limitazione della corrente di uscita avviene tramite un accoppiamento con l'amplificatore operazionale

DATI TECNICI

Tensione di ingresso:	7 ÷ 18 V
Tensione di uscita = tensione di ingresso:	— 2 V
Corrente di carico:	max. 5 A
Variazione della tensione di uscita:	max. $10^{-4} \times \Delta V_i$
Scostamento per temperatura:	$5 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$

a mezzo dei transistori T3 e T4. La soglia di intervento (caduta di tensione sulla R6 della corrente di uscita) può venire regolata con il resistore variabile R4. Data la caratteristica negativa di questo circuito limitatore, in caso di corto-circuito scorre una corrente molto minore rispetto ad altri sistemi.

La tensione stabilizzata di uscita avrà un valore pari a quella di entrata: meno 2 V.

Per un sufficiente raffreddamento del transistor di uscita si dovrà tenere la superficie del dissipatore di almeno 50 x 70 mm.

5 CONVERTITORE A 24 V PER LAMPADA FLUORESCENTE

Per l'impiego di una lampada fluorescente da 65 W con una batteria a 24 V (impianto di illuminazione di emergenza) si presta il multivibratore controfase illustrato in fig. 5. Con questo circuito si possono alimentare normali tubi, senza altri dispositivi supplementari di innesco.

La limitazione della corrente nella lampada avviene, in modo economico, con l'impedenza di un condensatore; pertanto non è necessaria alcuna bobina di reattanza.

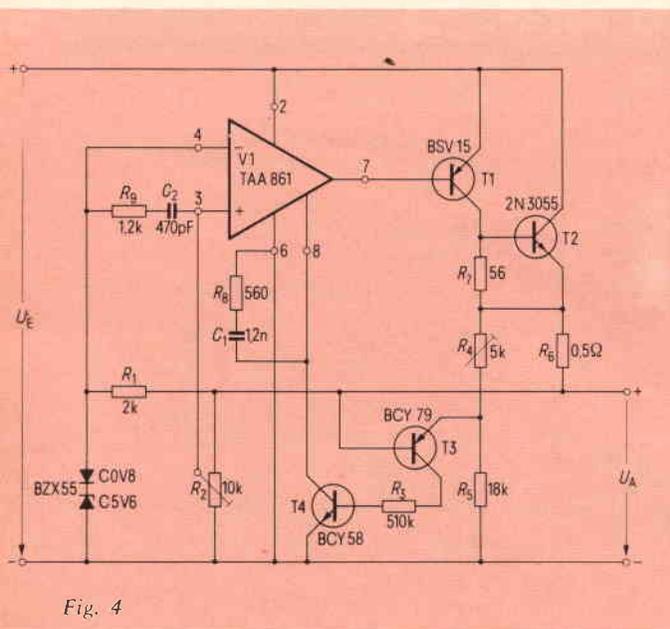


Fig. 4

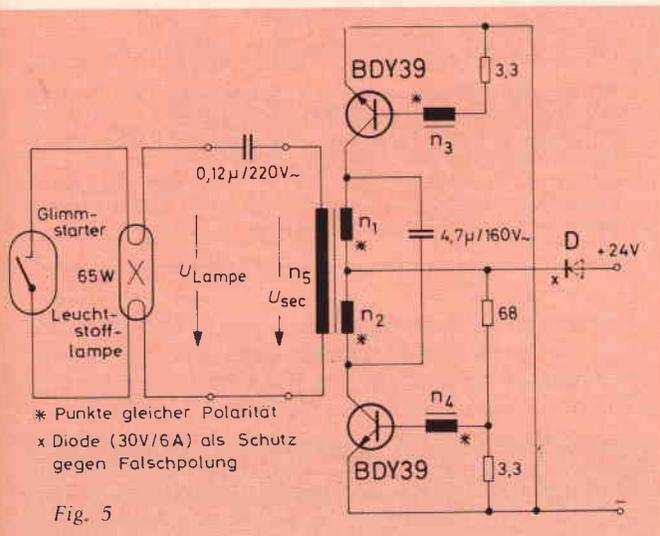


Fig. 5

DATI TECNICI

Tensione di batteria:	24 V
Frequenza di lavoro:	4 kHz
Assorbimento di corrente:	4,5 A
Potenza assorbita:	108 W
Potenza della lampada:	65 W
Rendimento:	60%
Picchi di corrente alla lampada:	2,4 A
Corrente efficace della lampada:	0,65 A
Tensione picco di uscita (V sec.):	300 V
Picchi di tensione all'innesco:	700 V
Massima temperatura ambiente:	60°C
Resistenza termica del dissipatore per ogni transistor:	8°C/W
Trasformatore: nucleo in ferrite 2 x E 55 senza traferro, materiale T26	
Avvolgimenti:	n1 = n2 = 10 spire Ø 1,0 n3 = n4 = 2 spire Ø 0,75 strato di isolamento dalla rete n5 = 120 spire Ø 0,75

La frequenza di oscillazione di 4 kHz ha diversi vantaggi:

- 1) La corrente della lampada viene limitata al valore nominale di circa 630 mA con un piccolo condensatore da 0,12 µF.
- 2) Il trasformatore del multivibratore ha un ingombro minore rispetto a quello necessario con una frequenza di oscillazione più bassa.

3) La resa luminosa del tubo fluorescente è migliore a frequenza elevata.

All'inserzione si presentano alla lampada picchi di tensione sino ai 700 V, è garantito pertanto un sicuro innesco.

Il diodo D può venire inserito come protezione per eventuali falsi allacciamenti della batteria a polarità invertita.

6 INTERRUOTTORE FINE CORSA A MAGNETORESISTORE

Con la sigla FP210D250 è denominato un particolare montaggio di due magnetoresistori sulle espansioni

polari di un piccolo magnete permanente, il tutto racchiuso in una custodia.

Una applicazione di tale magnetoresistore differenziale, come interruttore fine corsa, è illustrata, per quanto riguarda il principio costruttivo, in fig. 6 ed in fig. 7 è visibile lo schema elettrico.

Quando l'ancorina di ferro dolce viene spostata rispetto ai magnetoresistori, varia il campo magnetico.

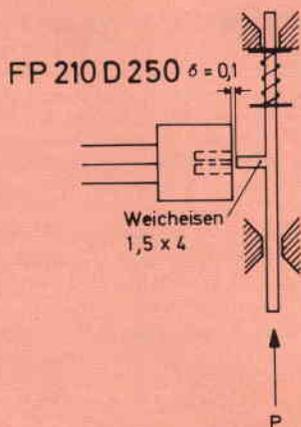


Fig. 6

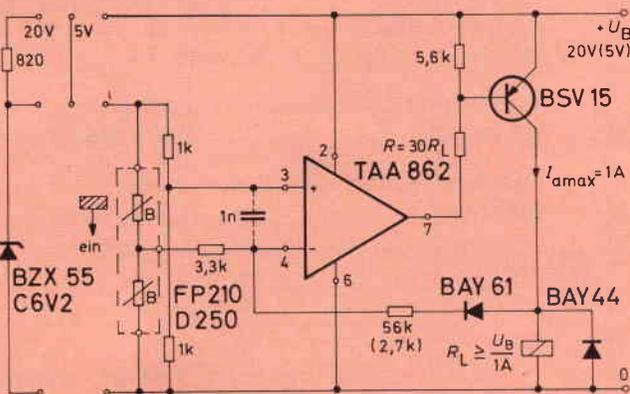
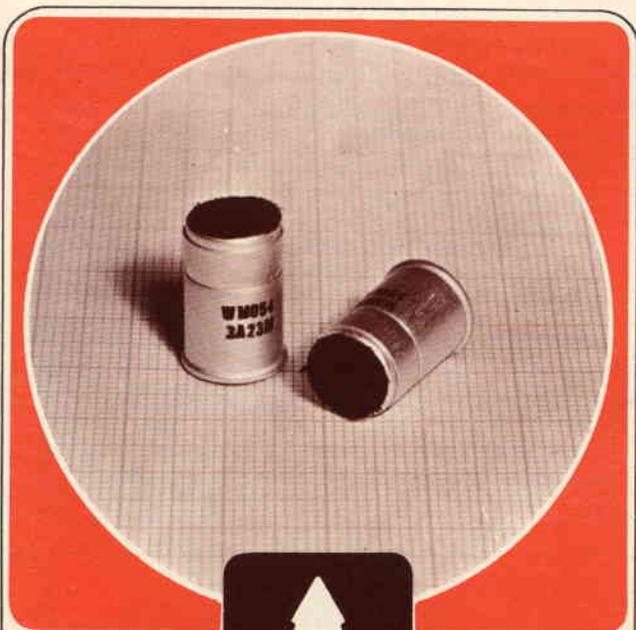


Fig. 7



MATSUSHITA

CAPSULA MICROFONICA a condensatore

Impedenza: $1000 \Omega \pm 30\%$ a 1000 Hz

Sensibilità: $-58 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$

Direttività: omnidirezionale

Tensione applicabile: $1 \div 10 \text{ Vc.c.}$

Tensione lavoro standard: $4,5 \text{ Vc.c.}$

Rapporto segnale/rumore: $> 40 \text{ dB}$

Dimensioni: $\varnothing 11 \times 16,5 \text{ mm}$

Esecuzione con positivo a massa

WM-053Z

QQ/0354-00

Esecuzione con negativo a massa

WM-054Z

QQ/0356-00



G.B.C. Italiana - REDIST division
Divisione Distribuzione Componenti.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	20 V (5 V)
Massima corrente commutabile:	1 A
Precisione alla commutazione:	$< 0,001 \text{ mm}$
Max. coefficiente di temperatura del punto di scatto:	$\sim \pm 0,0004 \text{ mm/}^\circ\text{C}$
Corsa di isteresi:	$\sim 0,3 \text{ mm}$
Curva di salita dei magnetoresistori:	$\sim 3 \text{ V/mm}$

e pertanto i valori ohmmici dei magnetoresistori variano, si sbilancia quindi il ponte composto dagli stessi e dai resistori da $1 \text{ k}\Omega$ e il segnale ricavato è portato all'ingresso dell'amplificatore integrato TAA 862.

Con tale dispositivo si raggiunge una precisione allo scatto $< 0,001 \text{ mm}$; il circuito può essere alimentato a 20 V od a 5 V compatibilmente con l'integrato TTL impiegato, la corrente di interruzione massima ammonta a 1 A.

La controeazione sull'integrato è stata prevista in modo che oscillazioni della tensione di alimentazione non influenzano praticamente sul punto di funzionamento. Il diodo BAY 61 interrompe la controeazione sin tanto che sul circuito del ponte viene raggiunto il punto zero.

La precisione di interruzione dipende in larga misura dalla costruzione meccanica dell'interruttore, mentre la dipendenza del punto di intervento con la temperatura è causato dalla differenza del coefficiente TK dei magnetoresistori.

La capacità indicata a linea tratteggiata all'ingresso dell'amplificatore operativo sopprime eventuali tensioni di disturbo.

Con lo stadio di potenza del transistor BSV 15 è stato ampliato il circuito in modo che si possono avere correnti di uscita sino a 1 A. L'alimentazione a 20 V prevede una stabilizzazione mediante il ramo comprendente il diodo Zener BZX 55C6V2 che è da escludere in caso di alimentazione con batteria a 5 V.

Estratto da «Halbleiter-Schaltbeispiele 1972/73» della SIEMENS Aktiengesellschaft.

PROGRAMMI SPECIALI PER GLI ALBERGHI SHERATON

La Itt Sheraton Corporation e la Creative Cine Tel hanno lanciato una serie di programmi gratuiti destinati alle camere d'albergo del Sheraton Anaheim, a due chilometri da Disneyland, vicino a Los Angeles. Il canale Sheraton ha già raggiunto i televisori di circa 17 mila camere in 33 dei suoi alberghi e motel d'America e d'Europa.

Il sistema Creative Cine Tel si basa sulla utilizzazione di quattro «lettori» Sony che permettono ai clienti di vedere due film al giorno ed in più, i normali programmi dei vari canali televisivi.

Edward Bogien, presidente della Creative Cine Tel pensa che la televisione a pagamento non avrà un futuro limitato: «ai nostri giorni, l'aria condizionata e la tv a colori a pagamento sono ormai necessari nelle camere d'albergo come il sapone».

IL COMANDO A TIRISTORI DEI MOTORI ELETTRICI

a cura di O. MAZZA

Vengono descritti due moderni metodi di comando dei motori dei veicoli elettrici: per mezzo di transistori di potenza o di tiristori. Nei due casi, la corrente continua fornita dall'accumulatore è divisa in impulsi di durata variabile in funzione dello sforzo richiesto al motore. Questo metodo tende a sostituire il vecchio reostato che dissipa in calore una parte dell'energia dell'accumulatore.

Per offrire un passaggio all'extra corrente di rottura che nasce al termine di ogni impulso si deve sempre collegare un diodo in parallelo sul motore. La figura 1 mostra che la corrente nel diodo assicura il passaggio di una corrente quasi continua (e non pulsante) nel motore, il cui funzionamento è regolare e silenzioso.

Noi non parliamo dell'impiego dei transistori di potenza, perché il nostro interesse è dedicato ai tiristori. In effetti, quando si utilizzano dei transistori di potenza, si è portati a montarne da otto a dieci in parallelo per raggiungere la potenza desiderata. Esistono in compenso dei tiristori estremamente potenti, al punto che la S.N.C.F. (Ferrovie francesi) li utilizza sulle sue locomotive elettriche. Inoltre i tiristori sono meno sensibili alla sovra-intensità ed esigono una potenza di comando più bassa dei transistori. In compenso, quando i tiristori sono alimentati in corrente continua, è difficile disattivarli.

A questa mancanza si può sopperire con due procedimenti:

— Interrompere la corrente nel circuito anodo-catodo del tiristore.

— Inviare una corrente inversa nel tiristore, in modo che la corrente continua che ne risulta sia inferiore alla corrente di mantenimento. Questo risultato è generalmente ottenuto scaricando nel senso inverso un condensatore C_c nel tiristore. Il valore di questo condensatore è dato approssimativamente dalla formula:

$$C_c \approx \frac{T_o I_a}{V_c}$$

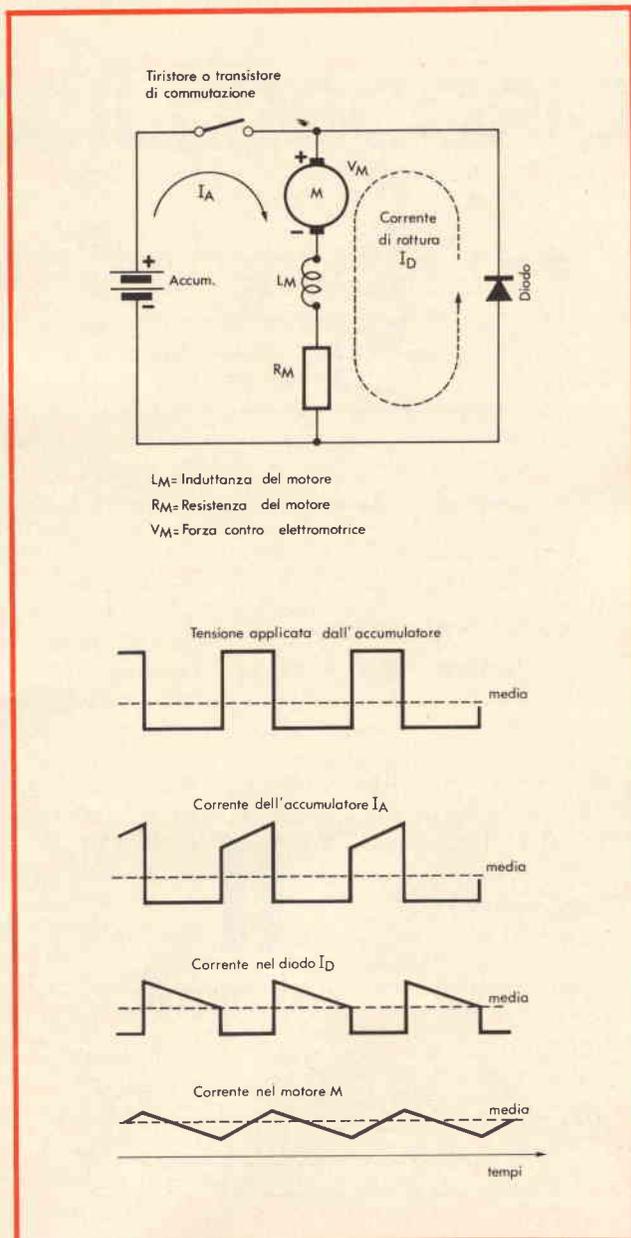


Fig. 1 - Principio di comando di velocità di un motore a corrente continua tramite la modulazione in ampiezza degli impulsi.

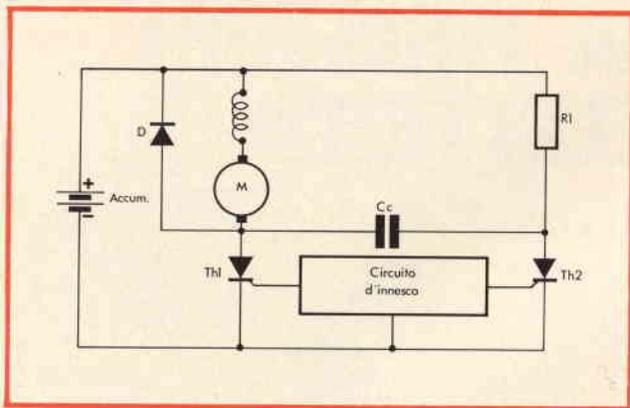


Fig. 2 - Comando di velocità per mezzo di un carico resistivo.

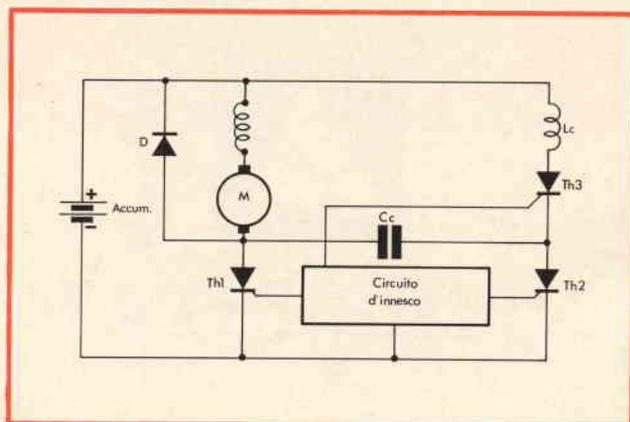


Fig. 3 - Comando di velocità per mezzo di un carico induttivo.

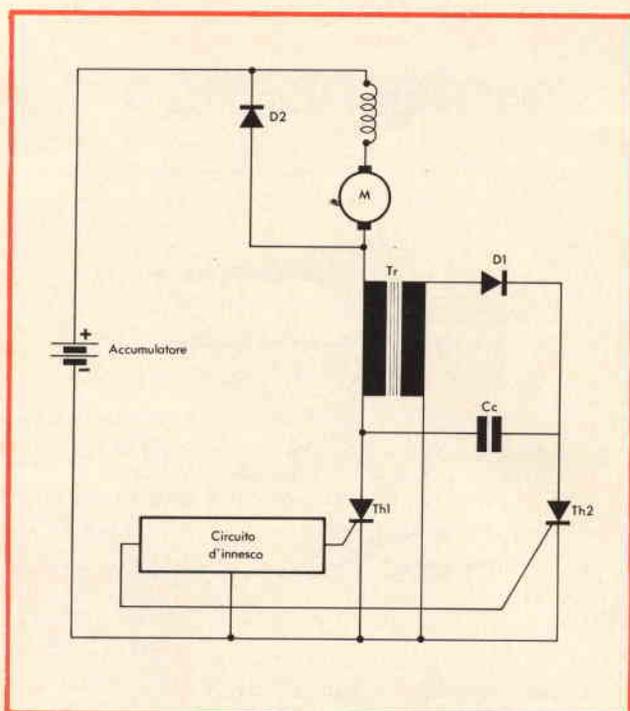


Fig. 4 - Comando di velocità per mezzo di un trasformatore di carico.

dove:

C_c = capacità necessaria per ottenere la commutazione del tiristore; vale a dire il suo bloccaggio.

T_o = tempo necessario al tiristore per bloccarsi.

I_a = intensità anodica prima della commutazione.

V_c = tensione ai terminali di C_c prima della commutazione.

Si vede così che, per diminuire l'ingombro di C_c , bisogna caricare il condensatore ad una tensione V_c la più elevata possibile, e bisogna anche scegliere un tiristore che abbia un tempo di bloccaggio T_o il più ridotto possibile.

Esempio: Se $T_o = 220 \mu S = 20 \times 10^{-6} S$.

$$I_a = 200 A.$$

$$V_c = 36 V.$$

ci vorrà un condensatore di:

$$C_c = \frac{20 \times 10^{-6} \times 200}{36} \times 10^{-6} = 110 \times 10^{-6} F = 11 \mu F$$

Se si desidera una frequenza di commutazione di 50 Hz, il valore di R_1 sarà di circa 50Ω per assicurare la carica di C_c durante una durata di attivazione del 10%. Questo valore di resistenza produrrà una dissipazione di circa 260 W nel circuito di carico con una durata di bloccaggio del 90%.

Questo condensatore può essere ridotto a $55 \mu F$ circa utilizzando lo schema della figura 3 che comporta un circuito di commutazione risonante grazie a L_c ed un tiristore Th_3 . Questo è attivato contemporaneamente a Th_1 , e ciò permette il carico di C_c attraverso L_c ad una tensione doppia della tensione di alimentazione, grazie all'oscillazione di $L_c C_c$.

Poi Th_3 è disattivato dall'inversione della tensione nel circuito risonante, prima che Th_2 sia attivato. Si noterà che le perdite nel circuito di carico sono molto basse dato che la caduta di tensione ai terminali di Th_3 e di L_c è debole.

Se si desiderano ridurre ulteriormente le capacità del condensatore di commutazione C_c , bisogna fare appello ad un trasformatore elevatore per caricare il condensatore ad una tensione che superi due volte la tensione di alimentazione (figura 4). In questo caso il condensatore è caricato attraverso il diodo D_1 prima di commutare Th_1 . L'inconveniente di questo circuito è la corrente elevata che attraversa il motore ed il primario del trasformatore.

D'altra parte è possibile ridurre il tempo di bloccaggio T_o utilizzando parecchi tiristori più piccoli montati in parallelo, piuttosto che un'unico grosso tiristore. La diminuzione di C_c che risulta da quella di T_o può essere proficua soprattutto se i piccoli tiristori sono economici. Per la messa in parallelo di parecchi tiristori è importante scegliere degli esemplari che abbiano le medesime caratteristiche dirette. Bisogna anche collegare una impedenza in serie con il circuito di catodo per rendere identiche le caratteristiche di attivazione. Non è necessario rendere identiche le caratteristiche di bloccaggio dato che queste sono determinate dal condensatore di commutazione.



**questo mese
parliamo di...**

L'USO DELL'OSCILLOSCOPIO

Fra gli impieghi più comuni dell'oscilloscopio vi è quello della misura delle frequenze.

Se infatti si applica all'ingresso verticale una tensione alternata regolando la frequenza del generatore a denti di sega su una frequenza identica a quella di tale tensione si ottiene sullo schermo dell'oscilloscopio l'immagine di un solo periodo della forma d'onda relativa al segnale che si sta esaminando. Ovviamente se la frequenza del generatore a denti di sega sarà regolata in modo che essa sia la metà rispetto a quella del segnale, sullo schermo si osserveranno due periodi i quali saliranno a tre per una frequenza pari ad $1/3$ del segnale, a quattro per una frequenza di $1/4$ e così via. Pertanto se il generatore a denti di sega è tarato in frequenza sarà possibile misurare la frequenza dei segnali inviati all'ingresso dell'amplificatore verticale.

