

# SELEZIONE RADIO - TV

# 12

LIRE  
500



AUSTRIA	Sc.	24.90
BELGIO	Fr. Bg.	48
DANIMARCA	Kr. D.	6.65
FRANCIA	Fr. Fr.	4.70
GERMANIA	D. M.	3.85
INGHILTERRA		5.10
ITALIA	L.	500
JUGOSLAVIA	Djn.	725
LUSSEMB.	Fr. Bg.	48
MALTA		
NORVEGIA	Kr. N.	
OLANDA	Fol.	5.50
PORTOGALLO	Ecc.	27.60
SPAGNA	Pta.	57.70
SVIZZERA	Fr. Sv.	45

dicembre / gennaio 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

Filzi



- Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni**
- Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali**
- Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali**
- Tubi ad onde progressive e klystrons**
- Tubi a raggi catodici per televisione**
- Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali**
- Valvole termoioniche riceventi per radio e televisione**
- Condensatori ad alto vuoto**

**PAVIA**  
**VIA FABIO FILZI, 1**  
**TEL. 31144/5**  
**23636/7/8**  
**26791**



# Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!**

## 10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

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

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

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello «Amperclamp» per Corrente Alternata:

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

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

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

Volt - ohmetro a Transistor di altissima sensibilità.

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

Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA -

1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

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

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

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

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

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU'

SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicatore

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antiurto con speciali

sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo materiale

plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale

dispositivo per la compensazione

degli errori dovuti agli sbalzi di

temperatura. IL TESTER SENZA

COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

## Puntale per alte tensioni Mod. 18 - I.C.E. »



Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri

TESTER 680 a 25.000 Volt. C.C.

Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia

dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.

Il suo prezzo netto è di Lire 2.900 franco ns. stabilimento.

## Trasformatore per C.A. Mod. 616 - I.C.E. »



Per misure amperometriche in Corrente Alternata. Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:

250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.

Prezzo netto Lire 3.980 franco ns. stabilimento.

## Amperometro a tenaglia



PER MISURE SU CONDUTTORI NUDI O ISOLATI FINO AL DIAMETRO DI mm 36 O SU BARRE FIDUCIARIE DI mm 42x12

MINIMO PESO: SOLO 290 GRAMMI ANTIURTO

\*E' PORTATE TUTTE CON PRECISIONE SUPERIORE ALSPER100

MINIMO INGOMBRAMENTO: mm 126x85x32 (ASCENDENTE)

2,5 - 10 25 - 100 250 - 500 AMPERES C.A.

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare!!

Questa pinza amperometrica va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50  $\mu$ A - 100 millivolt.

\* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.500 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o nuova consegna omaggio del relativo astuccio.

## Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: Icco - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE ( $\beta$ ) per i TRANSISTOR e Vr - Ir per i DIODI.

Minimo peso: grammi 250  
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28



PREZZO netto L. 8.900!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.

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

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 6.900 franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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

n.  
G.B.C.  
T/222

**PRESTEL**



**lo strumento indispensabile per  
il tecnico e l'installatore tv**

**il misuratore  
di campo**

Indispensabile per:  
Installazioni di antenne - Im-  
pianti collettivi centralizzati -  
Ricerca del segnale utile in  
zone critiche - Controllo resa  
materiali e antenne.

**PRESTEL**

s.r.l. - C.so Sempione, 48 - 20154 - MILANO

**Il misuratore di campo può essere acquistato presso tutti  
i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.**

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:  
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:  
Viale Matteotti, 66

20092 Cinisello Balsamo - Milano  
Tel. 92.81.801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 12 Dicembre 1967

rivista mensile edita per la divulgazione  
dell'elettronica,  
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:

Tribunale di Milano

numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:

S.T.I.E.M.

20097 S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo  
per la diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP

Via Zuratti, 25 - 20125 Milano

Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale

Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400

numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 4.000

per l'Estero L. 5.500

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano

mediante emissione di assegno bancario,  
cartolina vaglia o utilizzando  
il c/c Postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo, indicare,  
oltre naturalmente al nuovo,  
anche l'indirizzo precedente,

e di allegare alla comunicazione l'importo  
di L. 300, anche in francobolli.