Un altro sistema molto noto presso i tecnici consiste nell'eseguire le misure di frequenza valendosi delle figure dette di Lissajous, che hanno preso il nome da colui che per primo le ha utilizzate.

Questo sistema consiste nell'inviare alle placche di deviazione orizzontale un segnale sinusoidale

anziché una tensione a denti di sega. E' noto infatti che se si applicano alle due coppie di placche deviatrici, orizzontali e verticali, due segnali aventi la stessa frequenza ma che siano sfasati fra di loro, si ottiene sullo schermo un cerchio oppure un'ellisse a seconda del loro angolo di sfasamento.

Quando le due frequenze sono differenti come valore si ottengono allora delle tracce caratteristiche che sono per l'appunto definite «FIGURE DI LISSAJOUS» che permettono di stabilire il rapporto che esiste fra le due figure mediante la sola osservazione della traccia che compare sullo schermo dell'oscilloscopio.

La figura 1 si riferisce ad esempio ad una famiglia di tracce.

Nella figura 1A è visibile un solo

ellisse: ciò significa che la frequenza f_x della tensione applicata alle placche orizzontali è uguale alla frequenza f_y della tensione applicata alle placche verticali pertanto $f_x = f_y$. In figura 1B si osservano due ellissi, in questo caso il rapporto f_y/f_x è uguale a 2. In figura 1C, $f_y/f_x = 3$, in figura 1D, $f_y/f_x = 1/3$, in figura 1E, $f_y/f_x = 3/2$. Pertanto conoscendo una delle frequenze è senz'altro possibile determinare il valore in frequenza dell'altra.

Il suddetto sistema è molto utile però è utilizzabile soltanto quando i rapporti delle frequenze sono bassi. Infatti per rapporti elevati la misura diventa molto difficoltosa specialmente se i segnali comprendono anche delle frequenze armoniche.

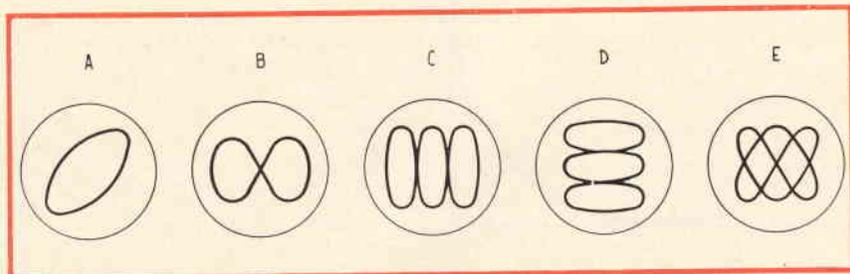


Fig. 1 - Figure di Lissajous relative a differenti rapporti in frequenza.

$a = f_y = f_x$. $b = f_y/f_x = 2$. $c = f_y/f_x = 3$. $d = f_y/f_x = 1/3$ $e = f_y/f_x = 3/2$.

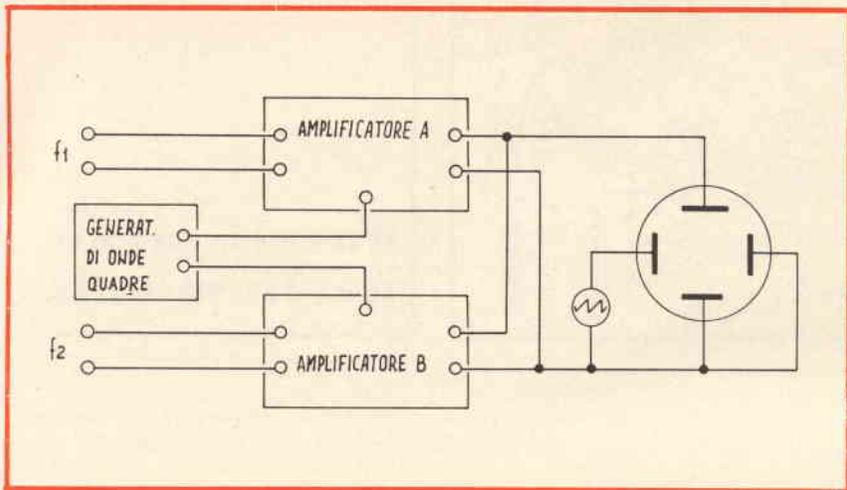


Fig. 2 - Schema di principio di un commutatore elettronico per ottenere due tracce sullo schermo in un oscilloscopio a singola traccia.

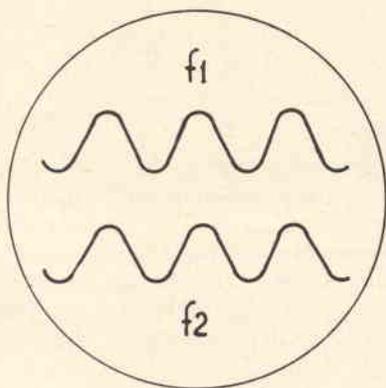


Fig. 3 - Tracce relative a due frequenze, come si può osservare sullo schermo di un oscilloscopio a doppia traccia oppure sullo schermo di un oscilloscopio a traccia singola con commutatore elettronico.

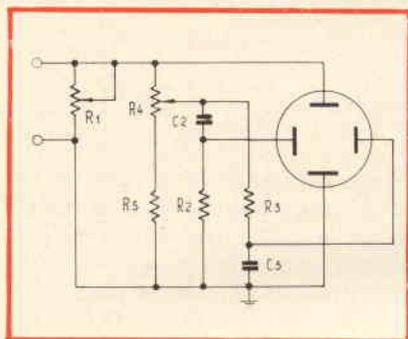


Fig. 5 - Schema di principio del circuito relativo ad una base dei tempi circolare.

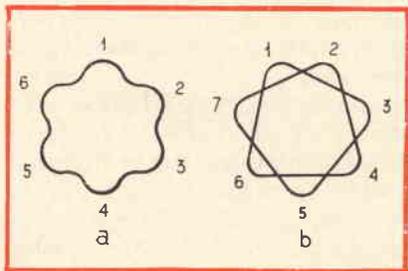


Fig. 6 - Tracce che si osservano sullo schermo di un oscilloscopio con base dei tempi circolare.

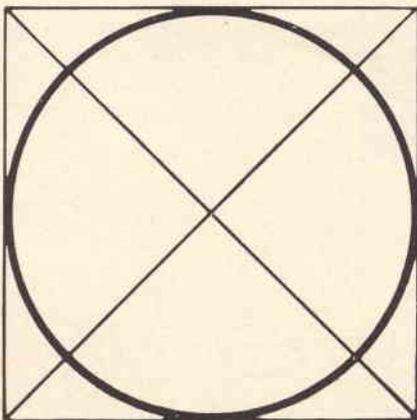


Fig. 4 - Figura relativa alla traccia di due tensioni alternate aventi identica ampiezza ottenute con l'impiego di una base dei tempi circolari.

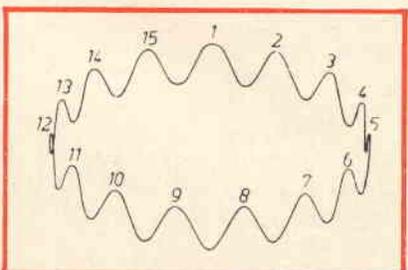


Fig. 7 - Traccia relativa ad una base dei tempi ellittica ($f_1/f_2 = 15$).

IMPIEGO DEL COMMUTATORE ELETTRONICO

Il commutatore elettronico permette di effettuare la misura in frequenza poichè consente di far apparire contemporaneamente sullo schermo due tracce che corrispondono rispettivamente a quella della frequenza di cui si vuol conoscere la frequenza e quella della frequenza nota.

La formazione delle due tracce sullo schermo si ottiene con il commutatore elettronico che non è altro che un multivibratore, cioè un generatore di segnali ad onda quadra, e di due amplificatori comandati da tale segnale in modo che quando un amplificatore conduce l'altro è bloccato e viceversa.

La figura 2 si riferisce allo schema di principio di un commutatore elettronico. I due segnali dopo essere amplificati alternativamente sono avviati entrambi alle placche di deviazione verticale alla frequenza di commutazione, che è maggiore del tempo di persistenza dell'immagine sulla retina umana.

In pratica le tracce si osservano sullo schermo come mostra la figura 3. Se ad esempio è noto il valore della frequenza «f2» il valore in frequenza di «f1» può essere determinato contando il numero dei periodi, rispetto ad f2, su una data lunghezza della base dei tempi.

Se infine alle due coppie di placche deviatrici si applicano due tensioni che siano sfasate fra loro di 90° , come abbiamo già detto, sullo schermo si potrà osservare una traccia a forma di ellisse con un asse verticale ed un asse orizzontale. Se le due tensioni determinano delle deviazioni aventi la stessa ampiezza sullo schermo comparirà l'immagine di un cerchio come si osserva in figura 4. In questo caso il cerchio risulta formato dalla traccia di un solo pennello che ad ogni ciclo della tensione alternata compie un giro completo (lo spostamento angolare è proporzionale al tempo) mentre il raggio della traccia risulta proporzionale al valore di cresta della tensione di deviazione.

Il pennello elettronico può essere generato oppure soppresso va-

riando la tensione che è applicata fra il catodo e la placca cilindrica di Wehenelt del tubo RC, pertanto, agendo su questa tensione, è possibile ottenere particolari basi dei tempi adatte per una vasta quantità di applicazioni.

La figura 5 si riferisce allo schema di principio per ottenere una base dei tempi circolare. In questo caso il potenziometro R1 serve a fissare il raggio della traccia mentre il potenziometro R4 consente di regolare la traccia in modo da ottenere il raggio più adatto.

In figura 6 si osservano le tracce che si ottengono con una base circolare: in a, $f_1/f_2 = 6$ ed in b, $f_1/f_2 = 7/2$.

Alla traccia si può fare assumere anche una forma ellittica, come mostra la figura 7, che si riferisce ad un rapporto $f_1/f_2 = 15$.

Con la base dei tempi circolare è possibile eseguire anche misure di tempo fino a valori dell'ordine del microsecondo.

In questo caso la base dei tempi viene regolata su di una frequenza nota ed esatta che dovrà essere tanto più alta quanto più breve è la frazione di tempo che si desidera misurare.

CONTROLLO DEGLI AMPLIFICATORI DI BF

Mediante l'uso dell'oscilloscopio si può controllare anche la curva di fedeltà di un amplificatore confrontando la forma del segnale che esce dall'amplificatore con quello di un generatore di segnali.

Per eseguire questo genere di misura occorre disporre di un commutatore elettronico (a meno che non si disponga di un oscilloscopio a doppia traccia) allo scopo di poter confrontare tra loro i due segnali che dovranno comparire contemporaneamente sullo schermo.

Teoricamente il controllo può essere eseguito anche con una sola traccia commutando saltuariamente il commutatore di entrata con quello di uscita, ma si tratta di un'operazione poco pratica.

La frequenza dell'asse dei tempi dovrà essere uguale oppure doppia, tripla, quadrupla, quintupla ecc. a seconda che si desideri esaminare

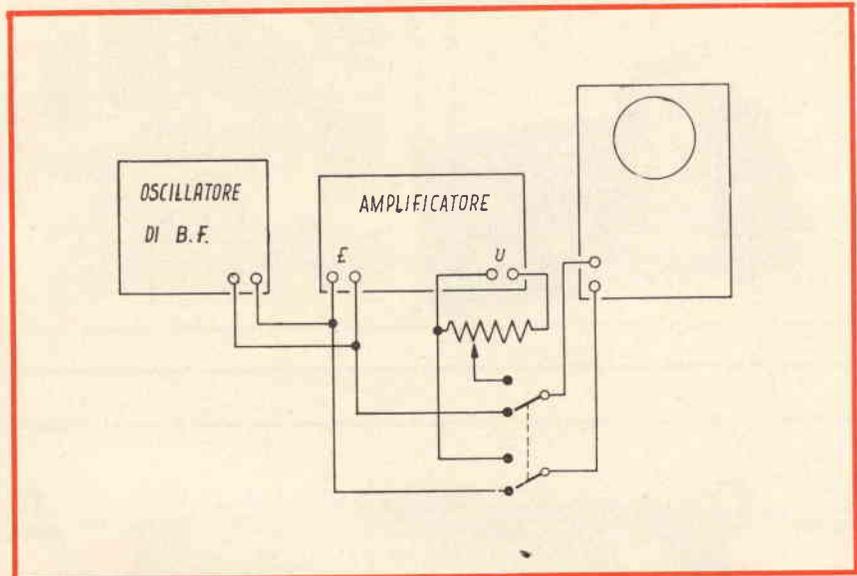


Fig. 8 - Collegamenti degli strumenti per eseguire il controllo della curva di risposta di un amplificatore.

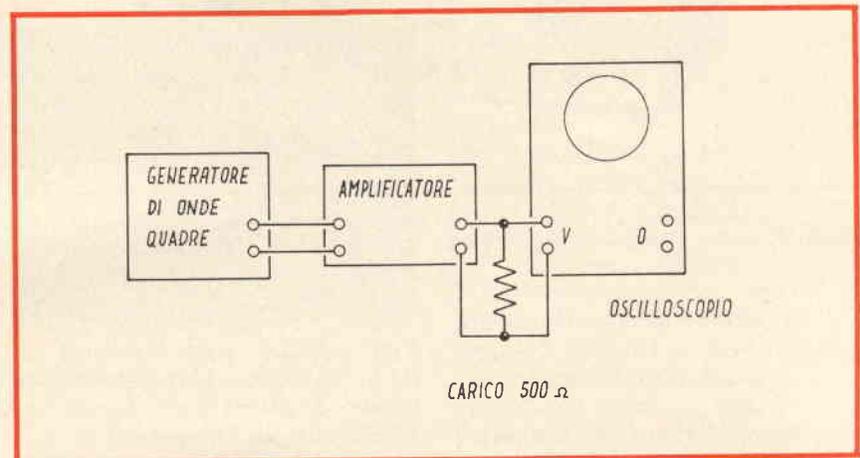


Fig. 9 - Disposizione strumentale per il controllo della curva di risposta di un amplificatore mediante generatore di segnali ad onda quadra.

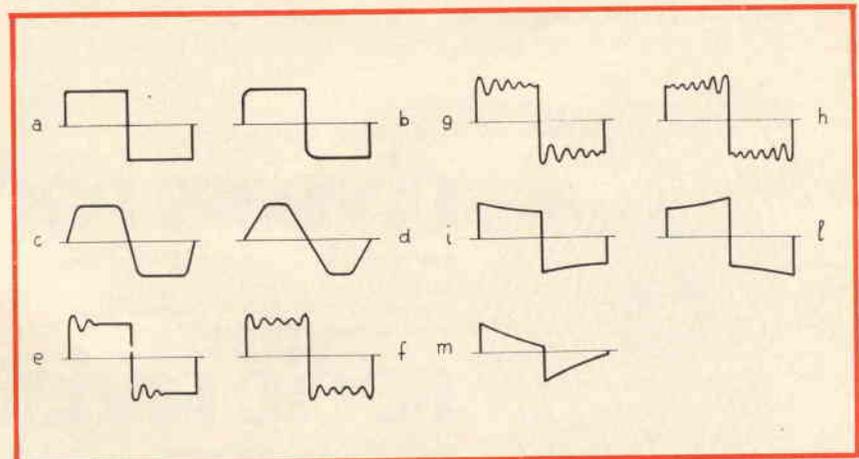


Fig. 10 - Oscillogrammi relativi alla curva di risposta di un amplificatore di bassa frequenza con il generatore di segnali ad onda quadra (vedere testo).

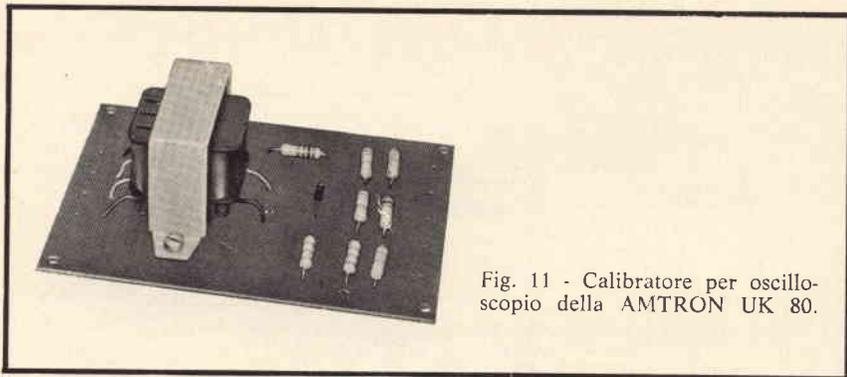


Fig. 11 - Calibratore per oscilloscopio della AMTRON UK 80.



Fig. 12 - Commutatore elettronico AMTRON UK 585. Entrambi gli strumenti sono reperibili presso i punti di vendita della organizzazione GBC Italiana.

un solo periodo del segnale oppure due, tre, quattro, cinque e così via.

La figura 8 si riferisce al collegamento che occorre attuare per controllare la curva di risposta di un amplificatore.

Il controllo della curva di risposta di un amplificatore di bassa frequenza può essere effettuato altresì mediante l'impiego di un ge-

neratore di segnali ad onda quadra o rettangolare. Questo metodo oltre ad essere semplice permette di rilevare la presenza di fenomeni di ronzio, autooscillazione ecc.

La figura 9 mostra la disposizione dei collegamenti per il controllo di un amplificatore di bassa frequenza mediante il generatore ad onda quadra mentre la figura 10

mette in evidenza una serie di oscillogrammi relativi al controllo di fedeltà di amplificatori con il suddetto metodo.

La lettera a si riferisce all'onda quadra, la lettera b rappresenta la traccia arrotondata negli spigoli diagonalmente opposti, a causa di una amplificazione difettosa sulle frequenze alte, la figura c indica invece un'amplificazione difettosa agli estremi delle gamme delle frequenze alte e basse. La figura d è caratteristica dell'attenuazione delle frequenze alte mentre le figure e, f, g, h indicano la presenza di autooscillazioni. La figura i è caratteristica di un fenomeno di attenuazione sulle frequenze basse, mentre la figura l mette in evidenza un'amplificazione esagerata sulle frequenze basse. Infine la figura m è caratteristica di una risposta insufficiente alle basse e medie frequenze.

La figura 11 si riferisce all'UK 80 un calibratore per oscilloscopio della AMTRON che è della massima utilità per tutti coloro che siano provvisti di un oscilloscopio che sia privo di calibratore dell'ampiezza verticale, senza il quale non è possibile effettuare le misure alle quali abbiamo fatto cenno nella prima parte di questo articolo.

La figura 12 riguarda invece il commutatore elettronico AMTRON UK 585 che permette di estendere la possibilità d'impiego di un oscilloscopio ad una traccia consentendo l'analisi simultanea di due tracce.

Ambedue gli strumenti sono reperibili sotto forma di scatola di montaggio presso i punti di vendita dell'Organizzazione GBC Italiana.

Un hobby intelligente ?

diventa radioamatore

e per cominciare, il nominativo ufficiale d'ascolto

basta iscriversi all'ARI

filiiazione della "International Amateur Radio Union"

in più riceverai tutti i mesi

radio rivista

organo ufficiale dell'associazione.

Richiedi l'opuscolo informativo allegando L. 100 in francobolli per rimborso spese di spedizione a:
ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA - Via D. Scarlatti 31 - 20124 Milano



L'angolo del CB

di Alberto ALLIGATORE

PESCARA - SVIZZERA: 0-2

Partita con uno sprint eccellente sull'abbrivio delle passate edizioni, la mostra mercato di Pescara del 20-21 Ottobre scorso si è afflosciata come carta velina gettando presenti e scritti nel buio della disperazione.

Eppure tutto prometteva bene. L'A.R.I. stessa, conscia forse che questa mostra rappresenta, pur nei suoi limiti naturali, il meglio in Italia di quanto si possa aspettare da simili avvenimenti, aveva concesso il suo sacro nome patrocinando la riunione pescarese. Un altro fatto che faceva ben sperare, era che proprio in quel periodo si riusciva già a trasmettere da Pescara a Bolzano grazie ad un favoloso ponte installato a 1900 metri sul gruppo della Majella dagli OM abruzzesi. Questo ponte, rappresentava una importante conquista tecnica dell'Abruzzo ed una base d'affari per gli espositori stessi che vedevano così spontaneamente crearsi una grossa domanda di apparati VHF.

Tutto ciò era, diciamo, l'eccezionale. Il normale era la impeccabile organizzazione, le gentilezze di persone con cui ci si sente più amici che ospiti.

Sommando quanto sopra ripetiamo che tutto prometteva bene. Cosa non ha funzionato? Perché il pubblico era la metà dell'anno scorso

- Pur avendo rosee premesse la mostra di Pescara ha deluso anche per colpa della Svizzera.
- Un'altra manifestazione contemporanea a Ferrara.
- Caccia agli apparati CB.
- Nonostante tutto nulla è perduto.

so e molto meno specializzato? Perché gli espositori hanno realizzato poco o niente tanto da domandarsi terrorizzati se avevano guadagnato o perso?

Le cause alla base sono tante e ciò aggrava la posizione degli organizzatori. Sottolineiamo che queste cause sono reali cioè non appartengono a quelle evanescenti critiche, a quel pelo nell'uovo alla cui sterile ricerca personalmente non crediamo di andare soggetti.

Tanto per cominciare distinguiamo le cause normali, da quelle contingenti. Per normali intendiamo la presenza di «pseudo commercianti non qualificati» tanto per usare le parole di Franco Moretti, assente per motivi che diremo.

Non facciamo nomi solo esempi: una ditta di Città S. Angelo pretendeva di vendere, come stampato su un dignitoso cartello, apparati «SOMMERCAMM» e «DREIK».

Noi siamo certi che l'errore è stato del tipografo, e voi?

L'altra causa naturale è da ricercarsi nella noia e nella diffidenza che serpeggia tra gli acquirenti aggrahanti dubbiosi tra i banchi delle fiere mercato, provati da troppi bidoni, attendono il ricicatrizzarsi dell'ultima ferita prima di arrischiare un nuovo tentativo: meglio rivolgersi al negozio di fiducia della propria città!

Veniamo ora alle cause contingenti. Qui poco gli organizzatori potevano fare. La più ferale è lo svolgimento contemporaneo a Ferrara (motivo per cui mancavano parecchi nomi quali Moretti, Vecchietti etc.) di un convegno a livello europeo dei VHF. Questo incontro faceva seguito all'altro svoltosi in Germania il 13-14 Ottobre ed aveva come ultimo scopo una Convenzione Europea.

A tale congresso mancavano i rappresentanti greci, spagnoli e... pescaresi!

Brutto colpo, forse involontario in quanto legato a necessità internazionali, questo dell'A.R.I. Per non parlare di Valcareggi che piuttosto di niente organizzava una partitella, amichevole visto l'impegno dimostrato in campo, contro la Svizzera.

Infine la data è abbastanza poco azzeccata. Il risultato di una fiera un mese solo dopo Mantova e ben

due mesi prima del prodigo dicembre, è stato un magro «bottino» per i commercianti.

Unanime il giudizio di alcuni espositori. I1YD (della ditta Lanconi, Milano) Cerquetella (GBC Italiana, Pescara) Boattini (Hentron, Bergamo) hanno confessato all'unisono «L'anno scorso a Novembre è stato un successone!».

CACCIA ALLE STREGHE

Abbastanza contrariati per quanto sopra, gli organizzatori hanno sfogato la loro delusione in una dura caccia ai CB. Era ovvio che data la situazione i commercianti, per ammortizzare il costo, avevano esposto di tutto: orologi, autoradio, lenti d'ingrandimento, alta fedeltà, calcolatrici, spazzolini da denti, etc.

Qui sono intervenuti a ragione coloro che volevano salvaguardare

il buon nome della fiera, ricordando che nell'invito a partecipare ben avevano chiarito che erano ammessi solo apparati attinenti al Radiantismo. E fin qui tutto bene!

Ma i CB non sono Radiantisti? A quanto pare, a Pescara, no! Per fortuna di noi CB il disappunto degli organizzatori per gli sfavorevoli eventi si è trasformato, mentre Rivera segnava un rigore, in delusione e abbattimento per cui le vendite di materiale sui 27 MHz sono uscite dalla clandestinità, controllate con occhio tollerante.

Addirittura in conclusione, in un clima tipo post elettorale, cioè quando tutti stracchiavano forzatamente positivi risultati, è balenata la possibilità di un abbraccio Hertziano a tutti i CB nella prossima edizione; sarebbe il meno visto che come dice il titolare della Z-G, signor Zorzan, «La nostra ditta ha venduto al 70% ai CB il resto ad OM».

NULLA E' PERDUTO

Tirando le somme, possiamo affermare che questa è stata la meno riuscita fiera mercato svoltasi a Pescara, e il passo falso è dipeso in massima parte da una serie di imprevisti che ha posto gli organizzatori di fronte ad un inatteso disinteresse del pubblico.

Poiché quello che conta è lo spirito d'iniziativa e la voglia di fare, le quali cose certo non mancano a Pescara, siamo certi che l'anno prossimo tutto andrà per il meglio. Affinché ciò avvenga ci permettiamo di dare alcuni suggerimenti senza speranza di considerazione. Prima di tutto ritornare al mese di novembre, secondo selezionare gli inviti affinché i clienti non siano ingannati dalla quantità ma abituati alla qualità e da ultimo.... non aprire i battenti in occasione della finale di Monaco.

dai clubs

CLUB PADOVA 27

Si è tenuto a Padova, organizzata dal Club Padova 27, una divertentissima Caccia al tesoro. Il club

patavino (P.O. Box 279-Padova) ha scelto la giornata di domenica 7 Ottobre per lo svolgimento della gara che ha visto non solo CB ma anche familiari e amici scorazzare per la città.

La partenza è avvenuta dal Foro Boario Nuovo, nei pressi del mercato bestiame, circa 40 equipag-

gi erano convenuti dopo la presentazione ufficiale in Prato della Valle.

Inutile descrivere le varie scene divertenti a cui siamo stati spettatori nel corso della giornata fino alle 19 ora in cui scadeva il termine della caccia.

Il «tesoro» è stato vinto dal signor Vittadello Gino che si è accaparrato il primo premio. Molti premi per i migliori classificati sono stati gentilmente offerti dalla ditta F.lli Caldironi di Padova.

Due parole ora sulla ragione sociale del club. Esso è stato fondato il 25 Gennaio di questo anno con atto notarile presso il notaio La Rosa attualmente l'indirizzo è via S. Nicolò, 6 - Padova.

Non siamo ancora in grado di annunciare il comitato direttivo cosa che faremo al più presto.

RADIO CLUB VICENZA

Si è riunito nei mesi scorsi il gruppo dei CB vicentini iscritti al RACB-VI.

Nel corso della riunione sono stati affrontati, tra l'altro, i problemi della vitalità dell'associazione espressa ultimamente nei servizi as-



Al termine della caccia al tesoro si è svolta la premiazione dei vincitori.

sistenza svolti nelle marce non competitive avute luogo nella zona.

Infatti il gruppo era presente a S. Quirico e a Pozzoleone. Al termine della seduta si è proceduto alle elezioni.

Il consiglio direttivo è così composto:

C. Caldognetto	(E.T.9)
L. Rossi	(W.H.)
L. Bernardi	(Sansone)

Don Max (Max 1)
M. Oliviero (Delfino Azzurro)

Questo consiglio eleggerà in seguito il presidente.

RADIO CLUB S. REMO

Molte iniziative di questo attivo club ligure meritano l'attenzione dei nostri lettori. I soci hanno infatti raccolto fondi per acquistare due

radiotelefonici offerti poi al locale ospedale Civile ed un'antenna ad un CB poliometilico.

Oltre a queste attività umanitarie i CB locali hanno organizzato una Gimkana Radioautomobilistica il 21 dello scorso ottobre di cui parleremo anche nel prossimo numero.

Ricordiamo che l'indirizzo del club è P.O. Box 333 S. Remo.

notizie in breve

IL BARACCHINO IN TESTA

Riportiamo per esteso la singolare lettera inviataci dal Dott. Giorgio Canonica.

Spett. Rivista

invio questa lettera per aver un vostro parere.

Nella mia città vi è un radiotecnico che, senza usare un normale apparecchio trasmittente, ha la possibilità di trasmettere tutto ciò che pensa ai suoi conoscenti muniti di apparecchi radioriceventi.

In paese si dice che un neurochirurgo gli abbia messo in testa un minuscolo trasmettitore la cui entrata è collegata agli organi del sistema nervoso.

E' possibile ciò? In caso affermativo, come si spiega questo nuovo tipo di trasmissione?

Egr. Dott. Giorgio C.

Abbiamo pubblicato la sua lettera sperando che qualcuno, più approfondito di noi nel campo medico elettronico, possa darle una esauriente risposta.

Da parte nostra sappiamo che si sta studiando la possibilità di simili applicazioni nell'università di Beckley (S.U.).

Ma si è ancora lontani da una eventuale soluzione positiva.

FALCO 02

Vogliamo spendere due righe per parlare ancora di quel fantastico CB che è Falco 02. Ce ne fornisce l'occasione l'impresa che l'ha visto collaborare in una operazione di salvataggio in mare.

Tralasciamo il fatto di cronaca che di per sé non è né il primo né sarà l'ultimo del genere, per dedicare un minuto della nostra attenzione ad un uomo che veramente, come pochi, incarna il significato CB.

Accostatosi alla CB per curiosità non rappresenta certo la prima leva come radiantista. L'amore per qualcosa di meraviglioso e sconosciuto come l'elettronica ha influito sul suo carattere fino a vivere quasi con e per il baracchino. Dietro la voce roca e il sorriso perpetuo

si sono accanite avversità familiari che per nulla hanno influito esteriormente. Invece di chiudersi in se stesso, l'amico Falco 02 ha trovato nel baracchino un nuovo compagno in questa nostra tormentata vita.

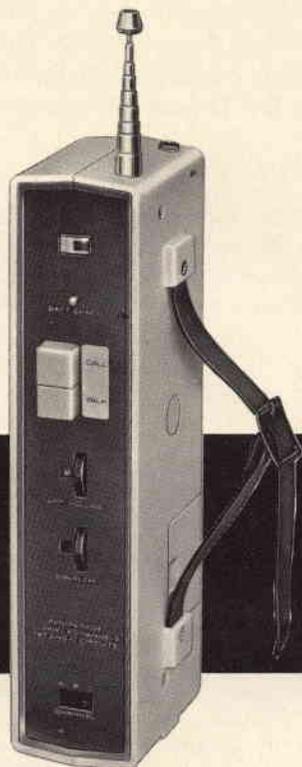
La sua professione lo vede percorrere l'Italia in lungo e in largo disseminando QSO ora qua ora là. Chiacchierate allegre che lo hanno fatto ben volere da tutti, nessuno escluso. Non per nulla è già socio onorario di ben tre circoli (del gruppo Val di Chiana abbiamo parlato nel numero precedente) e in ogni caso conosce praticamente tutti.

Rivolgiamo quindi il nostro pensiero grato a Falco 02 e a tutti coloro, che come lui fanno della CB una vera grande famiglia.



Falco 02, il secondo da destra, con alcuni amici CB del Radio Club Vicenza.

CB
RELEASE



FANON

T 404

Tutti sanno che cosa sono 100 mW, ma forse non tutti sapranno sino a dove può arrivare un FANON T 404.

Il FANON mod. T 404 è un tre canali portatile di cui uno quarzato. Impiega 8 transistori, 1 Fet, 5 diodi ed 1 circuito integrato.

Copre la gamma di frequenza compresa fra 26,965 ÷ 27,255 MHz, quindi i due canali non quarzati si possono comprendere nei ventitrè, normalmente impiegati per la banda cittadina. Lo stadio ricevitore è una supereterodina a semplice conversione e presenta in antenna la strabiliante sensibilità (grazie appunto al FET) di 1 µV per 10 dB S/N a 1 kHz con 30% di modulazione. La reiezione ai canali adiacenti è di 26 dB, la sensibilità dello squelch è di 0,5 µV e la potenza uscita audio è di 0,3 W (300 mW).

Uno dei particolari che caratterizza e soprattutto valorizza il T 404 è l'altoparlante e microfono se-

parati. Infatti nessun'altra marca di ricetrasmittitori attualmente impiega questo semplice accorgimento che permette in ogni caso di avere una ricezione perfetta ed una profondità di modulazione in trasmissione sempre del 100%.

Un altro particolare sempre importante è l'impiego del circuito integrato LD 1020 come oscillatore locale sia in TX che in RX. In trasmissione la potenza ingresso stadio finale è di 100 mW rispondente a 60 mW effettivi RF in antenna.

Sul frontale troviamo disposti razionalmente tutti i comandi, in basso il commutatore canali, la manopola per la regolazione del volume e quella dello squelch. Accanto al pulsante del PTT, c'è il pulsante per la chiamata e il Battery Check. Il Battery-Check è composto da un pulsante e da uno strumento. Premendo il pulsante si è in grado in ogni momento di controllare le condizioni di carica delle batterie.

Il contenitore (mobile) è in plastica, supportato internamente, per renderlo più resistente ad eventuali urti, da un telaio in presso-fusione.

Come tutti i genitori di questo mondo, preso dalla Marconi-mania ho acquistato per i miei figli una coppia di T 404. Ritengo superfluo dire che prima ho voluto effettuare il collaudo approfittando di una gita in montagna tra amici. La portata media è risultata in quattro sudate (Hi, scusate circa tre chilometri). Come tutti i cittadini che si rispettino, ho un poco di pinguedine che camminando, chissà perché, aumenta di peso, (questa è una poco nota legge fisica) sino a farmi sudare. In questi casi la fermata è obbligatoria.

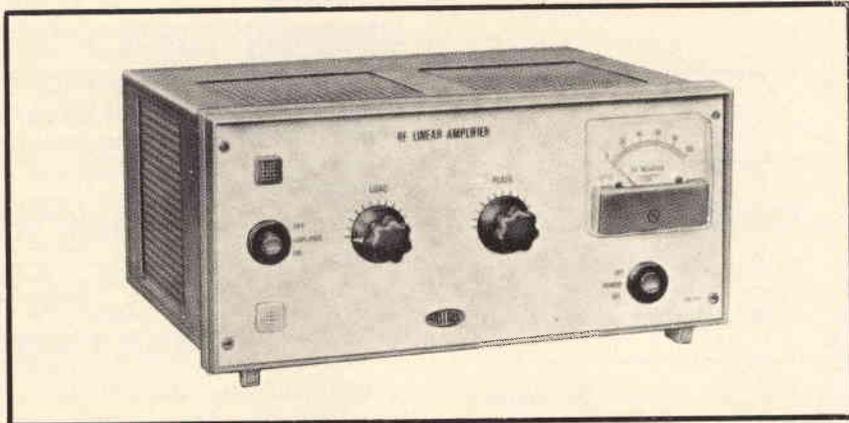
Tre chilometri con un 100 mW? Sì con il T 404 è possibile e vi posso assicurare che si trattava di una giornata in cui la propagazione era chiusa, quindi in condizioni pessime.

amplificatore lineare UK 370

L'Amtron, unica azienda che vanta ben 24 tipi di scatole di montaggio dedicate ai CB, ha realizzato un amplificatore lineare veramente interessante. Prima di elencarvi le caratteristiche, riteniamo più utile spiegarvi come e quando si deve impiegare. Molti di noi sottovalutano l'importanza di un buon impianto d'antenna, e cercano di migliorare le prestazioni della propria stazione impiegando lineari oppure microfoni preamplificati.

Quando parliamo d'impianto d'antenna intendiamo compresa la linea di trasmissione (il cavo d'antenna) che deve servire esclusivamente a trasportare la componente RF dal generatore (il trasmettitore) all'utilizzatore (l'antenna). Quindi prima di collegare un amplificatore lineare si consiglia di installare il cavo del tipo RG8/U.

Quello che succede impiegando cavo d'altro tipo oppure con un rapporto di onde stazionarie elevato è facilmente descrivibile.



Amplificatore lineare UK 370 della AMTRON. Questa scatola di montaggio è reperibile presso tutte le sedi GBC.

Anziché ottenere una maggiore portata non si farebbe altro che peggiorare la situazione, imputando ogni mancata funzionalità all'amplificatore.

L'UK 370, è un amplificatore lineare di indiscussa qualità. Infatti impiega come valvola finale il tipo EL 509 in un circuito tra i più moderni sino ad ora realizzati. E' possibile pilotarlo con una potenza RF inferiore di 1,5 W, quindi è ap-

plicabile anche a ricetrasmittitori portatili. La commutazione RX-TX è automatica e la potenza d'uscita RF pilotato con 3 W è di 35 W. L'impedenza d'ingresso e d'uscita è di 52 Ω , l'alimentazione direttamente dalla rete luce 220 Vc.a. 50 Hz.

Si può acquistare sia come scatola di montaggio (UK 370) sia già montato (ZR 5000/55) nei migliori negozi del settore.

mini e micro GP

La maggior parte del tempo libero, gli amanti della banda cittadina lo trascorrono a modulare, o alla ricerca di novità, per potenziare e abbellire la loro stazione. Questa ricerca sovente non è premiata concretamente, anche perché venditori più loquaci che esperti riescono a convincerci su ciò che generalmente non è. E' sempre bene, logicamente entro i limiti, documentarci leggendo le varie pubblicazioni del settore in modo che chiunque, sia in grado di saper distinguere un prodotto veramente valido da un altro. Cercando di essere il più obiettivo possibile (data l'eccezionalità del prezzo) passiamo subito a presentarvi la novità del mese.

Le novità come avrete già intuito dal titolo sono due tipi di antenna: la mini GP (Fig. 1) e la micro GP. Ambedue sono delle Ground-Plane e si differenziano esclusivamente per le dimensioni.

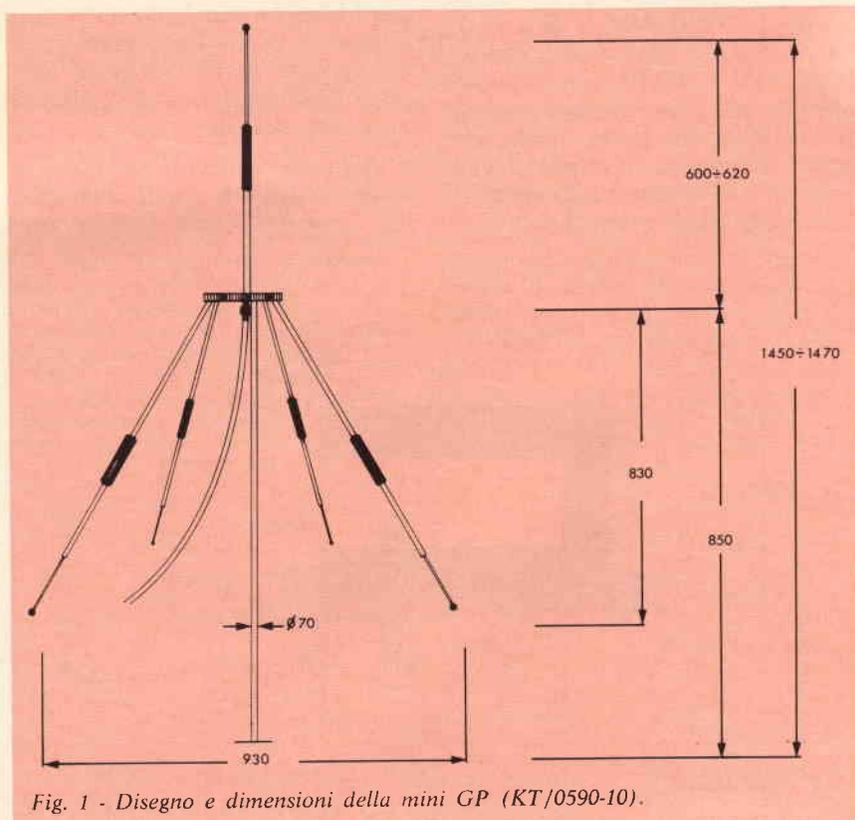


Fig. 1 - Disegno e dimensioni della mini GP (KT/0590-10).

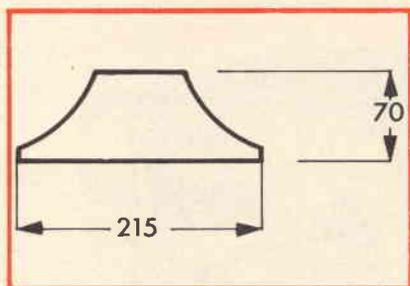


Fig. 2 - Base da balcone (KT/0591-00).

L'antenna si monta in trenta secondi, e dopo quaranta siamo pronti alla taratura con l'apposito rosmetro. La taratura si può effettuare in tre modi ben distinti. Taratura all'estremo sinistro della banda, a larga banda, e all'estremo destro della banda.

Tutti e tre i sistemi logicamente sono altrettanto validi.

Taratura all'estremo sinistro della banda

- Predisporre il ricetrasmittitore sul canale 1
- Mediante lo stub di taratura, regolare per il minimo di ROS.

Con questo sistema sui canali bassi (1 ÷ 7) il ROS è di 1 : 1,1; dal 7 al 12 è di 1 : 1,5 e dal 12 al 23 è di 1 : 2. Questo fa notare uno dei tanti pregi di quest'antenna, la selettività che è una qualità che pochi tipi d'antenna possono vantare, infatti, ha una banda molto ristretta ed evita il famigerato TVI.

Taratura all'estremo destro della banda

Questo sistema presenta gli stessi vantaggi del precedente.

La taratura a larga banda

Con questo sistema, effettuando l'accordo sul canale 12 per il minimo di ROS, si ottiene un rapporto di onde stazionarie che varia dal centro banda con ROS 1 : 1,1 ad 1 : 1,3 ai due estremi. Una volta effettuato l'accordo siamo passati all'atto pratico. Da notare che l'insieme, antenna con base (Fig. 2) erano poste, su uno stretto terrazzino, e quindi i quattro radiali erano a circa dieci centimetri da una parte dal muro e dall'altra dalla ringhiera.

Nonostante tutto il ROS non è variato neanche di un punto. In questa condizione, che a molti potrebbe sembrare impossibile, abbiamo effettuato dei magnifici QSO. Identico risultato l'abbiamo ottenuto con la micro GP.

Quindi chi è impossibilitato ad installare l'antenna sul tetto di casa, può ripiegare senz'altro sulla mini oppure la micro GP a piacimento. La seconda prova l'abbiamo effettuata sulla magnifica collinetta denominata «Righi».

Per i non genovesi come lo scrivente, «Righi» è una località dalla cui sommità si può vedere tutta

Genova. Si trova tra le stazioni Principe e Brignole - oltre al sottoscritto e due amici dello 010, data l'ora tarda (circa le ventidue) vi si trovano molte macchine parcheggiate, con gli occupanti di sesso diverso e sempre due a due.

Dopo aver constatato che dopotutto non guardavano affatto noi, abbiamo aperto il baule della macchina, per togliere tutto l'armamentario, dopo qualche minuto per quanto molto attenti a non disturbare, qua e là si cominciava a notare qualche luce che s'accendeva all'interno delle macchine, e teste arruffate che sporgevano guardinghe dai finestrini per vedere cosa stesse succedendo. Con la massima indifferenza, abbiamo continuato nei nostri preparativi. Trovato un'ottimo spiazzo, abbiamo installato la mini GP. effettuati tutti i collegamenti con i cavetti, abbiamo fatto l'accordo dell'antenna. L'alimentazione era fornita dalla macchina, la prolunga del cavo d'antenna era di circa quindici metri.

Il baracchino era un «cobra» mod. 21, con microfono preamplificato incorporato, e controllo del guadagno del microfono direttamente sul frontale. Decidemmo di usare la sigla «Ultimo tango» visto l'ambiente in cui gli ospiti liguri mi avevano portato a fare le prove. Veramente favoloso: su tutti i canali si potevano sentire oltre a QSO locali, chiamate da altre località. Non c'era che l'imbarazzo della scelta. Nessuno di noi ha mai avuto occasione di provare un'antenna così versatile (infatti permette diversi sistemi d'impiego) e semplice da accordare.

L'ultima prova l'abbiamo effettuata l'indomani mattina sul fuorbordo. Fissato il palo di sostegno con il supporto di Fig. 3 alla fiancata dello scafo, abbiamo ripetuto le varie operazioni per l'accordo. Si è dimostrata ottima anche in questa occasione, infatti, queste mini e micro GP non abbisognano di piano di terra quindi possono essere installate anche su scafi in fibra di vetro, oppure non metallici. E' possibile installarla sul tetto di casa per chi non ha molto spazio disponibile, insomma per chi ne ha più ne metta.

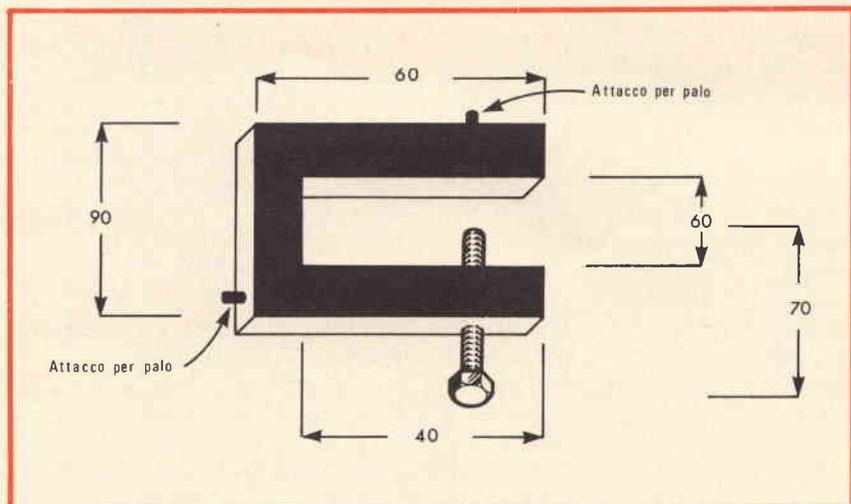


Fig. 3 - Sostegno da ringhiera (KT/0591-02).



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

UN RICEVITORE RADIO INSERITO IN UNA SCATOLA DI FIAMMIFERI

(Da «Le Haut-Parleur» - 17-5/73)

In Francia esiste un trasmettitore denominato FIP 514, che diffonde durante l'intera giornata programmi musicali ed informativi.

Per poter ascoltare questi programmi in qualsiasi momento, il ricevitore tascabile convenzionale, così come lo si trova in commercio, costituisce una soluzione piuttosto costosa. In particolare, un apparecchio di tipo commerciale può essere acquistato da chiunque, mentre la realizzazione proposta nell'articolo che recensiamo costituisce un'opera personale, che richiede un certo sforzo nonostante la sua grande semplicità.

La figura 1 ne riproduce lo schema elettrico completo, che mette in evidenza la mancanza assoluta di qualsiasi sistema di conversione, col vantaggio particolare che l'altoparlante viene fatto funzionare direttamente, senza cioè alcun trasformatore di uscita.

Il circuito di ingresso consiste in una normale antenna in ferrite, il cui unico avvolgimento costituisce il circuito accordato, sintonizzato sulla frequenza del trasmettitore, con l'aiuto della capacità C1, del valore di 270 pF.