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione  
degli articoli pubblicati sono riservati.

**SELEZIONE**  
**RADIO - TV** di tecnica

N. 12 Dicembre 1967

## S O M M A R I O

### IN COPERTINA:

**Impianto di sonorizzazione del Duomo di Milano**  
(Società Italiana Telecomunicazioni Siemens)

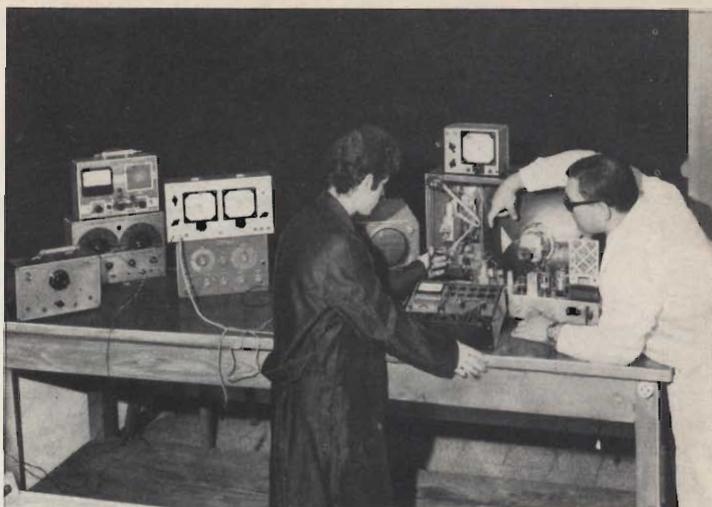
- 2109 Il Secam perde in casa**
- 2111 Smagnetizzazione pratica del cinescopio per TVC**
- 2123 Cinescopio per televisione a colori**
- 2133 Guasti probabili nei televisori - II parte**
- 2139 Distorsione e ronzo negli amplificatori audio - II parte**
- 2145 L'accensione elettronica dei veicoli**
- 2151 Una scatola di sostituzione per resistenze**
- 2157 Gli amplificatori a bassa distorsione - IX parte**
- 2165 Lo sviluppo della telegrafia in America - V parte**
- 2169 Corso di televisione a colori - X parte**
- 2196 La scrivania dello zio**
- 2200 L'economico interruttore a ritardo termico**
- 2204 Micro ricevitore AM - UK 100**
- 2210 Nuovo impianto di rinforzo acustico del Duomo**
- 2219 Calcolo e costruzione di casse acustiche Bass Reflex**
- 2229 Complesso HI-FI stereo « Sens » FV/781**
- 2234 Tabelle di equivalenza Telefunken**
- 2239 Radiocomando per modelli naviganti - I parte**
- 2251 I cercametalli**
- 2261 Rivelatore di ghiaccio - UK 75**
- 2265 La taratura dei filtri a cristallo**
- 2279 Servizio Radio - TV**
- 2285 Rassegna delle riviste estere**
- 2291 I lettori ci scrivono**

**SOMMARIO INSERZIONI**

	pagina
BASF	2296
B & O	4 <sup>a</sup> copertina - 2264
BRITISH	2277
CASSINELLI	2233
CHINAGLIA	2131
DUCATI	2255
ERREPI	2149
FACON	2137
FIVRE	2 <sup>a</sup> copertina
GRIMALDI	2108
HIRSCHMANN	2209
KRUNDAAL	2271
ICE	2105
IR	2155
LENCO	2247
LESA	2195-2277
PHILIPS	2119-2143
PRESTEL	2106
RCF	2163
SICTE	2284
SIEMENS TLC	2198-2199-2228
TECO	2227