Il segnale disponibile ai capi di questo circuito accordato viene applicato alla base di T1, che provvede ad una prima amplificazione. R2 costituisce il carico di collettore di questo stadio, e ai suoi capi si presenta il segnale a radio frequenza dopo la prima amplificazione.

Il diodo D rettifica questo segnale e ne estrae il segnale modulante, che viene applicato alla base di T2.

Il segnale che si sviluppa ai capi di R3, preamplificato da questo stadio, viene applicato con un accoppiamento diretto alla base di T3, che agisce da stadio finale.

L'altoparlante HP presenta un'impedenza della bobina mobile di 100 Ω, il che ne permette il collegamento diretto senza l'impiego del trasformatore di uscita.

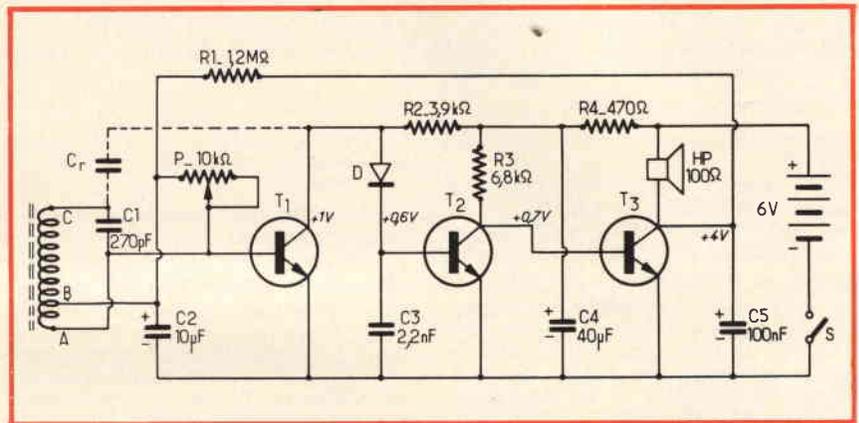


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore elementare a tre stadi, destinato alla ricezione di un particolare tipo di trasmissione effettuata in Francia. Dimensionando opportunamente il circuito accordato — tuttavia — questo ricevitore può essere usato anche per la ricezione delle normali emittenti ad onde medie, con accordo a frequenza fissa.

Il resistore R1, del valore di 1,2 MΩ, forma unitamente al potenziometro P da 10 kΩ un circuito reattivo, che retrocede sulla base di T1 una parte del segnale presente sul collettore di T3. Con questo circuito reattivo si ottiene un notevole miglioramento del responso, e quindi della qualità dei suoni riprodotti.

L'intero circuito viene alimentato da una batteria da 6 V, che — grazie al minimo consumo — presenta una interessante autonomia.

Gli stadi sono opportunamente protetti contro le eventuali variazioni di temperatura, il che conferisce all'intero circuito una notevole stabilità, che ne permette il regolare funzionamento sia d'estate che d'inverno.

La sensibilità relativamente elevata di questo ricevitore è in parte dovuta ad una leggera reazione, che consiste nel retrocedere nel circuito di ingresso, attraverso la capacità Cr, una parte della

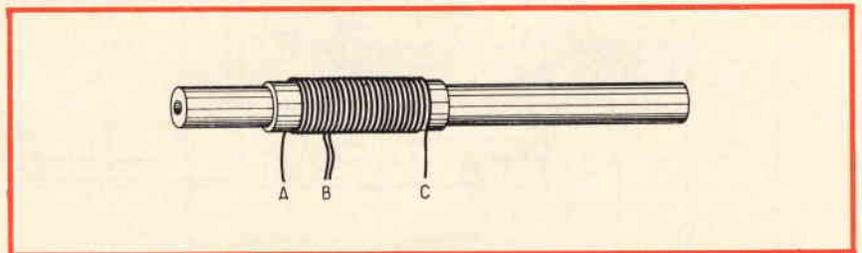


Fig. 2-A - Struttura della bobina di antenna, costituita da un unico avvolgimento con presa intermedia, praticato su di un tubetto di materiale isolante che scorre sul nucleo in ferrite.

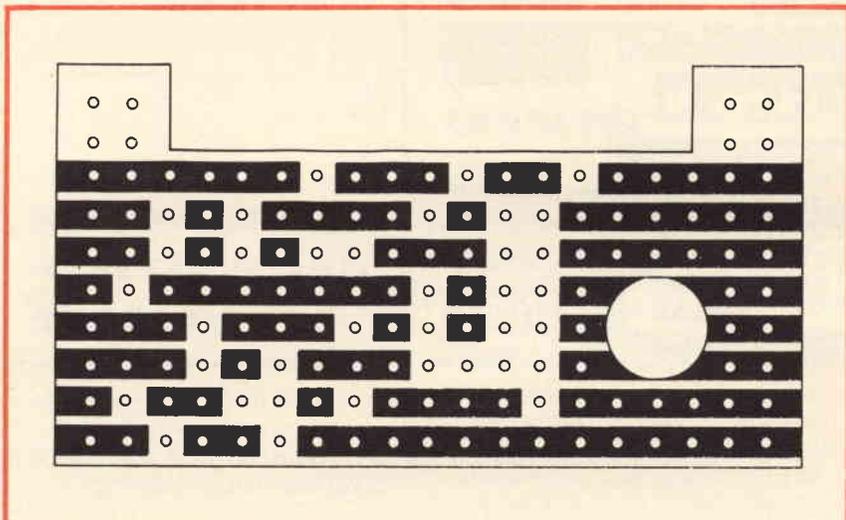


Fig. 2-B - Realizzazione della bassetta di supporto mediante una piastrina «Veroboard», alla quale occorre conferire la forma perimetrica illustrata, eliminando alcuni tratti delle tracce di rame.

tensione già amplificata dal primo stadio T1.

Il valore di questa capacità di reazione è dell'ordine di qualche picofarad, per cui può essere realizzata sul circuito stampato mediante due semplici strisce di rame prossime tra loro.

La figura 2 rappresenta tre particolari del montaggio. In A è rappresentata l'antenna in ferrite, che viene realizzata su di un nucleo in Ferrocube 3 B, avente la lunghezza di 50 mm, ed un diametro di 4,1 mm.

La relativa bobina viene supportata mediante un tubetto isolante che può essere facilmente realizzato con l'aiuto di un nastro di carta adesiva, avente

la larghezza di 20 mm, e di lunghezza sufficiente per compiere due o tre giri intorno al nucleo.

L'avvolgimento è costituito da filo di rame smaltato del diametro di 0,12 mm, e comporta dodici spire affiancate, alle quali fanno seguito in totale settantacinque spire per l'avvolgimento di maggiore lunghezza. Per l'esattezza, i terminali AB identificano il primo avvolgimento di meno spire, mentre la sezione BC costituisce il vero e proprio avvolgimento di sintonia.

La figura 2-B rappresenta le tracce di rame che devono essere presenti sulla bassetta «Veroboard», sulla quale vengono installati tutti i componenti,

La sezione C della figura 2 riproduce infine l'aspetto della bassetta vista dal lato dei componenti, e chiarisce anche la posizione di ciascuno di essi e le relative connessioni. Si noti che l'intera bassetta presenta una larghezza massima di 27 mm ed una lunghezza massima di 51 mm.

La realizzazione del circuito non comporta alcun problema, se si fa uso di transistori del tipo «n-p-n» al silicio, il cui guadagno statico di corrente sia compreso tra 300 e 400, effettuandone la misura con una corrente di collettore compresa tra 2 e 10 mA.

Per certi tipi correnti, come ad esempio i transistori BC208B, BC209B, BC308B, BC309B, BC408B e BC409B, la tolleranza su questo guadagno è compresa tra 200 e 450, e quindi molto più estesa.

Altri transistori di questo tipo possono essere usati, ma sarà utile procedere ad un sistema di ottimizzazione delle prestazioni del circuito.

Questo procedimento consiste nel provare diversi valori per il resistore R1, compresi tra 470 kΩ e 2,2 MΩ, e nell'adottare quello che fornisce il miglior risultato agli effetti della riproduzione sonora.

L'altoparlante presenta un diametro di 52 mm, ed è facilmente reperibile in commercio.

I due condensatori elettrolitici del circuito, C2 e C4, sono componenti di tipo convenzionale, al tantalio, il che conferisce loro dimensioni notevolmente esigue.

L'articolo comprende tutte le norme costruttive, ed è corredato anche da altri disegni che illustrano l'aspetto dell'apparecchio montato, visto lateralmente e frontalmente, per meglio chiarire la posizione dei vari componenti. Un paragrafo conclusivo descrive anche le

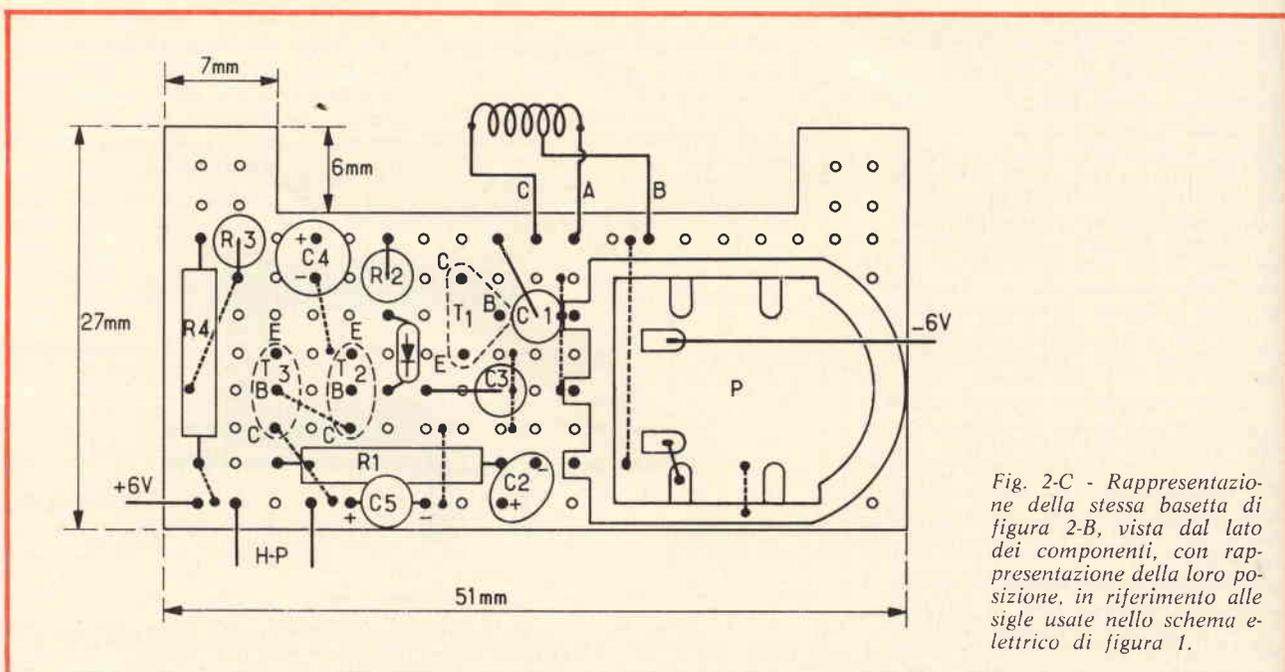


Fig. 2-C - Rappresentazione della stessa bassetta di figura 2-B, vista dal lato dei componenti, con rappresentazione della loro posizione, in riferimento alle sigle usate nello schema elettrico di figura 1.

possibilità di usare questo apparecchio per la ricezione di altre stazioni, in un raggio di 20 km dalla emittente. A questo scopo, è sufficiente modificare in modo opportuno il numero delle spire della bobina di antenna, come pure il valore della capacità di sintonia C1. Il rapporto che sussiste tra queste due grandezze e la frequenza viene chiarito mediante il grafico di figura 2-D, che riporta sull'asse verticale sinistro i valori della frequenza di sintonia espressi in kHz, e sull'asse orizzontale inferiore il numero delle spire, riferito sempre al medesimo tipo di conduttore. Lungo le diverse curve è facile reperire i diversi valori capacitivi che occorre attribuire al condensatore C1 per ottenere la sintonia sulla frequenza desiderata.

Usufruendo quindi del circuito descritto, e traendo vantaggio dal grafico citato, è possibile allestire il circuito di accordo con caratteristiche tali da adattare la ricezione alla emittente locale anche nel nostro Paese. Ciò che conta, è che — una volta stabilito il valore della capacità C1 in base al grafico — è opportuno effettuare una messa a punto finale, che consisterà probabilmente nell'aggiungere o nel togliere qualche spira all'avvolgimento di accordo, per perfezionare la sintonia sulla frequenza che si desidera ricevere.

SEMPLICI INDICATORI A DIODI FOTO-EMITTENTI

(Da «Le Haut-Parleur» - 17-5/73)

In altri articoli pubblicati precedentemente dalla stessa Rivista francese, l'argomento degli indicatori realizzati mediante diodi ad emissione di luce è già stato trattato in numerose versioni. In questo articolo — tuttavia — vengono presentati diversi semplici montaggi, per la maggior parte inediti, impieganti dei diodi elettroluminescenti a luce rossa, che presentano dei vantaggi rispetto agli altri tipi convenzionali ed anche rispetto alle lampade ad incandescenza.

Per l'esattezza, si tratta di diversi tipi di indicatori, che si prestano a risolvere problemi che potrebbero invece risultare notevolmente complessi adottando diverse soluzioni.

Gli strumenti di misura subiscono continuamente l'evoluzione della tecnica e della tecnologia. Realizzati in un primo tempo sulla base dello strumento indicatore a bobina mobile, essi sono stati progressivamente sostituiti dagli apparecchi cosiddetti allo stato solido.

Fig. 3-A - Il circuito superiore è riferito ad un sistema di pilotaggio mediante semiconduttori di lampade di segnalazione, che — in riferimento ai rilevatori di soglia — consentono la valutazione di tensioni variabili. In basso è rappresentato il circuito equivalente, nel quale le lampade a filamento di tipo convenzionale sono state sostituite da diodi ad emissione di luce, in serie a ciascuno dei quali è presente un resistore per la limitazione dell'intensità di corrente.

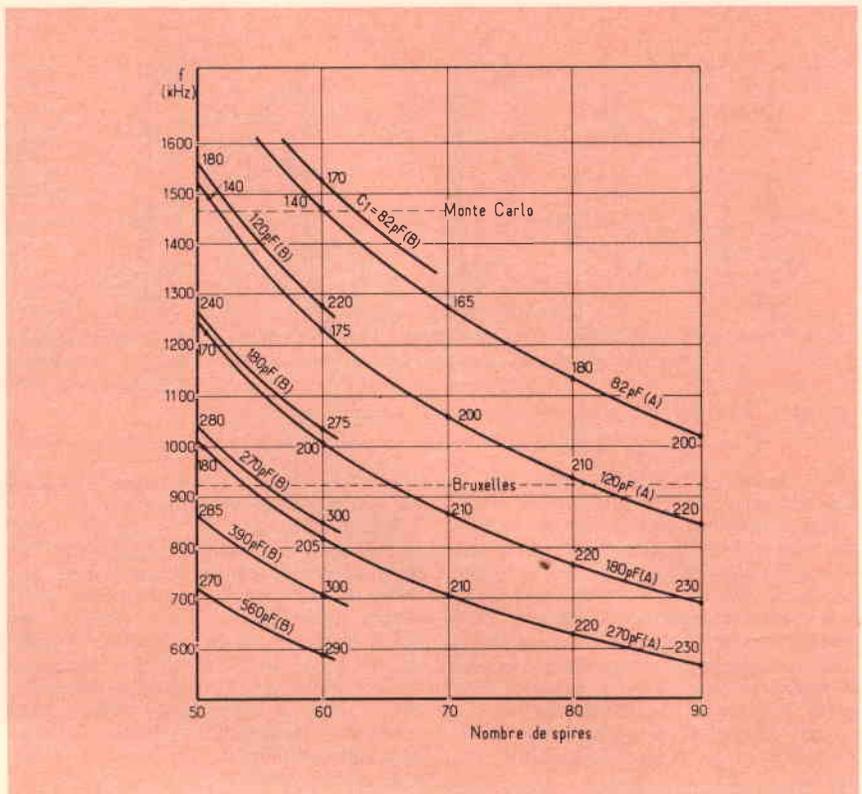
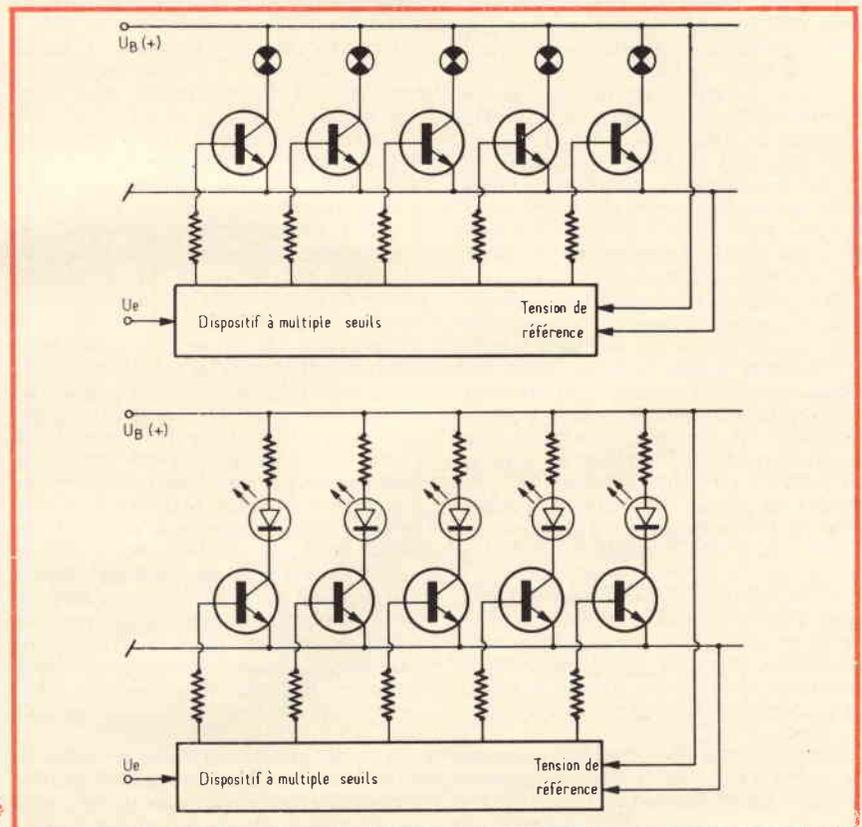


Fig. 2-D - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra la frequenza di sintonia in kHz ed il numero delle spire, mediante il quale è possibile modificare le caratteristiche del circuito di accordo, in modo da consentire la ricezione di emittenti funzionanti su varie frequenze.



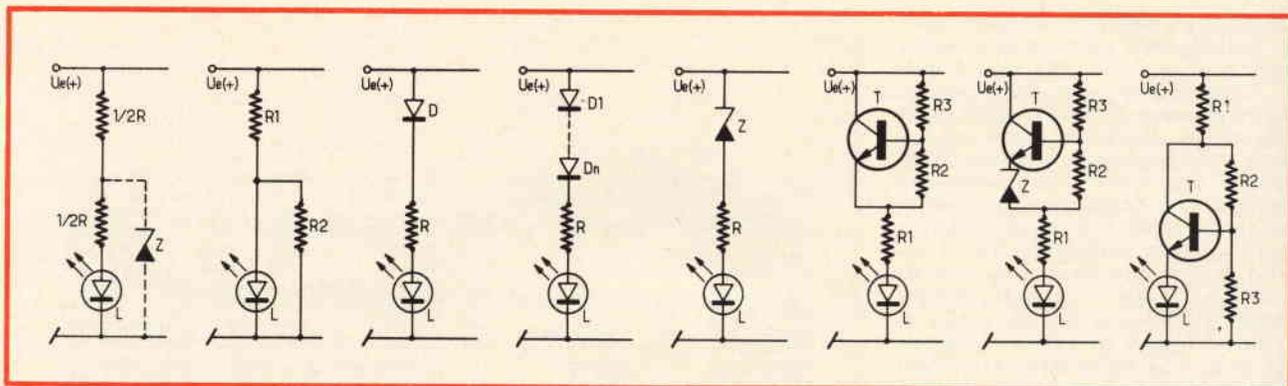


Fig. 3-B - Altre applicazioni del circuito di figura 3-A.

Ad esempio, il galvanometro, con i suoi derivati come il multimetro, ecc., è uno strumento che presenta spesso una notevole precisione. Esso riproduce però valori analogici, e — per la maggior parte dei casi — consente misure di correnti, tensioni e resistenze, con prestazioni non sempre soddisfacenti.

Di conseguenza, il multimetro numerico rappresenta un vero e proprio progresso, nel senso che la lettura diretta anziché analogica semplifica l'uso dello strumento, e lo rende ovviamente più pratico.

La figura 3-A rappresenta due semplici circuiti che vengono confrontati tra loro.

I circuiti fino ad ora proposti, destinati a sostituire il misuratore di uscita mediante un sistema a punti luminosi, impiegano sempre un collegamento diretto alle lampade, oppure sono realizzati in modo che una delle estremità di ciascuna delle suddette lampade risulti collegata ad un unico punto comune, corrispondente alla massa, oppure alla tensione di alimentazione.

In serie con ciascuna lampada si trova un commutatore elettronico (costituito da un transistor che viene interdetto o fatto funzionare in condizioni di saturazione) comandato da un dispositivo a soglia.

Dal punto di vista schematico, un circuito di questo genere è rappresentato dallo schema superiore di figura 3-A, ed è riprodotto invece in basso nella versione impiegante i diodi fotoemittenti.

Per fare un esempio pratico, tutte le lampade del circuito superiore sono spente quando la tensione di ingresso U_e presenta un valore inferiore ad 1 V, mentre la prima lampada si accende quando U_e è maggiore di 1 V, la seconda quando U_e è maggiore di 2 V, e così via.

Se le lampade sono disposte secondo una colonna verticale, il numero delle lampade accese, che è più o meno proporzionale al valore di U_e , può essere facilmente valutato, in quanto il numero corrisponde all'altezza della colonna luminosa.

Nei confronti del circuito superiore di figura 3-A si parte dal presupposto che la tensione di lavoro di una lampada a filamento sia uguale alla tensione

di alimentazione. Tale tensione presenta un valore solitamente pari a 6 V.

Nel circuito inferiore — invece — si riscontra la necessità di aggiungere in serie a ciascun diodo fotoemittente un resistore che provvede a limitare l'intensità della corrente (dell'ordine di 10 mA per una tensione del diodo di circa 1,6 V). Questo resistore è necessario per proteggere i diodi foto-emittenti, che si comportano quindi come semiconduttori polarizzati in senso diretto, con una tensione di soglia molto bassa e di valore stabile.

Il dispositivo a soglia può essere anche più elaborato, e comportarsi come un «trigger» di Schmitt nei confronti della lampada, oppure come comparatore-rivelatore di livello.

Le soglie possono essere a loro volta create semplicemente mediante tensioni disposte tra loro in cascata.

Nel caso di un dispositivo a soglia di tipo elaborato, il sistema impiegante transistori al silicio è quello che risulta più idoneo.

Dopo aver descritto dettagliatamente il principio di funzionamento di questi dispositivi, vengono dedicati tre paragrafi ai fattori luce, tensione e corrente. Si tratta dunque delle tre grandezze che intervengono agli effetti della dinamica di questi dispositivi, e che ne stabiliscono le caratteristiche di funzionamento e le prestazioni, ecc.