**TARIFE ESTERE**

ARGENTINA .....	Pesos 135
AUSTRALIA .....	Sh. 12.10
BRASILE .....	Crs. 1.200
CANADA .....	\$ Can. 1.20
CILE .....	Esc. 1.35
EGITTO .....	Leg. 0/420
ETIOPIA .....	\$ Et. 2.35
GIAPPONE .....	Yen. 346.80
ISRAELE .....	L. I. 3.30
LIBIA .....	L. Lib. 0/345
PARAGUAY .....	Guar. 120
PERU' .....	Sol. 42.85
SUD-AFRICA .....	R. 0.80
TURCHIA .....	L. T. 8.70
URUGUAY .....	Pesos 10.45
U.S.A. ....	\$ 1.60
VENEZUELA .....	Bs. 6.60



**FATEVI UNA POSIZIONE CON POCCHI  
MESI DI FACILE STUDIO**

**ISCRIVETEVI AI NOSTRI CORSI PER CORRISPONDENZA**

**STUDIATE A CASA CON ENORME RISPARMIO DI  
TEMPO E DI DENARO**

LE ISCRIZIONI  
SI ACCETTANO  
IN QUALSIASI  
PERIODO  
DELL'ANNO

- CORSO DI RADIOTECNICA  
PER CORRISPONDENZA
- CORSO DI TELEVISIONE  
PER CORRISPONDENZA  
COMPRENDETE LA

TV A  
COLORI

A TUTTI GLI ISCRITTI VIENE **REGALATA** UNA SCATOLA  
CON TUTTI I PEZZI PER LA FACILE COSTRUZIONE  
DI UNA RADIO A TRANSISTORI OLTRE AGLI ATTREZZI

Richiedeteci il bollettino gratuito informativo (01 bol-  
lettino radio; TLV bollettino televisione) con saggio del-  
le lezioni comprensibili anche da chi abbia frequentato  
solo le elementari

**SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI RADIOTECNICA TV  
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W3-20135-Mi**

# IL SECAM PERDE IN CASA

*Nella nostra condizione di derelitti della TV colore, per i motivi che abbiamo scritto in settembre, altro non possiamo fare, per ora, che occuparci dei fatti altrui. Si dirà forse che siamo ingenerosi, ma in realtà non lo siamo affatto.*

*Trascriviamo, quasi traduciamo parola per parola, ciò che la stampa qualificata francese ha sinceramente scritto del SECAM dopo i saloni di Parigi e di Berlino.*

*Vediamo in Toute l'Électronique, ottobre 1967, un articolo firmato dallo stesso direttore. Ad un certo punto scrive:*

*« Il varo della televisione a colori la cui sigla, sia detto per inciso, è TVC, ha costituito la principale attrattiva del salone di Parigi. E' stato un successo? La risposta, ahinoi, è negativa. Tolte alcune eccezioni, la qualità delle immagini a colori ha lasciato parecchio a desiderare: le tinte cambiavano sensibilmente da uno schermo all'altro e, al mutare delle sequenze, il sincro verticale sganciava producendo la girandola delle immagini, Per giunta, su certi apparecchi si verificava un trascinarsi inammissibile ».*

*Dal canto suo, Radio Constructeur TV ottobre 1967, scrive malinconicamente:*

*« Dopo ciò che abbiamo visto, ci rifiutiamo di giudicare il SECAM: immagini dalla colorazione debole e sgradevole sulla massima parte dei televisori: frequenti deficienze: scarsa tenuta nel tempo. Alcuni volti sugli schermi sembravano quelli dei pellirosse, altri erano facce da cadavere.*

*« Certi schermi apparivano appena appena colorati, tanto da indurre il visitatore a riflettere prima di capire se erano televisori a colori o in bianco e nero. Le cause di questi difetti saranno molte, e la cattiva regolazione avrà la sua parte, ma siamo convinti che il maggior colpevole è il sistema adottato per la trasmissione del segnale UHF ».*

*Ancora Toute l'Électronique, ricercando le cause dell'insuccesso tecnico, scrive:*

*« Al Salone la distribuzione venne compiuta per mezzo di cavi coassiali, la qual cosa fu come accettare coscientemente i rischi di ogni perturbazione. Già all'inizio i segnali non erano privi di difetti. Il livello della crominanza era talvolta insufficiente, talvolta eccessivo, a paragone di quello della luminanza ».*

*Soltanto la rivista Télévision di ottobre non muove critiche né, per altro, formula elogi. Tenendosi al di sopra delle passioni, si limita a descrivere le dimensioni degli apparecchi e la collocazione dei comandi. Anzi, in un elzeviro dal titolo « Ultimo minuto » sembra voler suggerire un poco di ottimismo rivelando che il salone ha ricevuto 560.000 visitatori e che gli ordini sono stati numerosi per cui si pone il problema dei ritardi nelle consegne. Rimane da stabilire se codesti « ritardi » non dipenderanno anche dalla imperfezione del sistema e dall'affannosa ricerca di qualche miglioramento. Argomento, quest'ultimo, che si legge fra le righe degli altri periodici francesi.*

*Dobbiamo consolarci? certamente no. Il solo motivo che lenisce un poco la nostra attesa, la quale avrà conseguenze economiche negative, consiste nell'ormai accertata scelta del sistema PAL per l'Italia, anziché del SECAM. Noi non lo sappiamo ufficialmente, ma la stampa degli altri paesi già lo annuncia. Si veda la tabella qui sotto, riportata da Télévision, che a sua volta l'ha presa da Radio Mentor in cui la sigla « S » vuol dire SECAM e « P » vuol dire PAL. Tabella interessante da esaminare, per i suoi dati statistici.*

*Per finire, riferiamo alcuni particolari che serviranno ai futuri telespettatori del colore.*

*Primo: essendo i cinescopi tricromatici un po' meno luminosi di quelli in bianco e nero, non è consigliabile osservarli in piena luce ma in semi-oscurità.*

*Secondo: allo stato attuale della tecnica, si può vedere in colore con l'antenna interna, ma le immagini non risultano ben definite né giustamente colorate.*

*Per ultimo: non occorre alcuna speciale antenna per la TV a colori. Si adatta benissimo quella dell'UHF purché installata bene.*

## DENSITÀ DI TELESPETTATORI NELL'AREA EUROPEA

Densità per cento abitanti	Paesi	Televisori installati	Sistema TV a colori
27,75	Svezia	2.160.435	P
25,57	Gran Bretagna	13.919.191	P
23,92	Danimarca	1.140.371	P
21,84	Gibilterra	5.383	
21,20	Germania Federale	12.719.599	P
20,84	Rep. Democratica Tedesca	3.559.240	
18,91	Olanda	2.369.997	P
17,65	Finlandia	822.691	P
16,61	Cecoslovacchia	2.375.318	S
16,60	Belgio	1.659.955	
15,23	Norvegia	573.757	P
15,03	Francia	7.471.192	S
12,99	Italia	6.874.543	P
12,83	Svizzera	754.161	P
11,51	Austria	834.999	P
11,11	Irlanda	320.061	P
10,89	Lussemburgo	36.297	
10,89	Egitto	3.072.610	
9,84	Ungheria	1.000.000	S
9,80	Malta	31.029	
8,26	Islanda	16.000	P
7,99	Polonia	2.540.064	S
7,80	U.R.S.S.	17.000.000	S
7,26	Spagna	2.325.000	
6,35	Libano	777.299	
3,47	Bulgaria	287.880	S
3,46	Cipro	20.993	
2,45	Portogallo	210.913	
2,40	Romania	450.000	S
1,50	Siria	70.000	
0,75	Israele	20.000	
0,60	Albania	10.000	
0,27	Marocco	36.479	
0,12	Tunisia	5.500	