La figura 3-B illustra in totale otto diverse applicazioni del medesimo principio. A partire da sinistra e proseguendo verso destra si notano una versione nella quale il resistore R è in serie al diodo, ma nella quale viene ommesso il diodo zener, per cui si tratta del circuito più elementare, che permette di verificare lo stato in cui non si manifesta alcun passaggio di corrente, e quindi nessuna accensione da parte del diodo.

Il secondo circuito è invece costituito da un diodo foto-emittente, sempre collegato in serie al resistore R1, ma in parallelo al quale è presente un altro resistore, R2, che costituisce un «bypass» mediante il quale vengono controllate le funzioni svolte dal diodo L.

Il terzo circuito prevede il diodo D in serie al resistore R, il quarto circuito prevede l'inserimento di un numero pre-stabilito di diodi, per controllare la fun-

zione del diodo fotoemittente a seconda della polarizzazione diretta applicata al semiconduttore in serie, mentre il quinto circuito prevede l'inserimento di un diodo zener che predispona il valore di soglia nei confronti del quale il diodo foto-emittente comincia a funzionare.

Gli ultimi tre circuiti prevedono anche l'impiego di un transistore del tipo «n-p-n», con diversi giochi resistivi, uno dei quali comporta anche l'inserimento di un diodo zener in serie al circuito di emettitore, sempre per poter controllare nel modo più opportuno le caratteristiche di soglia dell'effetto di produzione di luce da parte del diodo L.

In particolare, il quarto circuito dimostra che è possibile, per estensione, creare delle soglie che aumentano di 0,6 V in 0,6 V circa, ogni qualvolta si inserisce un diodo al silicio.

Il quinto schema rammenta che è spesso più vantaggioso usare un unico zener di valore appropriato, in sostituzione di un certo numero di diodi al silicio collegati in serie tra loro, mentre gli ultimi tre circuiti sono basati sullo impiego di un diodo il cui effetto viene amplificato ad opera del transistore.

NUOVO CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI (Da «Television» - 6/73)

Il nuovo cinescopio a colori introdotto in Inghilterra ad opera della Thorn, e sviluppato negli Stati Uniti ad opera della RCA, presenta un certo numero di nuove prestazioni che lo rendono più semplice nel funzionamento, e che forse ne rendono più economica la produzione.

Già più di venti anni sono passati da quando la RCA presentò per la prima volta il suo cinescopio a colori a maschera forata, ossia il primo tubo per televisione a colori destinato alla produzione di massa. Per la maggior parte di questo tempo esso è rimasto l'unico cinescopio a colori disponibile, e viene attualmente prodotto (a seguito della licenza concessa dagli inventori) da numerose fabbriche sparse in tutto il mondo.

I miglioramenti nei dettagli sono stati apportati sotto vari aspetti, sebbene la

struttura basilare di questo tipo di cinescopio sia rimasta invariata. In pratica, esso consiste in tre cannoni elettronici disposti secondo una posizione triangolare, i cui raggi elettronici passano attraverso una maschera forata e colpiscono lo schermo fluorescente con diverse angolazioni, in modo da eccitare i puntini di fosfori di tre diversi tipi, ciascuno dei quali determinano la produzione di luce in uno dei colori primari.

Negli ultimi anni si è verificata la comparsa del tubo Trinitron, escogitato e realizzato dalla Sony, che sembra costituire un'interessante modifica al precedente sistema. Si tratta però di un tipo di tubo destinato prevalentemente alla realizzazione di piccoli ricevitori portatili, per i quali esso è stato espressamente progettato.

I tre cannoni elettronici facenti parte di questo cinescopio sono disposti tra di loro in senso orizzontale su di un unico piano, e la maschera è provvista di fessure verticali anziché di fori, per cui lo schermo è costituito da strisce di fosfori diversi disposte verticalmente, anziché da punti che costituiscono delle «triadi», nella successione rosso - verde - blu.

Entrambi i tipi di tubi citati implicano una correzione della convergenza dinamica, in quanto — sebbene i tre raggi possono essere facilmente orientati in modo da convergere in un punto comune al centro dello schermo — essi non mantengono la medesima convergenza quando vengono deflessi.

Quanto sopra viene chiarito in modo abbastanza intuitivo nei disegni di **figura 4**. Infatti, questa figura rappresenta in **A** l'errore fondamentale di convergenza presente in un tubo a maschera forata del tipo con cannone a «delta», ed in **B** l'errore di convergenza che si ottiene fondamentalmente nel cinescopio del tipo Trinitron.

La **figura 5** chiarisce invece quello che è il cosiddetto effetto dovuto al campo astigmatico. In **A** viene illustrato ciò che accade quando un raggio circolare viene deflesso ad opera del campo astigmatico, per essere poi portato sulla linea di fuoco in corrispondenza dello schermo. Nella sezione **B** della stessa figura si dimostra invece come tre raggi dell'asse orizzontale di un fascio elettronico piuttosto spesso vengano sempre fatti convergere ad opera dello stesso campo astigmatico di deflessione.

Gli effetti della convergenza risultano ancora più evidenti nella sezione **A** di **figura 6**, nella quale essi sono indicati dalle frecce, mano a mano che il giogo viene spostato orizzontalmente verso sinistra a partire dalla posizione di errore riscontrata a destra. Nella sezione **B** viene invece reso evidente l'effetto che si ottiene nei confronti della convergenza mentre il giogo viene spostato verticalmente verso l'alto.

Dopo aver esposto in forma molto chiara tutti i vari pregi e difetti dei due tipi di cinescopi agli effetti della convergenza, un intero paragrafo, per quanto breve, viene dedicato al sistema dei

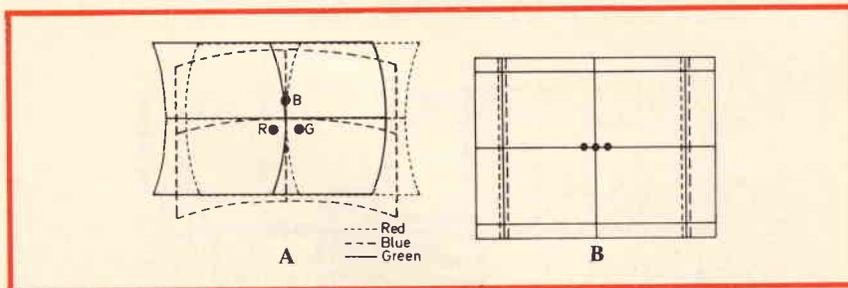


Fig. 4 - In «A» è illustrato l'andamento fondamentale dell'errore di convergenza di un cinescopio a maschera forata con cannone a «delta». In «B» è invece illustrato un esempio degli errori di convergenza che si riscontrano nel cinescopio Trinitron della Sony.

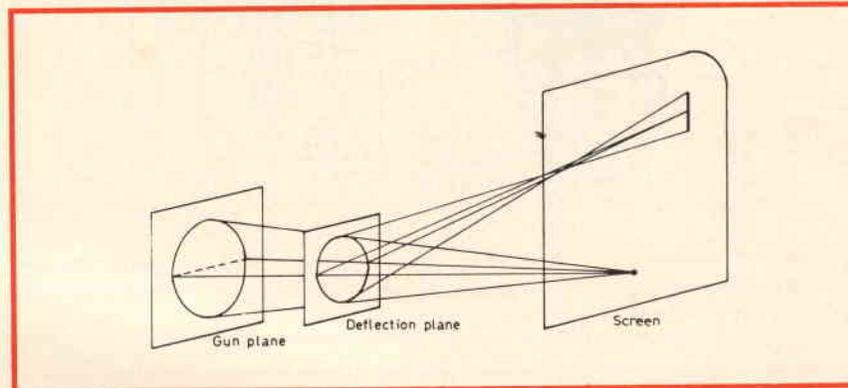


Fig. 5-A - Un raggio circolare da un campo astigmatico viene portato ad una linea di focalizzazione presente sullo schermo.

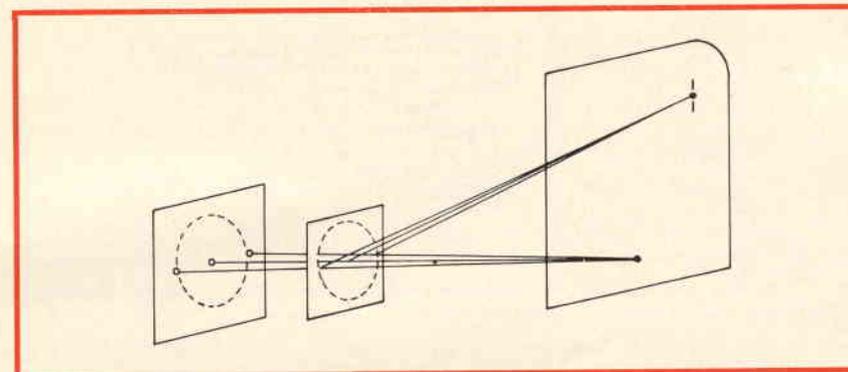


Fig. 5-B - Tre raggi presenti sull'asse orizzontale di un grosso fascio elettronico vengono sempre fatti convergere ad opera del campo astigmatico di deflessione.

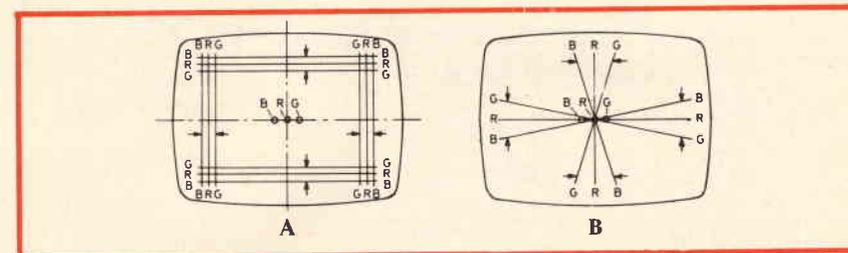


Fig. 6 - In «A» è illustrato l'effetto di convergenza (indicato dalle frecce) mano a mano che il giogo viene spostato orizzontalmente a sinistra a partire da una posizione errata di destra. In «B» è rappresentato l'effetto sulla convergenza, mano a mano che il giogo viene spostato verticalmente verso l'alto.

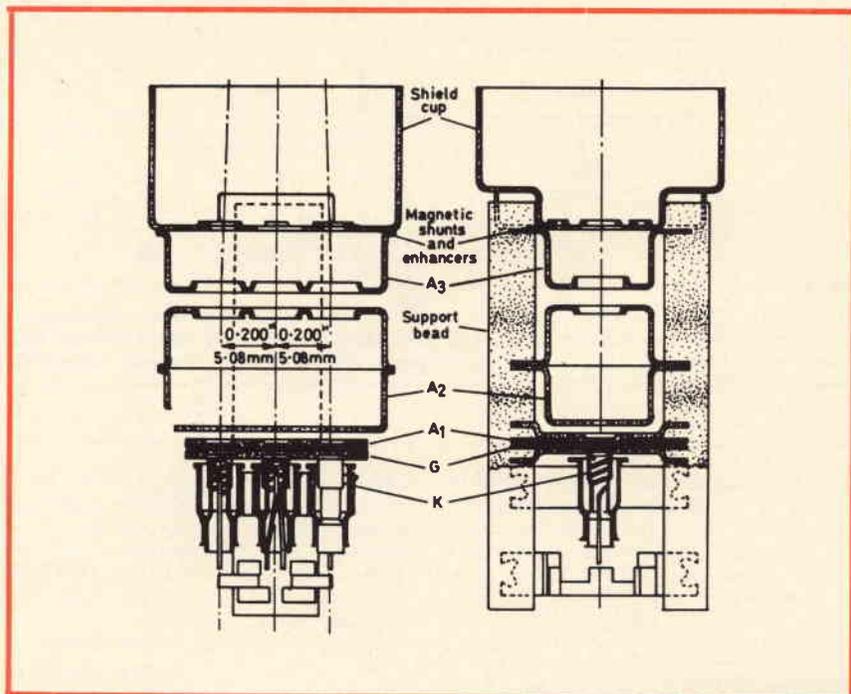


Fig. 7 - Struttura interna di un cannone di precisione del tipo in linea, rappresentato in sezione trasversale.

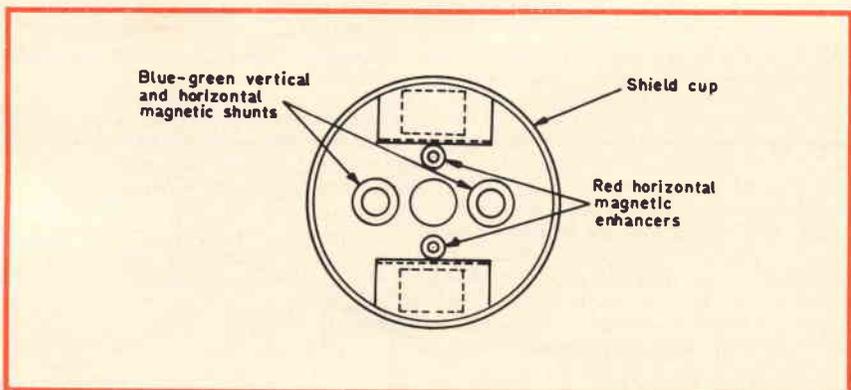


Fig. 8 - Veduta frontale del cannone elettronico di precisione in linea, illustrante la posizione degli «shunt» magnetici.

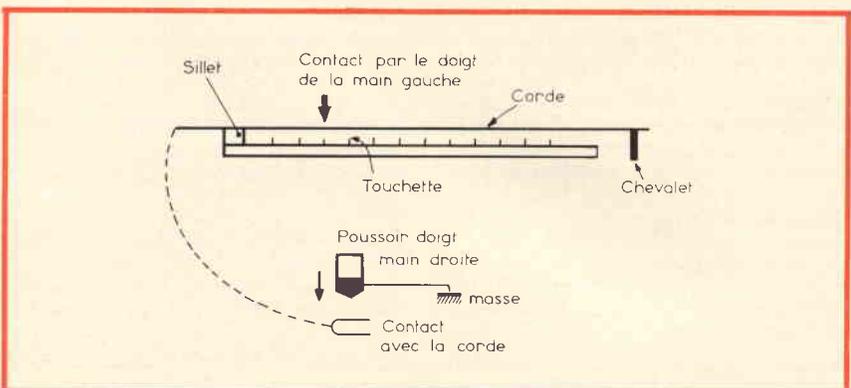


Fig. 9 - Metodo di determinazione della frequenza delle note esercitando la pressione su di una corda, in modo da stabilire il contatto elettrico con una barretta trasversale.

cannoni elettronici allineati. A tale riguardo, la figura 7 mette in evidenza il fatto che i raggi rimangono lungo percorsi paralleli durante il loro passaggio attraverso il campo di focalizzazione. Quanto sopra costituisce un interessante confronto rispetto al cinescopio Trinitron. In quest'ultimo — infatti — i raggi elettronici si incrociano tra loro in corrispondenza del centro del campo di messa a fuoco, per cui ciascun raggio passa attraverso il centro di un sistema di elettrodi caratterizzato da un diametro relativamente notevole.

A quanto pare, questo effetto permette di ridurre i fenomeni di aberrazione che altrimenti deturperebbero la qualità della messa a fuoco dei raggi più esterni.

Un'altra interessante caratteristica del nuovo tipo di cinescopio consiste nel fatto che quattro anelli magnetici vengono montati sull'elettrodo A3, come si osserva nella rappresentazione illustrata alla figura 8.

Questi magneti si comportano alla stessa stregua di un parziale schermo magnetico. Una parte del campo di deflessione viene infatti deflessa attraverso il materiale che costituisce gli anelli, riducendo l'intensità del campo presente all'interno dell'anello, e modificando lo andamento del campo stesso nelle sue immediate vicinanze.

Le conseguenze nei confronti del reticolo consistono nel fatto che gli «shunt» magnetici per il blu ed il verde riducono le dimensioni del reticolo prodotto dai relativi raggi, mentre il reticolo aumenta nei confronti del rosso, con un certo vantaggio agli effetti della stabilità del colore.

L'articolo chiarisce anche la struttura dettagliata della maschera forata, i principi realizzativi dello schermo fluorescente, nonché la dinamica delle operazioni necessarie agli effetti della messa a punto della convergenza statica e della purezza di colore.

GLI STRUMENTI ELETTRONICI MUSICALI A CORDE

(Da «Radio télévision Pratique - 3/5/73»)

Dopo lo studio del generatore, descritto in un precedente articolo, l'argomento prosegue questa volta con l'analisi del montaggio elettronico e dei meccanismi degli strumenti a corda, con particolare riguardo alla forma dello strumento, al cosiddetto «modo d'attacco», al timbro dei suoni, ed all'impiego dell'archetto.

Per quanto riguarda il contrabbasso, l'altezza totale dello strumento effettivo e convenzionale è di circa due metri. La distanza tra il limite superiore delle corde ed il ponticello è invece di circa 137 cm. La lunghezza della tastiera è infine di circa 90 cm., con uno sviluppo longitudinale dell'archetto di 60 cm.

Quattro corde forniscono a vuoto delle note tra le quali l'intervallo è di una quarta e non di una quinta come accade invece nei confronti del violino.

Per il violoncello, avente un timbro meno basso del contrabbasso, la lunghezza standard è invece di 120 cm. La di

stanza tra il limite delle corde ed il cavalletto è di circa 50 cm, e la lunghezza della tastiera è di circa 42 cm, con uno sviluppo dell'archetto di 72 cm.

Le quattro corde presentano ancora l'intervallo di una quarta. Seguono poi l'alto, ed il violone.

In una tabella riportata nell'articolo, e che non riproduciamo per ovvie ragioni, viene precisata la frequenza in Hz di alcune note di riferimento, ed il corrispondente valore capacitivo di C1, espresso in nanofarad. Per quanto riguarda invece la struttura della tastiera, la **figura 9** rappresenta le caratteristiche tipiche di un esemplare. Dal momento che la mano destra resta disponibile, si è pensato che è possibile sfruttarla per il comando dei tasti a pulsante. Con un tasto di questo genere il problema viene risolto facilmente, in quanto esso serve sufficientemente come collegamento di massa della corda, come si osserva appunto nella figura citata. La corda, evidenziata in nero al di sopra della tastiera, entra in contatto diretto con le astine metalliche che corrispondono a ciascuna nota, per cui la semplice pressione sulla corda è sufficiente a determinare la frequenza della nota prodotta.

La **figura 10** rappresenta invece la struttura di un contrabbasso di tipo elettronico, nel quale sono evidenziate dall'alto in basso l'inizio della tastiera, la tastiera propriamente detta, il pulsante con il quale viene effettuato il collegamento, una delle quattro corde, ed il ponticello che stabilisce il limite inferiore della lunghezza delle corde. Nei confronti del contrabbasso, vengono forniti numerosi dettagli agli effetti della realizzazione del sistema elettronico, che determina la frequenza delle note prodotte, con alcuni dettagli che possono essere considerati originali sotto il profilo della tecnologia.

Il paragrafo dedicato ai contatti per uno strumento a corde multiple è riferito alla **figura 11**, che costituisce in realtà la tredicesima figura dell'articolo, nella quale è indicata in **A** la posizione delle barrette trasversali lungo la tastiera di uno strumento monocorda. In **B** le barrette di uno strumento a due corde fanno parte di due serie, e precisamente una per ciascuna corda.

In **C** ed in **D** le barrette trasversali sono invece raggruppate in serie di tre o quattro. In **E** — infine — viene rappresentato con un certo ingrandimento il fatto che le barrette trasversali sono incastrate nella tastiera. Esse possono presentare una forma circolare o quadrata, delle massime dimensioni possibili, a patto che naturalmente non si tocchino tra loro.

Dopo aver chiarito questi argomenti, l'Autore aborda la questione del timbro dei suoni prodotti da questi strumenti, siano essi monocorda o multicorda. Il generatore usato negli strumenti citati contiene un oscillatore a resistenza e capacità del tipo a doppio «T», descritto appunto dell'articolo precedente.

Lo schema citato resta sempre valido, a condizione che vengano attribuite alle capacità C1, C2 e C3 i valori calcolati

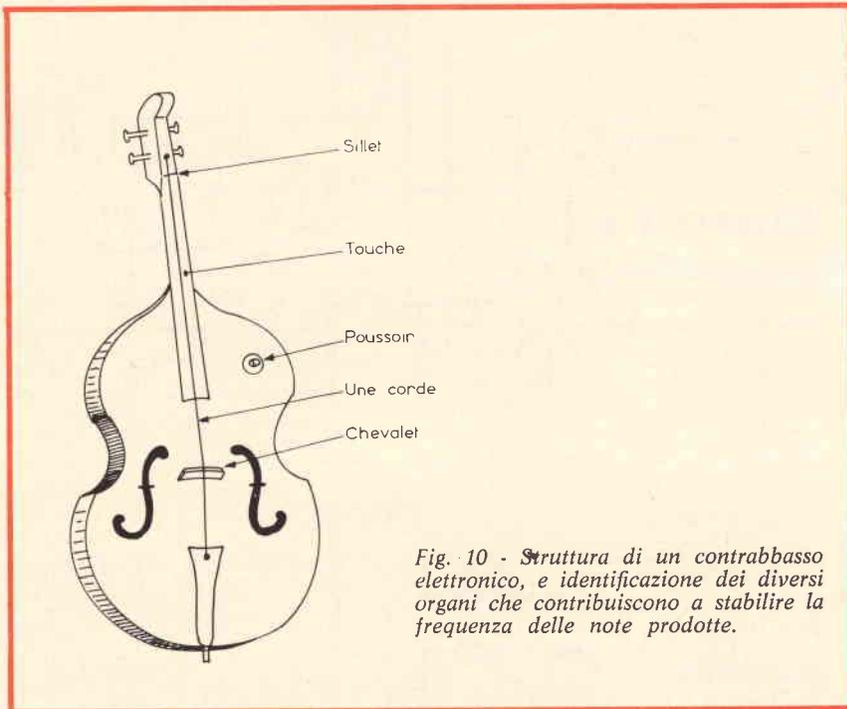


Fig. 10 - Struttura di un contrabbasso elettronico, e identificazione dei diversi organi che contribuiscono a stabilire la frequenza delle note prodotte.

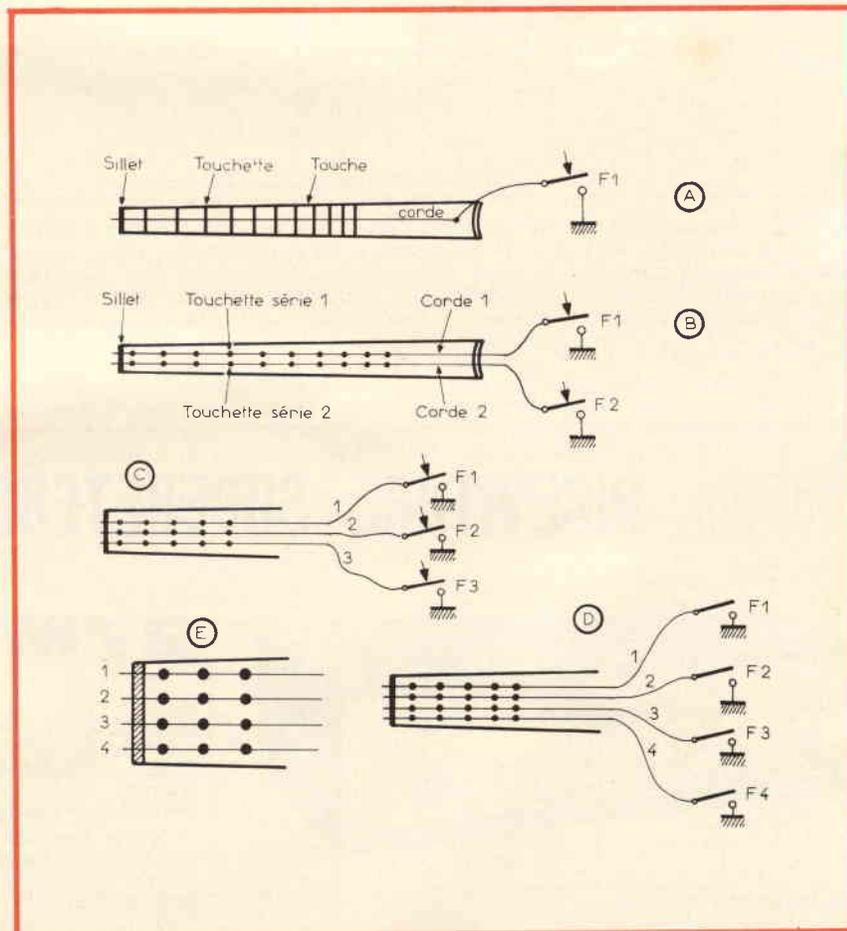


Fig. 11 - Cinque diversi metodi per ottenere la chiusura del circuito negli strumenti monocorda o a corde multiple a seconda delle caratteristiche del circuito di ingresso nel dispositivo elettronico che funge da generatore.