# COME SI SMAGNETIZZA UN CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI?

TELEVISIONE  
A COLORI

Nella prima parte di questo articolo abbiamo illustrato come possa influire un campo magnetico esterno sulla purezza dei colori in un cinescopio a maschera. Di qui, la necessità dell'impiego di un'efficace schermatura del medesimo. È stato illustrato anche il principio sul quale si basa l'operazione di smagnetizzazione dello schermo magnetico e dei componenti del cinescopio eventualmente magnetizzati. In questa seconda parte, mediante diagrammi viene spiegato come sia valutabile in pratica lo spostamento dei raggi degli elettroni prodotto dai campi magnetici esterni. Infine vengono descritti alcuni circuiti pratici che consentono la smagnetizzazione automatica del cinescopio a maschera per TVC. Alcuni di questi circuiti incorporano contatti meccanici; altri ne sono del tutto privi. Si illustrano le prestazioni degli uni e degli altri.

**G**li « errori di atterraggio » dei raggi di elettroni possono essere valutati in pratica in un cinescopio schermato misurando di quanto risulta spostato il raggio di elettroni quando il cinescopio stesso viene sottoposto all'influenza di un campo magnetico esterno. Queste stesse misure vanno naturalmente ripetute **dopo** che è stata effettuata l'operazione di smagnetizzazione.

Solo in questa maniera infatti può essere dimostrata l'efficacia della schermatura magnetica la quale, se fatta a dovere, riduce considerevolmente gli « errori di atterraggio » dei raggi di elettroni sullo schermo del cinescopio.

I risultati di queste misure sono riportati nella fig. 8, la quale mostra gli « errori di atterraggio » dei raggi di

elettroni in un cinescopio autoprotetto (schermo rettangolare da 25" e angolo di deflessione di 90°), **con** e **senza** schermo.

L'entità di questi « errori di atterraggio » è espressa in questi grafici in funzione della loro posizione sullo schermo del cinescopio. Le misure, oltre che nella **zona centrale** dello schermo, vengono prese anche nelle **zone perimetrali** distanti circa 10 mm dal bordo dello schermo medesimo. Queste misure sono state fatte in presenza di campi magnetici verticali, orizzontali e assiali. Le intensità di questi campi magnetici indicate nei tre casi, rappresentano i valori medi assunti dal campo magnetico terrestre nell'Europa occidentale. A causa dell'andamento lineare della curva anisotropa di magnetizzazione quando H

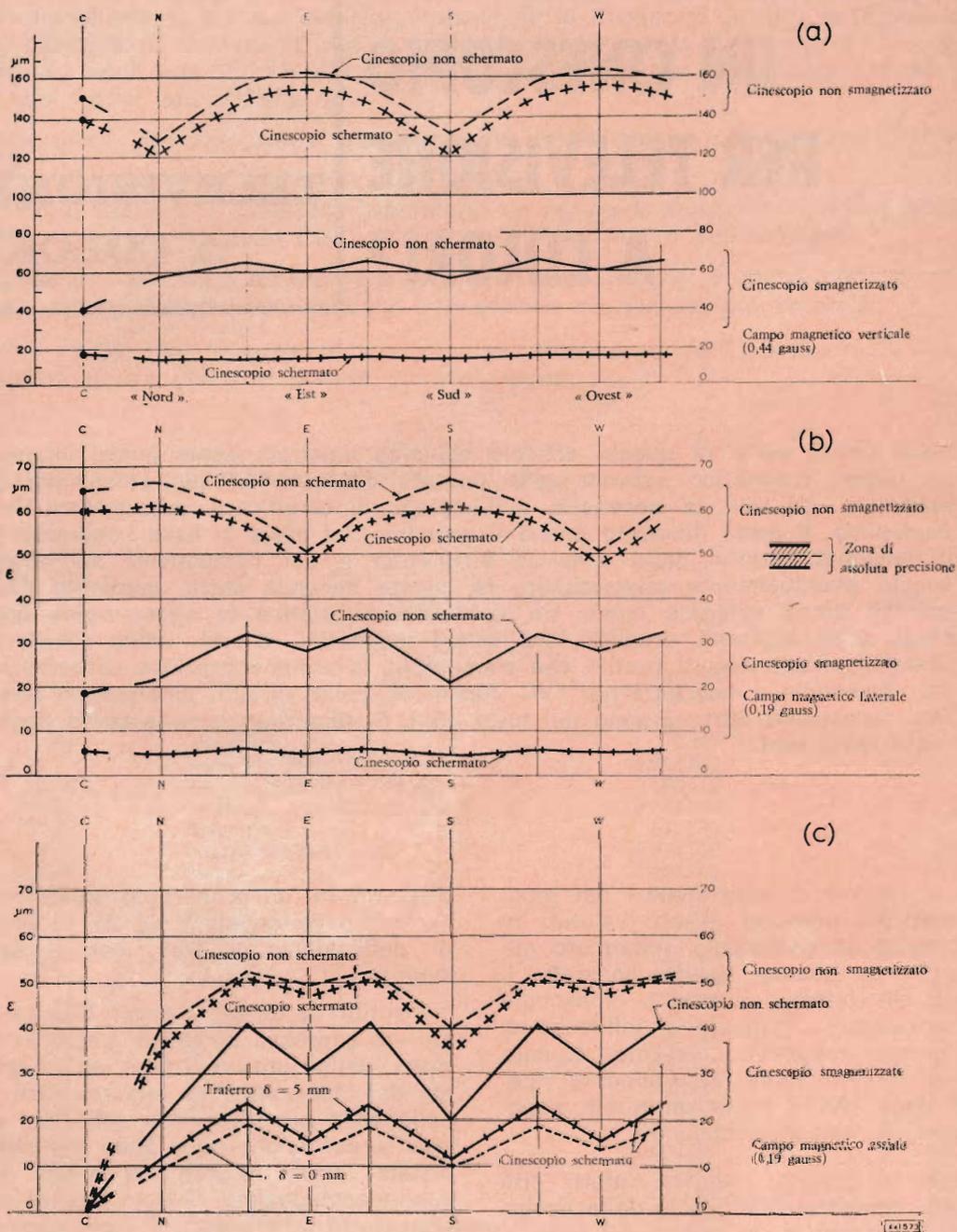


Fig. 8 - Errori di atterraggio del raggio riscontrati in un cinescopio da 25", 90° autoprotetto. a) campo magnetico verticale; b) campo magnetico laterale; c) campo magnetico assiale.

assume valori prossimi allo zero ( $H \approx 0$ ).  
 gli errori di atterraggio prodotti dalle suddette componenti magnetiche possono essere convertiti **linearmente** in valori corrispondenti alle componenti del campo magnetico terrestre attualmente presenti.

L'entità e la direzione degli « errori di atterraggio » che si verificano nei vari punti dello schermo del cinescopio sono state calcolate nella fig. 8, sommando vettorialmente gli errori prodotti dalle singole componenti del campo magnetico già indicate nella fig. 4 a, b e c. In ciascuno di questi grafici la curva indica che, anche munendo il cinescopio di uno schermo di acciaio laminato a freddo ma non sottoposto ad alcun processo di smagnetizzazione, i risultati ottenuti sono del tutto trascurabili. **L'efficacia della smagnetizzazione è invece dimostrata in maniera evidente dalle curve terza e quarta, le quali indicano una notevole diminuzione degli errori di atterraggio. Tali errori risultano parimente ridotti anche se il cinescopio non viene munito di alcun schermo purché, però venga sottoposto ad un processo di smagnetizzazione; ciò è dovuto alle proprietà schermanti delle parti di materiale magnetico che compongono il cinescopio stesso, e cioè alla fascia metallica antimplosione, alla maschera forata e al relativo telaio-supporto. Ad ogni modo, i vantaggi di munire il cinescopio di uno schermo vero e proprio sono innegabili (quarta curva).**