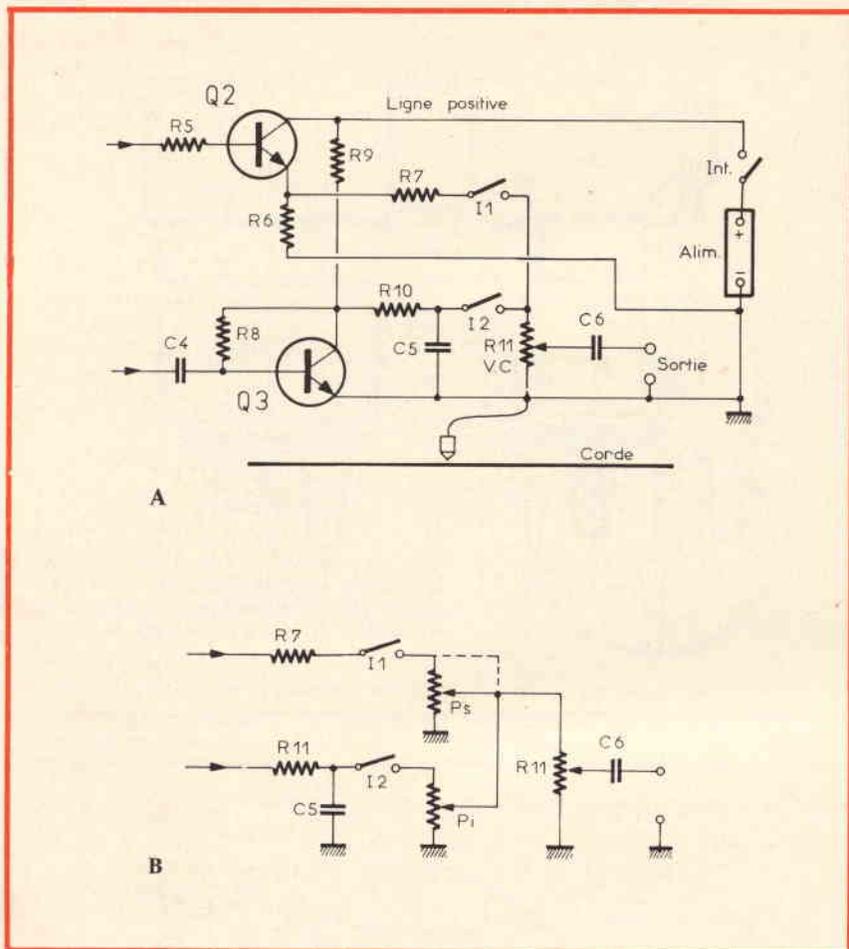


Fig. 12 - La sezione «A» di questa figura rappresenta lo schema elettrico dell'ingresso del dispositivo elettronico la cui frequenza di funzionamento viene controllata direttamente attraverso le corde dello strumento che viene reso elettronico con l'aggiunta del dispositivo descritto. In «B» è illustrato il metodo, basato sull'impiego di due potenziometri, mediante i quali è possibile attribuire a piacere la prevalenza in uscita di due diversi tipi di segnali.

mediante una formula che è stata precedentemente enunciata. Nello schema che riproduciamo nella sezione A di figura 12, il segnale sinusoidale viene trasmesso da Q2 e da R7 a I₁. Il segnale di rilassamento viene trasmesso invece da Q3 e da R10 a I₂. Se I₁ viene chiuso, ed I₂ resta invece aperto, il solo segnale sinusoidale risulta disponibile all'uscita.

Se I₁ viene aperto (taglio), ed I₂ viene chiuso (contatto) all'uscita risulta invece disponibile il segnale avente una forma d'onda non sinusoidale.

Se infine entrambi gli interruttori stabiliscono il contatto, si ottiene una miscelazione dei due segnali. Questo dispositivo risulta quindi essere la soluzione più idonea per imitare il suono di strumenti a corda.

Nello schema elettrico riprodotto nella sezione B della citata figura 12, si nota l'impiego di due potenziometri, che permettono di attribuire una certa prevalenza al segnale ad impulsi integrati che viene fornito dal cursore di P_i, disponendo anche di un segnale analogo a quello fornito dagli organi e dagli strumenti a fiato.

In questo caso, gli strumenti del tipo a fiato risultano realizzabili con il generatore descritto. La loro presentazione potrà quindi essere diversa, ad esempio con l'aggiunta di una tastiera, o con altre soluzioni a scelta del costruttore.

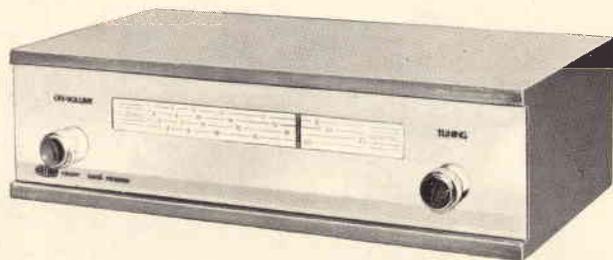
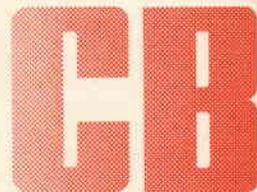
Per gli strumenti a fiato è tuttavia preferibile partire da un generatore che fornisca direttamente dei segnali a dente di sega, come ad esempio un generatore impiegante un transistor a giunzione singola. Con questo tipo di generatore si ottiene facilmente la disponibilità di diversi intervalli di ottava.

Il paragrafo successivo chiarisce le esigenze relative agli amplificatori ed ai miscelatori, ed è anch'esso corredato di alcuni interessanti schemi, che rappresentano le soluzioni più moderne di questi problemi.



UK 365

RICEVITORE SUPERETERODINA



27MHz

Caratteristiche tecniche

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

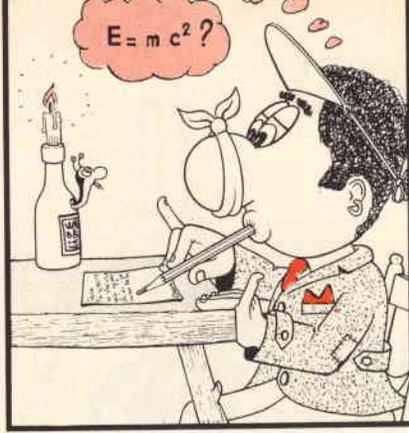
Si tratta di un apparecchio adatto a ricevere tutti i 23 canali della gamma CB.

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

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

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

Prezzo netto imposto **L. 26.500**



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.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Fig. BARDINI F. - Firenze Circuiti integrati per interfonici

Il circuito integrato per interfonici, citato a suo tempo nella rubrica rassegna della stampa estera, è di produzione inglese ma non è reperibile attualmente in Italia. Comunque La informo che la Philips ha realizzato il circuito integrato per interfonici TCA 210, il cui schema elettrico è illustrato in figura 1. Si tratta infatti di un CI monolitico che comprende due amplificatori audio. Il primo è un preamplificatore con elevato guadagno ed ingresso differenziale con uno stadio di uscita in classe A., che può erogare 2,5 mW su un carico di 800 Ω.

Il secondo è un amplificatore di potenza in classe B che dà 500 mW su un carico di 25 Ω.

Per il basso assorbimento di corrente il TCA 210 è pertanto adatto negli impianti interfonici. Lo squelch, possibile in entrambi gli amplificatori, consente di ottenere una lunga durata della batteria di alimentazione.

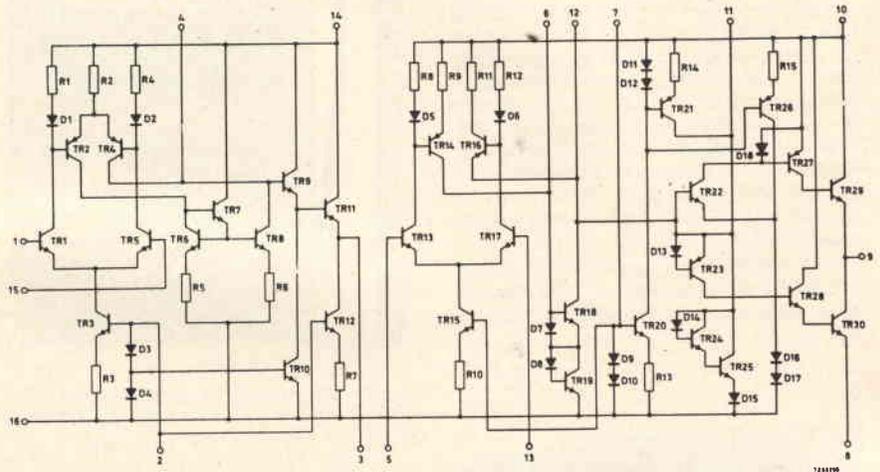


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito integrato per interfonici PHILIPS - TCA 210.

Le principali caratteristiche di questo circuito integrato sono le seguenti: 1°) preamplificatore audio: segnale d'ingresso = 1,5 mV, Impedenza di ingresso: 500 Ω. Potenza di uscita su 800 Ω: 2,5 mW, cifra di rumore con $R_s = 500 \Omega$, $B = 300 \div 4.000 \text{ Hz} - 6 \text{ dB}$. Guadagno in tensione: 10.000. 2°) amplificatore di

uscita in classe B: segnale d'ingresso: 260 mV, Impedenza d'ingresso: 17 kΩ. Potenza di uscita su 25 Ω = 500 mW, su 15 Ω = 800 mW (non continui). Guadagno in tensione = 500.

La figura 2 si riferisce ad un esempio di applicazione pratica del circuito TCA 210 in un sistema interfonico.

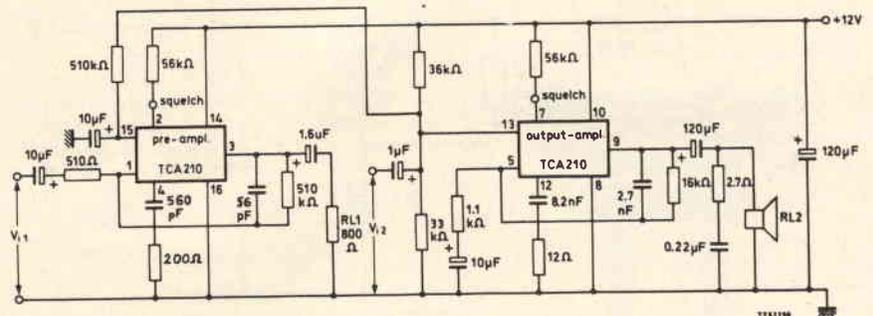


Fig. 2 - Esempio di applicazione pratica del circuito integrato TCA 210 in un sistema interfonico.

Sig. BALLARIN G. - Padova

Centratura Immagine TV

Per rispondere con precisione al suo quesito avrebbe dovuto dirci il modello del televisore in suo possesso. In genere la centratura dell'immagine sullo schermo si ottiene spostando il magnete concentratore o la bobina, ed anche entrambi, sul piano ortogonale all'asse del televisore.

In taluni modelli di televisori il magnete è fissato ad una piastra che è disposta alla distanza desiderata mediante un insieme di molle a spirale, la cui lunghezza può essere variata tramite delle apposite viti.

In altri modelli invece esiste un anello magnetizzatore il quale può essere spostato mediante una levetta, mentre in altri tipi gli anelli sono due ovviamente con due levette.

Nel primo caso la regolazione si effettua agendo sulla levetta che determina gli spostamenti laterali ed in senso della altezza, nel secondo caso occorre agire contemporaneamente sulle due levette in modo da ottenere lo spostamento dell'immagine desiderato. Nell'eseguire queste operazioni occorre naturalmente controllare che tanto la linearità verticale quanto quella orizzontale non siano state alterate.

Altri modelli dispongono di magneti centrori che sono fissati al collo del tubo immediatamente dopo il giogo di deflessione.

Sig. COPPOLA F. - Napoli

Alimentazione di apparecchi radio a 12 V con batteria a 24 V

Per alimentare il mangianastri la cui alimentazione deve essere effettuata con tensione di 12 V con la batteria di bordo di un autobus, le consiglio la costruzione del riduttore di tensione della AMTRON UK 602 il quale permette per l'appunto di ridurre la tensione di ingresso da 24 Vc.c. a quella richiesta di 12 Vc.c. Lo schema di questo apparecchio è illustrato in figura 3.

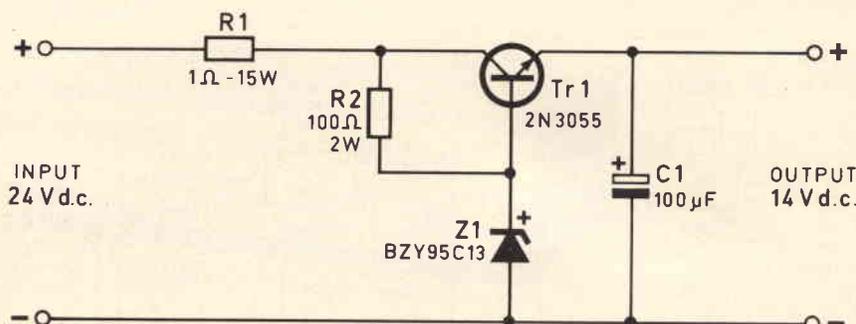


Fig. 3 - Riduttore di tensione elettronico 24 Vc.c. / 14 Vc.c. AMTRON UK 602 per l'uso di apparecchi radio alimentati a 12 V a bordo di autotreni, camion e autobus.

Sig. BAIARDI F. - Milano

Fonometri di precisione

Esistono in Italia parecchie ditte che sono in grado di fornire fonometri di elevata precisione fra queste citiamo la BRUEL & KJAER che produce una vasta gamma di strumenti di questo genere.

La figura 4 si riferisce al modello 2209 mediante il quale è possibile effettuare misure impulsive di suoni e vibrazioni. Si tratta di un apparecchio di tipo portatile in cui sono incorporati i dispositivi per il mantenimento del picco e del massimo RMS nonché il filtro di pesatura D che è stato progettato per misure del rumore emesso da aereoplani. L'indicatore può essere regolato nelle posizioni di slow, fast, impulse, impulse hold e picco hold (cioè lento, veloce, impulso, mantenimento impulso, mantenimento picco. I filtri di pesatura D, A, B, C, e quello lineare sono incorporati. E' possibile la connessione con filtri esterni. In unione all'integratore ZR0020 ed un accelerometro nel tipo B & K il modello 2209 diventa un eccellente misuratore di vibrazioni.

La figura 5 si riferisce al diagramma a blocchi del fonometro in esame, il quale fra l'altro può anche essere impiegato quale indicatore di sovraccarico per gli amplificatori d'ingresso e di uscita, strumenti di registrazione e così via.

Lo strumento può essere ordinato completo di accessori a seconda delle necessità. Si hanno pertanto quattro versioni che sono fornite in apposita valigetta, e precisamente: calibratore per audiometri, modelli 3508 e 2512 contenenti il fonometro di precisione, insieme di filtri ottava, insieme di filtri ad 1/3 ottava, pistonofono, orecchio artificiale, microfono, valigetta; insieme per suoni e vibrazioni modelli 3507 e 3511 contenenti il fonometro di precisione, insieme di filtri ottava, insieme di filtri ad 1/3 ottava, pistonofono, insieme accelerometrico, microfono da 1/2", schermo controvento, cono controvento da 1", cono controvento da 1/2", integrato, adattatore, per treppiede, cavo di estensione, valigetta.

Principali caratteristiche: campo di misura con microfono da 1": lineare 36 ÷ 140 dB, filtro C = 22 ÷ 140 dB; filtro B = 19 ÷ 140 dB; filtro A = 15 ÷ 140 dB; filtro D = 25 ÷ 140 dB. Microfono 1/2" lineare = 60 ÷ 150 dB; filtro C = 46 ÷ 150 dB; filtro B = 40 ÷ 140 dB; filtro A = 36 ÷ 150 dB; filtro D = 46 ÷ 150 dB. Tali valori sono RMS da 5 dB sopra il rumore di fondo sino ad un segnale sinusoidale massimo concesso.

Campo di frequenza amplificatore: 2 Hz ÷ 70 kHz + 1 dB, limite inferiore spostabile a 10 Hz. Indicatore con compensazione magnetica scale -10 a +10 dB 0 a 10, 0 a 30 (V o valori di vibrazione). Alimentazione 3 ÷ 4,6 V autonomia 8 ore continuative. Dimensioni 32,5 x 12 x 9 cm peso 2,7 kg.

Fig. 4 - Fonometro di precisione per misure impulsive modello 2209 della Brüel & Kjaer, per misurare vibrazioni e rumori, urti, calibratore per audiometri e misure acustiche compreso il rumore emesso dagli aerei.

La corrente erogata di 2,4 A (massima 2,8 A) è più che sufficiente per alimentare anche un amplificatore del tipo da Lei indicato.

Le scatole di montaggio AMTRON, sono reperibili presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione GBC Italia.

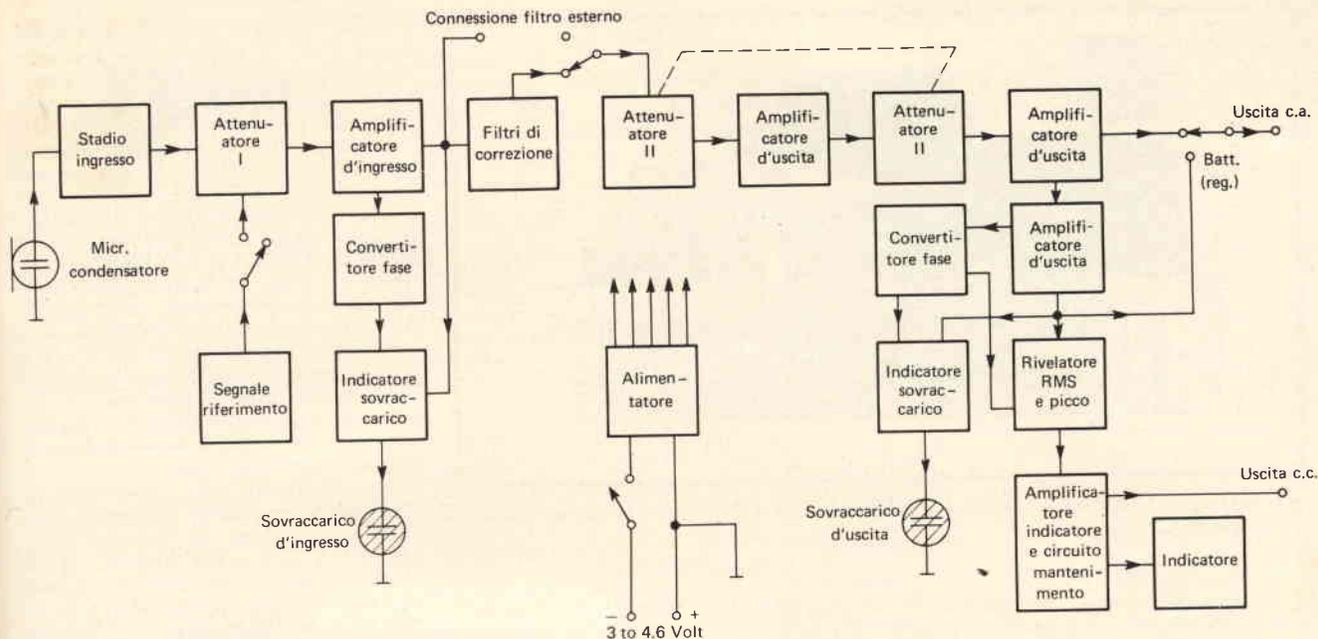


Fig. 5 - Schema a blocchi del fonometro di precisione tipo 2209.

Fig. COSTA G. - Genova

Radiofari per la navigazione in Corsica

In Corsica attualmente prestano servizio i seguenti radiofari:

ILE DE LA GIRAGLIA, Capo Corso (nel Faro) 43° 01' 34" N, 9° 24' 25" E. Frequenza: 308 kHz A2. Portata media 100 miglia. Segnale RT: periodo 2 min. gruppo GL, ripetuto 6 volte, 22 s; linea lunga 25 s. Gruppo GL ripetuto 8 volte 30 s; linea lunga 25 s. Gruppo GL ripetuto 2 volte, 8 s. Silenzio 10 s.

Servizio con nebbia e senza: continuo. In gruppo con Pointe de Chiappa.

POINTE DE CHIAPPA, (nel Faro). 41° 35' 40" N, 9° 22' 01" E.

Frequenza: 308 kHz A2. Portata media: 100 miglia. Segnale RT: periodo 2 min. Gruppo CP ripetuto 3 volte, 22 s. Linea lunga 25 s. Gruppo CP ripetuto 4 volte 30 s; linea lunga 25 s. Gruppo CP 8 s. Silenzio 10 s.

Servizio con nebbia e senza: continuo. In gruppo con Ile de la Giraglia.

POINTE SENETOSE, Punta Aquila (nel Faro) 41° 33' 28" N, 8° 47' 56" E.

Frequenza: 294,2 kHz A2. Portata media; 100 miglia. Periodo RT: periodo 2 min; gruppo SE ripetuto 6 volte 22 s; linea lunga 25 s. Gruppo SE ripetuto 8 volte 30 s; linea lunga 25 s; Gruppo SE ripetuto 2 volte 8 s. Silenzio 10 s.

Servizio con nebbia e senza: continuo. In gruppo con Pointe S n tose e La Garoupe (Cap d'Antibes, Francia segnale GO).

POINTE REVELLATA (nel Faro) 42° 34' 57" N, 8° 43' 33" E.

Frequenza: 292,2 kHz A2. Segnale RT: gruppo RV ripetuto 6 volte 22 s; linea lunga 25 s. Gruppo RV ripetuto 8 volte 30 s; linea lunga 25 s. Gruppo RV, ripetuto 2 volte 8 s. Silenzio 10 s.

Servizio con nebbia e senza: continuo. In gruppo con Pointe S n tose e La Garoupe.

ILE LAVEZZI - Bocche di Bonifacio (nel Faro) 41° 20' 02" N, 9° 15' 38" E.

Frequenza: 287,3 kHz A2. Portata media: 30 miglia. Segnale RT: periodo 2 min, gruppo VZ ripetuto 3 volte 22 s; linea lunga 25 s. Gruppo VZ ripetuto 4 volte 30 s, linea lunga 25 s. Gruppo VZ ripetuto 2 volte 8 s. Silenzio 10 s. Servizio con nebbia e senza: continuo.