## REALIZZAZIONE DELLO SCHERMO MAGNETICO ESTERNO

Per il cinescopio a maschera forata « autoprotetto » da 25", 90° A63-11X, è stato realizzato uno schermo magnetico capace di fornire la schermatura richiesta. Esso ha la forma di una « cappa » ed è fatto di acciaio laminato a freddo con spessore di 0,5 mm. Questa « cappa » viene « applicata » sulla parte conica del cinescopio. Il bordo con « diametro » maggiore viene quasi a combaciare con quello del nastro metallico di protezione del cinescopio. La « cappa » ricopre per la lunghezza di circa 165 mm (nel senso dell'asse del cinescopio) la superficie conica dell'ampolla del cine-

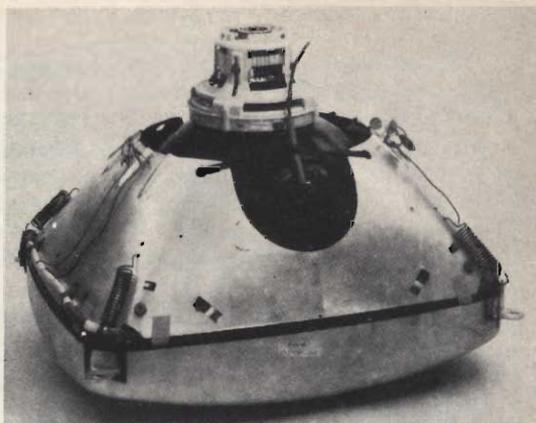


Fig. 9 - Cinescopio con schermo magnetico.

scopio. La distanza tra la superficie interna della « cappa » e la superficie esterna del cono del cinescopio è circa 10 mm; la ragione di ciò verrà spiegata più avanti. Lo spessore di 0,5 mm della « cappa » si è dimostrato il più adatto riguardo sia all'effetto schermante ottenibile sia al costo e al peso della medesima. Perché tale « cappa » posseda delle buone proprietà schermanti è necessario che venga temperata a 850°C (fig. 9).

Nella fig. 11 sono riportati, in funzione delle distanze a partire dal bordo con

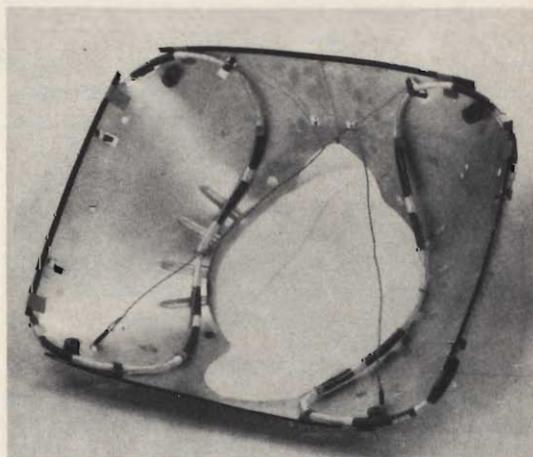


Fig. 10 - Disposizione delle bobine di smagnetizzazione all'interno dello schermo magnetico.

TABELLA I - Massimi errori di atterraggio del raggio in cinescopi da 70° e da 90°

	Schermo rotondo (21", 70°)	Schermo rettangolare (25", 90°)		
	Schermo magnetico (70 mm sulla superficie del cono)	Senza schermo magnetico	Schermo magnetico (165 mm; $\delta = 0$ mm)	Schermo magnetico (165 mm; $\delta = 5$ mm)
Campo verticale 0,44 gauss	< 5 $\mu\text{m}$	26 $\mu\text{m}$	< 5 $\mu\text{m}$	< 5 $\mu\text{m}$
Campo laterale 0,19 gauss	14 $\mu\text{m}$	33 $\mu\text{m}$	< 5 $\mu\text{m}$	< 5 $\mu\text{m}$
Campo assiale 0,19 gauss	20 $\mu\text{m}$	42 $\mu\text{m}$	18 $\mu\text{m}$	24 $\mu\text{m}$