Fig. MARCHETTI GL. - Torino

Registratore oscillografico

Esistono in Italia molte ditte che sono in grado di fornire registratori oscillografici di tipo portatile a pi  tracce. In figura 6   illustrato ad esempio il registratore KYOWA della ditta TECHNITRON con sede a Milano ed a Roma. La sigla di questo strumento   RMS 11 RAPET, esso consente la registrazione sui canali distinti. (I galvanometri hanno una risposta fino a 1000 Hz e sensibilit  di 2,5 μ A/mm). Sorgente luminosa ad incandescenza. Alimentazione da rete e da batteria a 12 V. Quattro velocit  da 0,25 a 100 cm/s. Riavvolgitore per la carta. Batterie ricaricabili al Ni-Cd.

Fig. PUDDU G. - Cagliari

Rivelatori a cristallo

Prima che fosse inventata la valvola elettronica la rivelazione dei segnali fu effettuata con il coherer e successivamente con rivelatori a cristallo e precisamente carborundum, costituito da silicio e carbonio con contatto di acciaio,

galena cio  solfuro di piombo, con contatto costituito da una punta metallica di filo di acciaio o di bronzo, da bornite solfuro di rame e ferro e da zincite, ossido di zinco.

I rivelatori pi  usati erano quello a carborundum ed a galena. Il rivelatore



Fig. 6 - Registratore oscillografico portatile a sei canali di registrazione serie RMS 11 Rapet della Kyowa (Technitron).

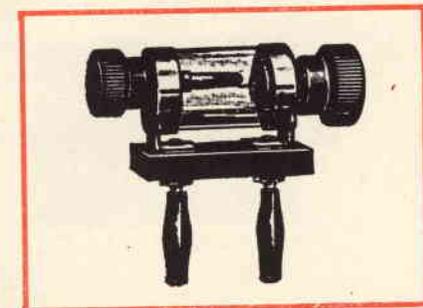


Fig. 7 - Modello di rivelatore a galena usato attorno agli anni 1921 e successivi.

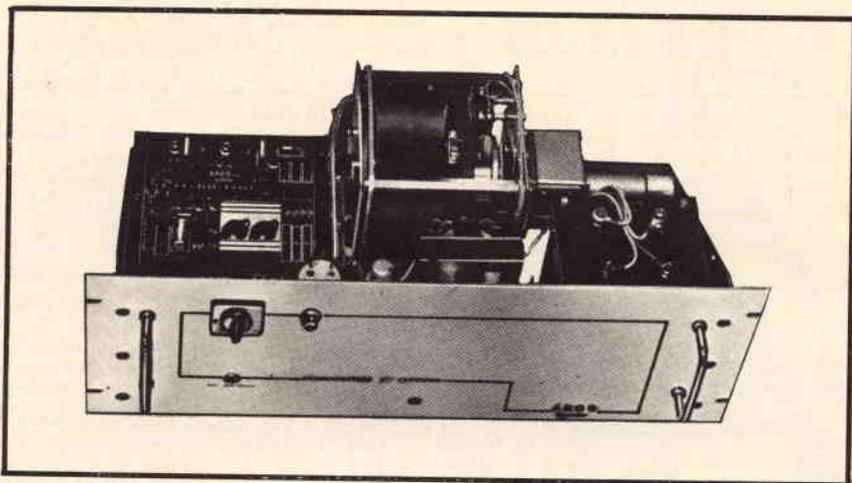


Fig. 8 - Unità stabilizzatrice da 2,5 VA 220 V \pm 15% e 220 V \pm 1% realizzata dalla ditta AROS.

a carborundum trovava impiego specialmente nei servizi di radiocomunicazione perché i suoi contatti dovevano essere stabili e non richiedevano regolazione, per contro la galena era molto più sensibile ma la spirale di acciaio o di bronzo, il famoso baffo di gatto, doveva essere regolata in modo da fare contatto con i punti più sensibili della galena.

Il rivelatore a galena si presentava come illustrato in figura 7.

Sig. PARENTI D. - Roma

Stabilizzatori elettromeccanici per corrente alternata

Su questa stessa rubrica abbiamo già risposto ad un quesito del genere, comunque precisiamo che presso la AROS Via Somalia, 20 - 20032 CORMANO sono reperibili unità stabilizzatrici da 2,5 kW 220 V \pm 15% e 220 V \pm 1% particolarmente adatte per l'alimentazione di piccoli centri di calcolo per il trattamento dei dati. (figura 8).

Tale ditta costruisce anche stabilizzatori elettromeccanici monofasi e trifasi per potenze fino a 50 kVA, stabilizzatori a risonanza monofasi per potenze fino a 6 kVA.

Sig. ROSSI G. - Milano

Pubblicazioni sul laser, sui circuiti logici e varie

Sul laser e sul maser esiste un'ottima pubblicazione della Philips dovuta a Stanley Leinwoll LASER E MASER, tradotta in italiano dal Dott. R. Rosati. In essa sono trattati i seguenti argomenti: introduzione, il laser, il laser a rubino, altri tipi di laser, applicazioni varie comunicazioni mediante il laser, modulazione e demodulazione, prodotti laser esistenti in commercio.

Per lo studio dei circuiti logici a transistori consigliamo il volume, pure edito dalla Philips, CIRCUITI LOGICI CON TRANSISTORI di J. P. Korthals Altes in cui sono trattati i seguenti argomenti: elementi di algebra di commutazione, il sistema binario ed altri sistemi fondamentali di calcolo la codificazione, le funzioni algebriche di commutazione, funzioni AND, OR, NOT e legge di dualità, il semiconduttore ed il suo impiego nei circuiti logici, gli amplificatori, la funzione relè, il flip-flop, la decade di conteggio, circuiti di conteggio e commutazione, le varie operazioni i circuiti pratici realizzabili come elementi singoli o in forma di circuiti

integrati, la logica positiva o negativa, logica DTL, TTL e così via, problemi di assemblaggio, le interferenze, applicazioni ed esercitazioni varie sull'impostazione dei problemi di calcolo digitale.

Entrambi i volumi sono reperibili presso la Edizione CELI di Bologna. Presso la EURELETTRONICA, Via Mascheroni, 19 - 20145 MILANO è reperibile il volume SEMICONDUCTOR DATA HANDBOOK della GENERAL ELECTRIC nel quale, in 1200 pagine sono illustrate le caratteristiche, comprese informazioni sulla intercambiabilità di 30 categorie diverse di prodotti. Fra i principali argomenti trattati segnaliamo: prodotti optoelettronici, transistori di potenza, SCR, triacs, unigiunzione, triggers, transistori al silicio, moltiplicatori di tensione, darlington ecc.

Per conseguire una buona preparazione nel campo della matematica consigliamo il volume del Garnier E. LA MATEMATICA CHE SERVE, in cui in modo piano con numerosi esempi, problemi ed applicazioni sono trattate: l'algebra, la trigonometria, i logaritmi e la geometria analitica. Tale volume è edito dall'Hoepli.

Sig. CARLI G. - Livorno

Micromotori a corrente continua

Il micromotore a corrente continua ESCAP 26P, del quale avevamo già scritto in precedenza, è reperibile presso la ditta LANDIS & GYR, Via M. Bandello, 6 - 20123 MILANO alla quale può rivolgersi per ulteriori informazioni a nostro nome. La caratteristica principale di questo micromotore, è quella di essere fornito di un rotore, avente la forma a campana, ultra leggero poiché è costituito esclusivamente da filo di rame senza alcun supporto.

Tale rotore, illustrato in figura 9 può sviluppare una potenza da 5 a 10 volte maggiore a quella di un motore convenzionale di identiche dimensioni.

Una tensione di 150 mV è sufficiente per metterlo in moto e il suo rendimento si aggira sull'80%. Esso è prodotto dalla ditta svizzera PORTESCAP REANO SA, di La Chaux-de-Fonds.

Sig. AIELLO G. - Napoli

Fibre ottiche ed intrascopia

Uno dei più utili impieghi delle fibre ottiche è nella intrascopia poiché permette di trovare difetti in pezzi e corpi cavi. Le cavità più tortuose e gli angoli più reconditi possono essere infatti illuminati efficacemente con la luce fredda emessa dalle fibre ottiche, mentre sonde ottiche e specchi evidenziano i difetti.

Si possono costruire intrascopi speciali con visione laterale a 90° e perisiva a 360° oppure con fibroscopi flessibili.

Informazioni su apparecchi di questo genere potrà richiederle a nostro nome alla LEITZ ITALIANA, Via Bronzino, 8 - 20133 MILANO.

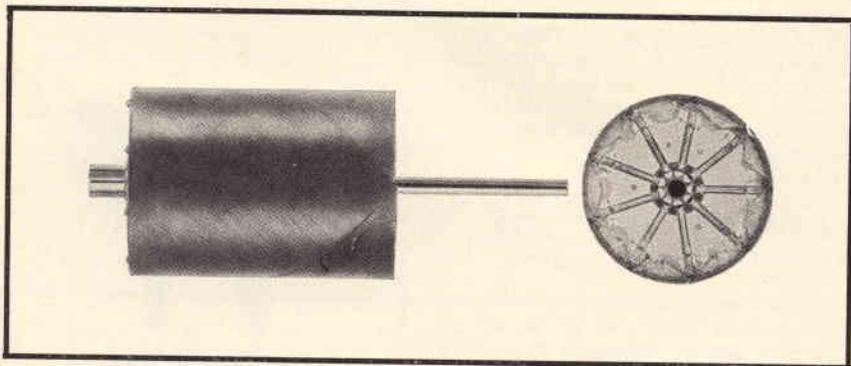


Fig. 9 - Rotore ultra leggero a campana, composto esclusivamente dall'avvolgimento del micromotore a corrente continua Escap 26P della Landis & Gyr.

POTENZIOMETRI AD IMPASTO DI CARBONE



Potenzimetri professionali «Matsushita»

Ad impasto di carbone
Senza interruttore
Dissipazione max:

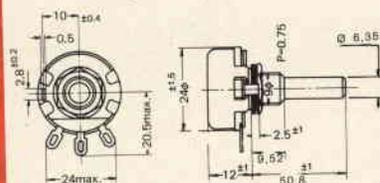
1 W a 70 °C

Tensione max. lavoro:
350 V

Variazione: lineare
Tolleranza: ± 10%

Montaggio:
con bussola e dado
Comando:
con alberino metallico

EVS-S2A



Valori

100	Ω
1	kΩ
2.5	kΩ
5	kΩ
10	kΩ
25	kΩ
50	kΩ
100	kΩ
150	kΩ
1	MΩ
5	MΩ

DP/1241-10
DP/1242-10
DP/1242-25
DP/1242-50
DP/1243-10
DP/1243-25
DP/1243-50
DP/1244-10
DP/1244-15
DP/1245-10
DP/1245-50

Potenzimetri semifissi professionali «Matsushita»

Ad impasto di carbone
Dissipazione max:

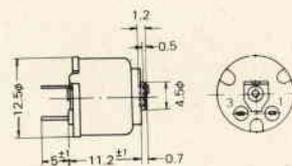
0,5 W a 70 °C

Tensione max. lavoro:
350 V

Variazione: lineare
Tolleranza: ± 20%

Montaggio:
a circuito stampato
Regolazione: verticale
con taglio a cacciavite

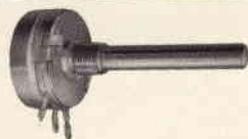
EVS-N6A



Valori

100	Ω
1	kΩ
2.5	kΩ
5	kΩ
10	kΩ
25	kΩ
50	kΩ
100	kΩ
150	kΩ
1	MΩ
5	MΩ

DP/4801-10
DP/4802-10
DP/4802-25
DP/4802-50
DP/4803-10
DP/4803-25
DP/4803-50
DP/4804-10
DP/4804-15
DP/4805-10
DP/4805-50



Potenzimetri professionali «Matsushita»

Ad impasto di carbone
Senza interruttore
Dissipazione max:

2W a 70 °C

Tensione max. lavoro:
500 V

Variazione: lineare
Tolleranza: ± 10%

Montaggio:
con bussola e dado
Comando:
con alberino metallico

EVS-Y2A

Potenzimetri professionali miniatura «Matsushita»

Ad impasto di carbone
Dissipazione max:

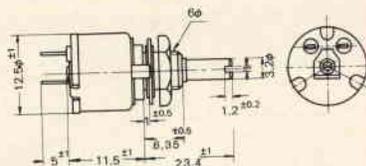
0,5 W a 70 °C

Tensione max. lavoro:
350 V

Variazione: lineare
Tolleranza: ± 10%

Montaggio:
con bussola e dado
Comando:
alberino metallico
con taglio a cacciavite

EVS-N2A



Valori

100	Ω
1	kΩ
2.5	kΩ
5	kΩ
10	kΩ
25	kΩ
50	kΩ
100	kΩ
150	kΩ
1	MΩ
5	MΩ

DP/1261-10
DP/1262-10
DP/1262-25
DP/1262-50
DP/1263-10
DP/1263-25
DP/1263-50
DP/1264-10
DP/1264-15
DP/1265-10
DP/1265-50

Valori

100	Ω
1	kΩ
2.5	kΩ
5	kΩ
10	kΩ
25	kΩ
50	kΩ
100	kΩ
150	kΩ
1	MΩ
5	MΩ

DP/4861-10
DP/4862-10
DP/4862-25
DP/4862-50
DP/4863-10
DP/4863-25
DP/4863-50
DP/4864-10
DP/4864-15
DP/4865-10
DP/4865-50

... dal catalogo G.B.C. - lettera DP

mini CALCOLATRICI portatili

TENKO
KOVAC



**Mini calcolatrice portatile
Tenko SR-808**

- 8 cifre
- 4 operazioni fondamentali
- 1 memoria
- Dispositivo di richiamo per la lettura della penultima operazione effettuata
- Dispositivo di soppressione dello zero
- Sistema automatico di cancellazione
- Alimentazione: 6 Vc.c.
- Dimensioni: 147 x 85 x 33

ZZ/9975-00



**Mini calcolatrice da tavolo
KOVAC K 80D**

- 8 cifre
- 4 operazioni fondamentali
- 1 memoria
- Dispositivo per valori negativi - Dispositivo di segnalazione di errore - Dispositivo per ottenere cifre decimali arrotondate a due o tre decimali - Dispositivo di cancellazione totale e parziale - Alimentazione: 6 Vc.c. oppure 220 Vc.a.

Dimensioni: 215 x 136 x 60

ZZ/9980-00



**Mini calcolatrice portatile
Kovac LE-802**

- 8 cifre
- 4 operazioni fondamentali
- Dispositivo per valori negativi
- Dispositivo per segnalazione di errore
- Deviatore per operazioni ripetitive
- Dispositivo per poter ottenere cifre decimali arrotondate a 2 decimali
- Dispositivo per cancellatura parziale
- Sistema automatico di cancellazione
- Alimentazione: 9 Vc.c.
- Dimensioni: 135 x 68 x 28

ZZ/9972-00



DISTRIBUITE DALLA GBC

WEGA Hi-Fi



la migliore tecnica ed estetica tedesca è arrivata anche in Italia

WEGA, la casa tedesca che da più di mezzo secolo contribuisce in modo decisivo all'evoluzione della radiotecnica, con i suoi famosi compatti ha dato una nuova dimensione all'alta fedeltà. Ciò è stato possibile grazie alla perfezione costante e alla creazione di forme e tecniche inedite, frutto della tradizione di questa impresa di grandissima esperienza. La combinazione illustrata in questa pagina ne è un classico esempio.

COMBINAZIONE STUDIO HI-FI 3120 composta da:

1 - Sinto-amplificatore stereo 3120

Sezione Sintonizzatore

Gamma d'onda: FM - OM - OC - OL

Sensibilità FM: 1,2 μ V

Circuito FI con filtri ceramici e a quarzo

Sette tasti di preselezione in FM

Sezione Amplificatore

Potenza di uscita: 2 x 45 W RMS e 2 x 65 W musicali

Distorsione armonica: < 0,1%

Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz

± 0,5 dB

Stadi di uscita protetti

Dimensioni: 600 x 115 x 150

1 - Cambiadischi 3420

Tipo Dual 1229 con testina magnetica Shure DM 103 ME

Dimensioni: 415 x 195 x 350

2 - Casse acustiche LB 3520

Tipo LB 3520

A tre vie, tre altoparlanti

Potenza continua: 50 W

Banda passante: 28 ÷ 25.000 Hz

Frequenza di taglio del crossover: 500 Hz, 2.000 Hz

Impedenza: 4 - 8 Ω

Dimensioni: 585 x 295 x 120

RICHIEDETE I PRODOTTI WEGA AI MIGLIORI RIVENDITORI
Catalogo a FURMAN S.p.A. - Via Ferri, 6 - 20092 CINISELLO BALSAMO (MI)

lui non lo sa...



ora c'è **Bouyer !**

**MICROFONI • PREAMPLIFICATORI •
AMPLIFICATORI • TROMBE • DIFFUSORI •
COLONNE • COMPLESSI PORTATILI •
MEGAFONI**

Complesso portatile Mod. 801 Super Megaflex

Composto da: Amplificatore 7 W - 14 W max - Tromba tipo Planiflex 523 - Microfono elettrodinamico GM14 con regolazione della potenza - Portata: 500 ÷ 800 m - Completo di accessori per il fissaggio su vettura e per il trasporto a spalla - Alimentazione: 12 Vc.c. con 9 pile torcia da 1,5 V - Dimensioni: 370 x 135 x 356 - Peso con pile: 4,5 kg.

ZA/0154-08

Complesso portatile Mod. CP 3 Clubflex

Composto da: Amplificatore 5 W - 10 W max - Microfono tipo GM13 con capsula tipo 709C - Colonna a 4 altoparlanti con treppiede - Adatto per annunci durante riunioni, congressi ecc. - Alimentazione: 12 Vc.c. con 8 pile torcia da 1,5 V - Dimensioni: altezza 1,15 ÷ 1,70 m - base 0,55 m - Peso: 12 kg.

ZA/0154-14



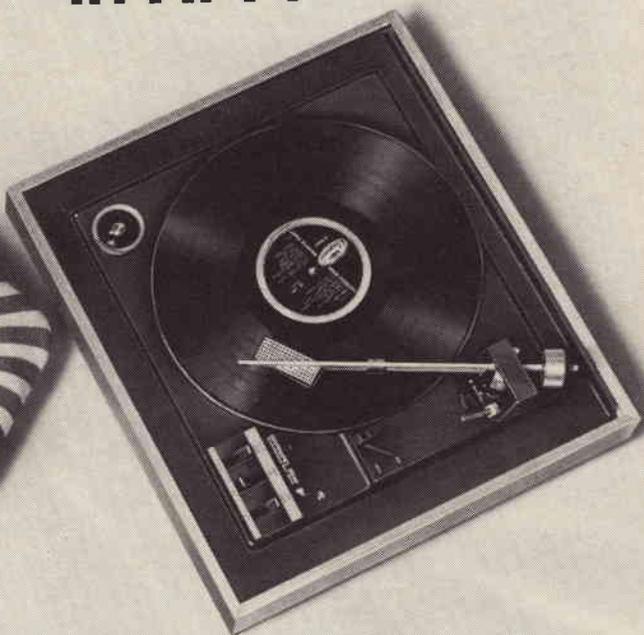
Richiedete cataloghi a: GBC Italiana c.p. 3988
MILANO 20100.

BOUYER



Garrard

the first
in Hi-Fi



Garrard 86SB

giradischi
con caratteristiche professionali

- trasmissione a cinghia
- grande piatto pesante antimagnetico
- motore sincro
- antiskating



SIPREL

società italiana prodotti elettronici s.p.a.

20146 milano - via giuseppe frua, 11
tel. (02) 469.30.20 - 469.30.87 - 469.22.42

Jacky 23... ...e puoi tutto

Ricetrasmittitore «Tenko»
Mod. Jacky 23

23 canali equipaggiati di quarzi
Indicatore S/RF
Limitatore di disturbi
Presca per antenna, altoparlante esterno,
PA e cuffia.
Controllo volume, squelch, volume PA
Sintonizzatore Delta
Potenza ingresso stadio finale:
5 W AM - 15 W SSB.
Uscita audio: 2 W
Alimentazione: 13,8 Vc.c.
Dimensioni: 267x64x216



TENKO

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC**

Musica verità

intermarco italia



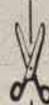
N 4418 Hi-Fi "Comandi elettronici di regia" Una sala di registrazione a tre motori, tre testine, tre velocità.

N 4418: la perfezione e la versatilità di una sala d'incisione in un registratore. Tre motori regolati elettronicamente, per una velocità del nastro perfettamente equilibrata. Comandi elettronici, con tasti che basta sfiorare con un dito. Potenzimetri lineari per la regolazione di toni alti, toni bassi, volume, bilanciamento, livello di registrazione. Indicatori separati della profondità di modulazione dei due canali. E la versatilità del sistema a tre testine: multiplay, effetto eco, miscelazione, controllo simultaneo d'incisione prima/dopo nastro. Unite a tutto ciò un amplificatore da 15 Watt per canale, due vere casse acustiche incorporate, dispositivi per l'arresto automatico a fine nastro e per l'arresto ad un qualsiasi punto preselezionato. Con questo registratore, cosa potete ancora invidiare ad una sala d'incisione?

PHILIPS

Philips S.p.A. - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano
Desidero informazioni più dettagliate
sul registratore N 4418.

Nome _____ Cognome _____
Via _____ n. _____
CAP _____ Città _____



hi
fi
HIGH FIDELITY INTERNATIONAL

Ray Charles, Sinatra, Beethoven, soddisfatti della BSR McDonald.

CDM-723



Infatti con i prodotti della BSR McDonald. Voi suonate Beethoven e sentite solamente Beethoven. Voi suonate Sinatra e sentite solamente Sinatra. Voi suonate Ray Charles e sentite solamente Ray Charles.

La BSR McDonald produce quasi la metà dei cambiadischi e giradischi venduti nel mondo ed ora entra nel mercato italiano. Anche per Voi è ora possibile sentire "solamente" musica, musica "pulita". Fate una prova con l'810, l'HT70, l'MP60 o il cambiadischi automatico 610. Ne sarete soddisfatti. Per ottenere dettagliate informazioni è sufficiente inviarci questo tagliando:

BSR
McDONALD

BSR (ITALIA) S.p.A. —
Piazza Luigi di Savoia —
22-20124 MILANO.

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sulla nuova serie BSR McDonald

Nome _____

Cognome _____

Indirizzo _____

C.A.P. _____ Città' _____

BSR (ITALIA) S.p.A. — Piazza Luigi di Savoia 22 —
20124 MILANO.

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

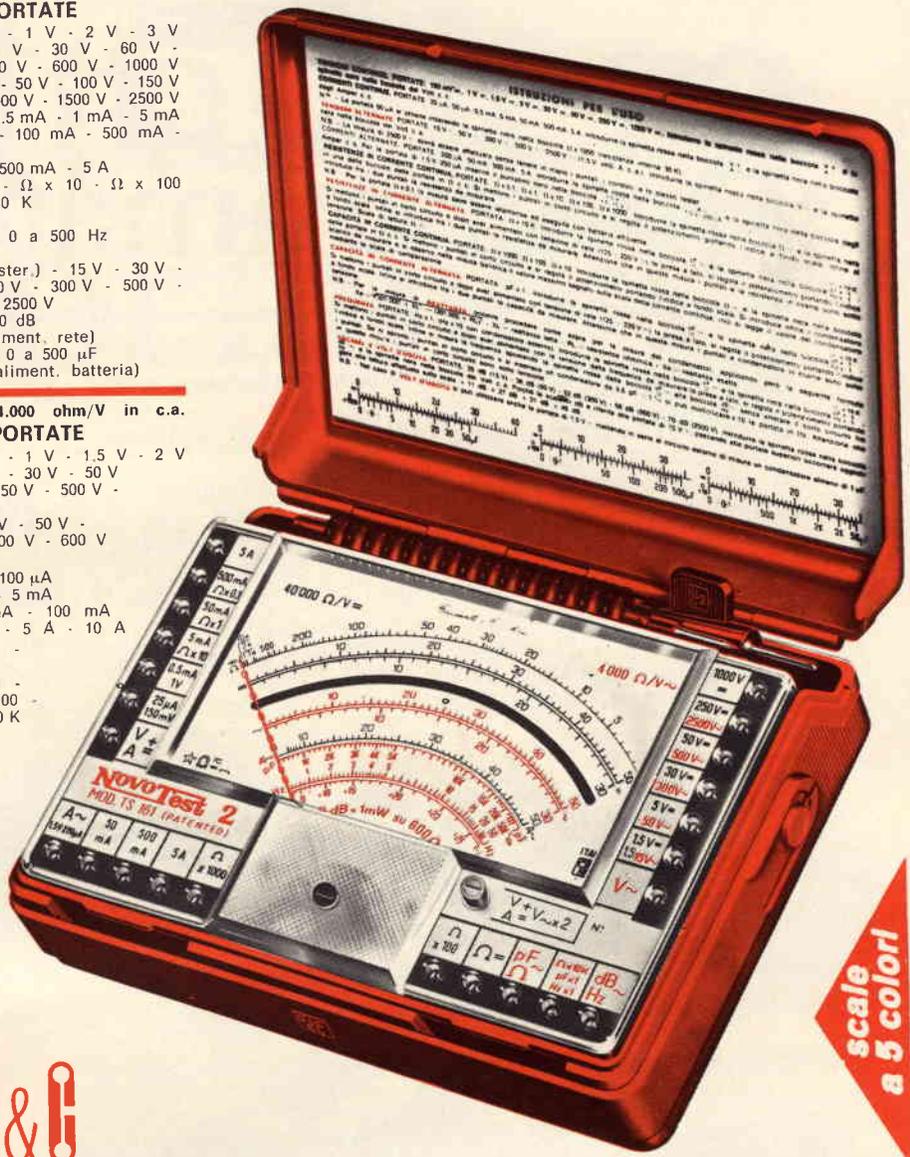
- VOLT C.C.** 15 portate: 100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
- VOLT C.A.** 11 portate: 1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
- AMP. C.C.** 12 portate: 50 μ A - 100 μ A - 0,5 mA - 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 FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- 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
- da -10 dB a +70 dB
- DECIBEL** 6 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete)
- CAPACITA'** 4 portate: 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 FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- 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



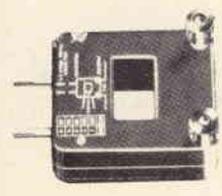
scale a 5 colori



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

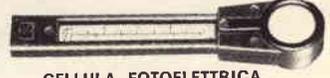
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORE PER 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:

- | | | | |
|--|--|---|--|
| BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13 | FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo, 38 | PADOVA - Pierluigi Righetti
Via Lazzara, 8 | IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV |
| BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10 | GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18 | PESCARA - GE - COM
Via Arrone, 5 | MOD. TS 141 L. 13.680 franco nostro |
| CATANIA - ELETTO SICULA
Via Cadamosto, 18 | TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis | ROMA - Dr. Carlo Riccardi
Via Amatrice, 15 | MOD. TS 161 L. 15.900 stabilimento |



Programmatore X8

da abbinare ad una tastiera sensoriale od elettromeccanica di comando dei programmi televisivi

Le principali caratteristiche sono:

- Elevata stabilità delle piste potenziometriche, di fabbricazione originale PREH;
- memorizzazione di tutte le bande e di tutti i canali televisivi fino ad un massimo di otto programmi;
- costruzione piatta; il lato frontale, d'ingombro ridotto, può scomparire del tutto nel corpo dell'apparecchio televisore, senza lasciare organi di comando e quadranti in vista;
- facilità delle manovre di programmazione, che possono essere effettuate dallo stesso utente e senza intervento del servizio tecnico.



Complessi meccanici delle
Officine di Precisione
ANTONIO BANFI
di Baranzate/Milano

estraibile a cassetto

fabbricato in Italia
su licenza della PREH
di Bad Neustadt/Saale
(Germania Occidentale)



MIESA S.R.L.
20021

BARANZATE / MILANO
VIA PRIMO MAGGIO 41



per il comando di un programmatore di canali televisivi

tastiera sensoriale **s8**

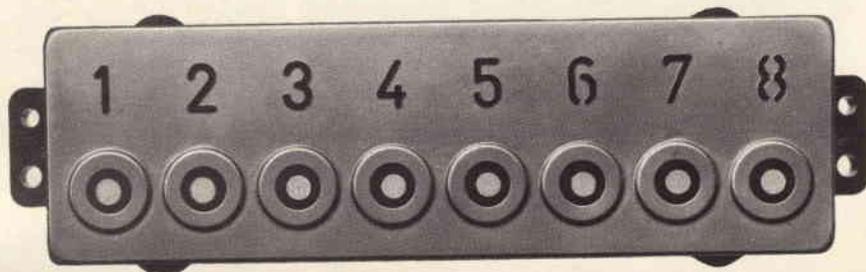
090 02006

Le principali caratteristiche sono:

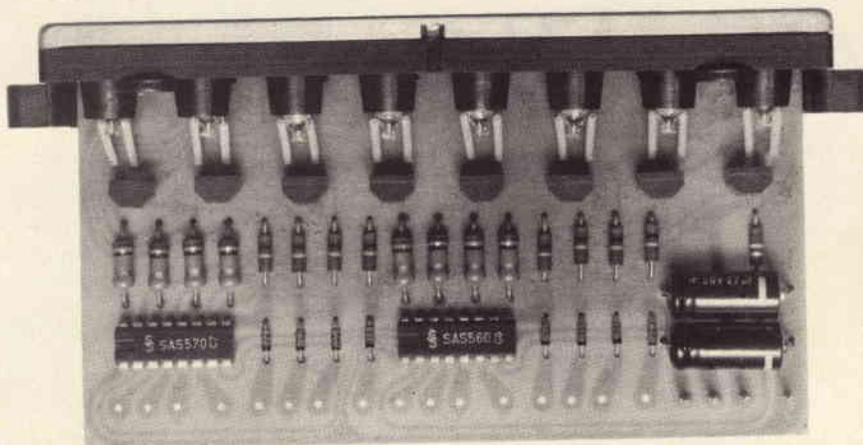
- ingombro frontale ridotto, che non vincola l'estetica dell'apparecchio televisore;
- due versioni: per inserimento verticale od orizzontale;
- per selezionare i programmi è sufficiente sfiorare il tasto corrispondente al programma desiderato;
- alla riaccensione del televisore s'inserisce automaticamente il primo canale.

ENGELMANN

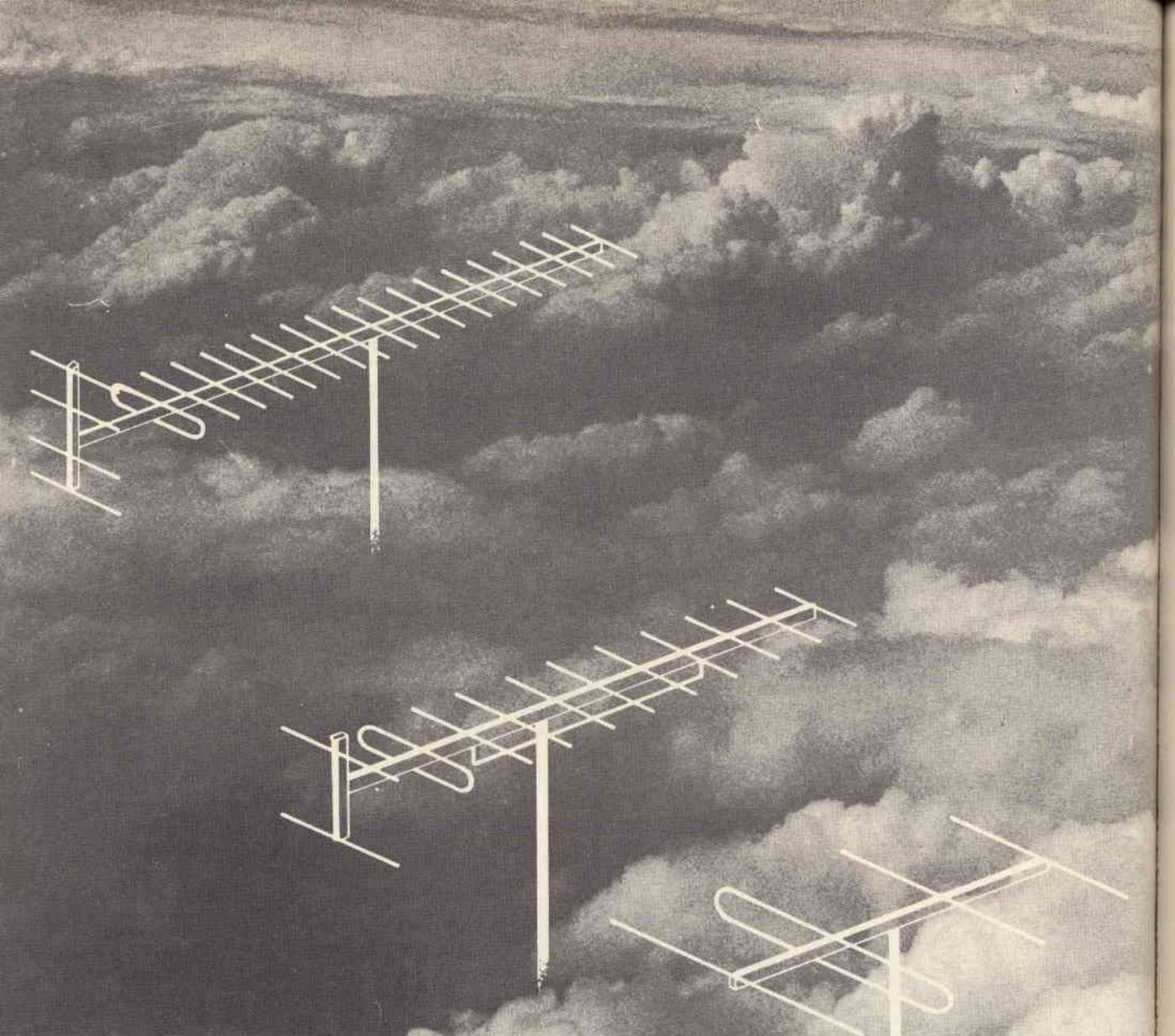
A richiesta la tastiera
può essere fornita
con Disegn in esclusiva



Complessi meccanici delle
Officine di Precisione
ANTONIO BANFI
di Baranzate/Milano



MIESA S.R.L. - VIA PRIMO MAGGIO 41 - 20021 BARANZATE / MILANO



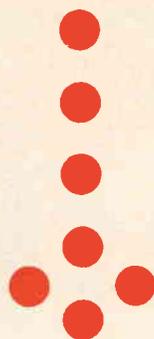
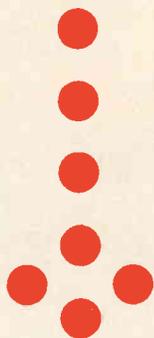
PRESTEL

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

LA GAMMA COMPLETA PER IMPIANTI TV

I PRODOTTI PRESTEL SONO IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

lui forse no...



ma voi potete certamente
realizzare il **12"** a transistori
tutto vostro

TELEVISORE PORTATILE DA 12"

Questa scatola di montaggio, frutto della grande esperienza AMTRON, è stata studiata e messa a punto sulla scorta delle tecniche più moderne. Essa possiede la rara qualità di soddisfare le esigenze dei tecnici di ogni livello, dagli amatori ai professionisti. Le varie fasi ed operazioni di montaggio sono ampiamente descritte e illustrate nell'opuscolo di istruzioni, allegato alla confezione del kit.

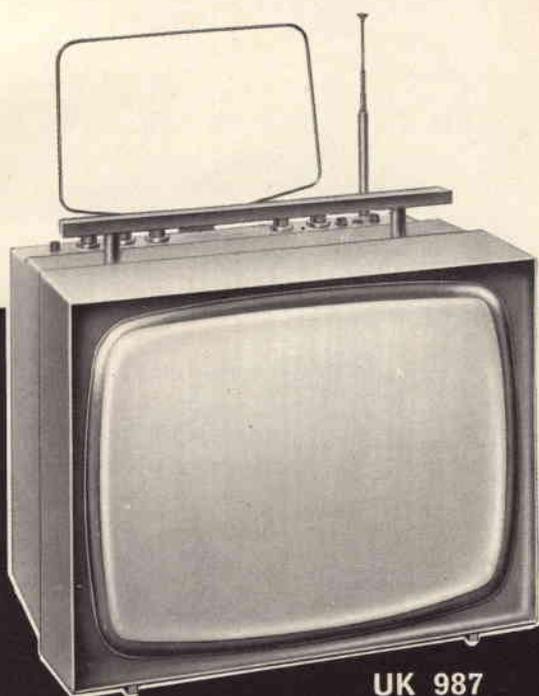
Caratteristiche tecniche

Ricezione:	UHF-VHF
Bande:	I - III - IV - V
Impedenza di ingresso UHF e UHF:	75 Ω
Impedenza di uscita suono:	8 Ω
Potenza d'uscita suono:	300 mW
Alimentazione:	12 Vc.c. oppure 220 Vc.a.
Dimensioni:	250x300x280
Peso:	6,5 kg



Prezzo netto imposto

L. 85.000



UK 987

condensatori elettrolitici



Il leader mondiale nel campo degli amplificatori audio integrati presenta:



TBA 810 S

il primo di una nuova generazione di amplificatori audio protetti e con potenza aumentata

7 watt oggi

La SGS-ATES riafferma il suo primato nel campo degli amplificatori di potenza con una seconda generazione.

La potenza di uscita viene aumentata, e una nuova particolare caratteristica, la protezione, viene incorporata.

Il TBA 810 S, ora in produzione, sviluppa fino a 7 W di uscita (r.m.s. continui) con un carico di 4 Ω . Ideale per le autoradio, presenta

come funzione integrata una protezione termica a prova di variazioni improvvise nella tensione di alimentazione, di eccessivi aumenti nella temperatura ambiente o di insufficiente dissipazione termica. E' disponibile in un contenitore plastico quad-in-line, con alette di raffreddamento esterne, piegate o piatte. Richiedete la documentazione tecnica.

10 watt domani

Il TCA 940, attualmente in produzione e presto disponibile, garantisce una protezione completa, sia termica che contro i cortocircuiti permanenti.

Perfetto per gli apparecchi radio. Seguiranno presto nuove informazioni.

20 watt prossimamente

Ancora piú potente. Attualmente in fase finale di sviluppo, questo eccezionale CI è progettato in funzione di una reale soluzione per gli hi-fi, con una protezione del 100%. Preparatevi ad una super-potenza.

una nuova piastra registratore SONY per perfezionisti



Il SONY TC-377 è il complemento ideale di ogni impianto hi-fi, risultato di continui perfezionamenti tecnologici.

- Sistema a tre testine magnetiche in ferrite di nuovissima concezione, dalle prestazioni superiori per soddisfare l'amatore più esigente.

- Dispositivo di arresto automatico integrale.
- Selettore per nastri normali o speciali (come il tipo Sony SLH).
- Possibilità di miscelazione microfono/linea
- Due strumenti indicatori di livello ad ampia scala per una facile lettura.

- Sistema di registrazione e riproduzione: 4 tracce stereo/mono.
- Alimentazione: 100 - 110 - 120 - 127 - 220 - 240 V/50-60 Hz
- Velocità del nastro: 19-9,5-4,8 cm/s.
- Risposta di frequenza con nastro SONY SLH e secondo le

- norme DIN:
30 ÷ 24.000 Hz a 19 cm/s
40 ÷ 16.000 Hz a 9,5 cm/s
- Rapporto segnale / disturbo: 55 dB.
- Wow e flutter: ± 0,09% a 19 cm/s; ± 0,12% a 9,5 cm/s.
- Distorsione armonica: 1,2%.
- Dimensioni: 418 x 210 x 392.

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI

Cataloghi a: **FURMAN S.p.A. - Via Ferri 6 - 20092 CINISELLO B. (MI)**

MISURATORE DI CAMPO

EP 592

- GRUPPO INTEGRATO A QUATTRO PRESELEZIONI
- ALTOPARLANTE INCORPORATO
- MANEGGEVOLE
- ALIMENTATORE A 12 V INCORPORATO PER AMPLIFICATORI D'ANTENNA

**PREZZO
DI LANCIO
PER POCHE
SETTIMANE**

L. 115.000

(+I.V.A.)



CARATTERISTICHE

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

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20088 Poschiera
Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telefono:
91.50.424/425/426

U

N

A

O

H

M



della START S.p.A.

N.B. - Il prezzo del misuratore di campo UNAOHM EP592, pubblicato sul n. 11 di Sperimentare Selezione Radio-TV, è errato. Quello esatto è L. 115.000 (+ IVA) come pubblicato in questa pagina.

Più "Elettricità" per il vostro denaro!



Questa è la pila «Tigre» della Hellekens!

La pila «Tigre» della Hellekens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata.

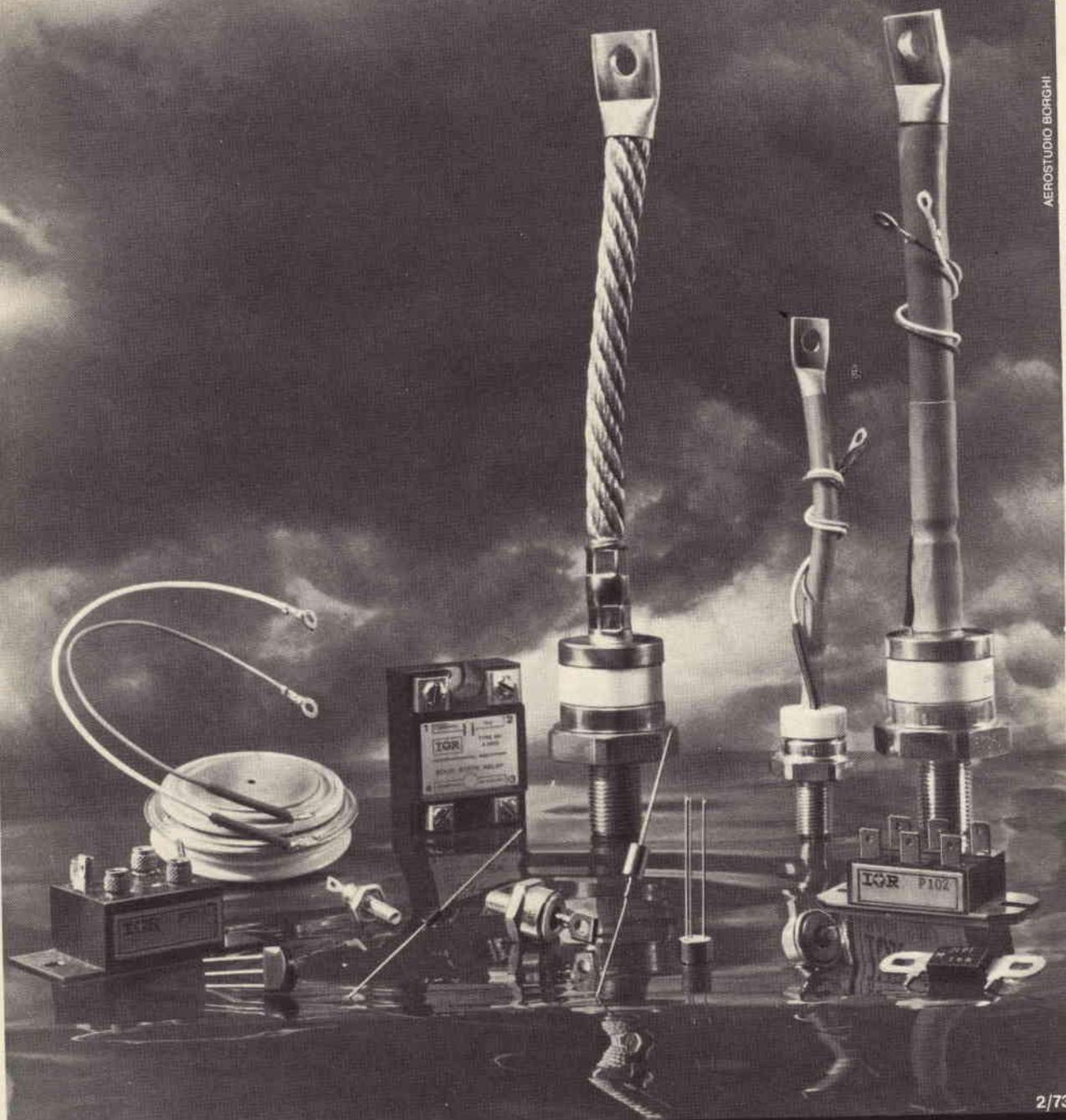
La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellekens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellekens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila «Tigre» della Hellekens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellekens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila «Tigre» della Hellekens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellekens ha la «Tigre» fin dal 1923.

Più "Elettricità"
per il vostro denaro
con la pila «Tigre»
della Hellekens



IOR

la gamma piú completa di diodi, thyristor, zener, circuiti ibridi, relays statici, assemblaggi, ecc., prodotti negli stabilimenti in Italia, U. S. A., Gran Bretagna e Giappone.



AEROSTUDIO BORGHI

2/73

IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE via Liguria 49 - Telef. 49 84 84 - Telex 21257 - Telegr. TLX 21257 Rectifit Borgaro

UFFICIO DI MILANO
20151 via dei Cignoli 3
Telef. 30 86 5 30 - 30 86 5 32

UFFICIO DI BOLOGNA
40141 via F. Cilea 5
Telefono 47 88 75

AGENZIA DI ROMA
00194 via A. Albricci 9
Telef. 32 76 4 65 - 32 76 4 56

Ci sono molti buoni giradischi. E c'è ELAC miracord 50H II.

ELAC miracord 50h II
è uno dei pochi classificabili
nella cerchia dei migliori
giradischi del mondo.

Le sue proprietà tecniche ed
acustiche, unite all'eccezionale
praticità dimostrano che
ELAC MIRACORD 50H II
appartiene a buon diritto
a questa classe.

Motore sincrono ad isteresi
massima stabilità di
rotazione attraverso la marcia
in sincronismo con la frequenza
di rete.

Regolazione fine per fissare la
velocità di rotazione esatta.

Campo di regolazione circa 6%.

Controllo della velocità di
rotazione stabilito con un disco
stroboscopico al margine del
piatto.

Braccio di precisione equilibrato
in tutte le direzioni. Forza
d'appoggio regolabile da 0 ... 6 g.

Cartuccia magnetica ELAC
Hi-Fi STS 344-17 di alta qualità.



Altri pregi: Dispositivo antiskating.
Controllo Tracking. Dispositivo
di sollevamento del braccio,
arresto finale automatico,
cambiadischi automatico. Asse di
rotazione libero.
Comando con tasti a pressione.

Informazioni più dettagliate
sui giradischi Elac
possono essere richieste a:
GBC Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66
20092 CINISELLO B.

ELAC



SIEMENS

Tema: elettronica per radio TV

coerenti nella qualità



■ condensatori Styroflex® ■ condensatori ceramici ■ condensatori in mylar metallizzato ■ condensatori in policarbonato ■ condensatori elettrolitici ■ condensatori al tantalio ■ forniti anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione industriale ■ SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

condensatori della Siemens

NOVITA' BASF

Il profi nastro dal dorso nero

Nuovo sistema
di amalgama dell'ossido.
Irraggiungibili caratteristiche
elettroacustiche

Dorso nero trattato
Bobina metallica in una
elegante custodia



Bobina di varie misure,
da 13 a 26.5 cm.
Richiedete lo speciale
adattatore BASF



BASF Aktiengesellschaft
D-6700 Ludwigshafen am Rhein
S.A.S.E.A.
via Rondoni 1
20146 Milano

B