$\delta$  = traferro

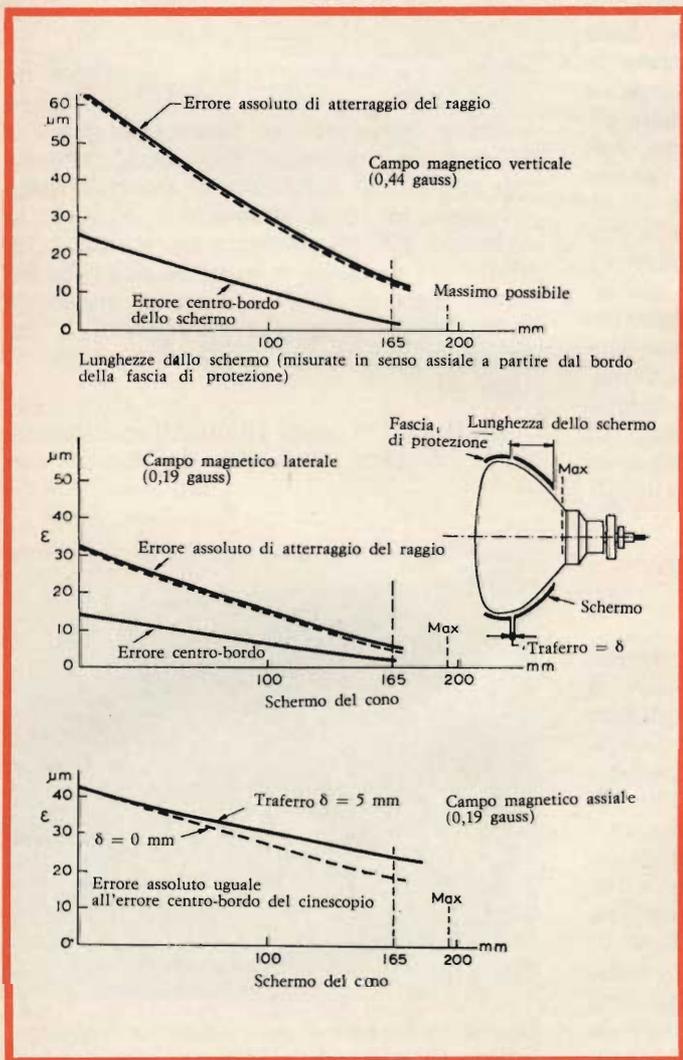


Fig. 11 - Valore massimo degli « errori di atterraggio » in un cinescopio da 25", 90° con schermo smagnetizzato agli effetti dei campi magnetici rispettivamente verticale, orizzontale e assiale. L'errore di atterraggio del raggio è dato in funzione dell'estensione dello schermo oltre il bordo del nastro metallico antimplosione.

« diametro » maggiore, misurate lungo l'asse dello schermo magnetico, i massimi errori di atterraggio prodotti, in un cinescopio da 25", dalle tre componenti del campo magnetico.

### **Campo magnetico verticale (0,44 gauss)**

In questo caso si ha una buona purezza di colore e una accettabile uniformità del raster bianco per il fatto che gli « errori di atterraggio », partendo dalla zona centrale e andando verso quella periferica dello schermo risultano del tutto trascurabili (fig. 11). In questo caso basterà effettuare solo un leggero ritocco **del magnete della purezza del colore** per il semplice fatto che, gli « errori di atterraggio » sono dell'ordine di soli  $15 \mu\text{m}$ . (Questa leggera correzione potrebbe essere effettuata anche in sede di fabbricazione del cinescopio. Basterebbe, in questo caso, spostare di poco la sorgente di luce ultravioletta usata nel processo ottico di deposizione dei fosfori dello schermo. In pratica, però, ciò non si fa, e di conseguenza il cinescopio potrà essere impiegato in qualsiasi posizione sia nell'emisfero nord che in quello sud).

Siccome i componenti del cinescopio presentano una bassa sensibilità al campo magnetico verticale, l'allineamento magnetico effettuato inizialmente sulla catena di montaggio del ricevitore, rimarrà efficace entro vaste regioni.

### **Campo magnetico laterale (0,19 gauss)**

L'effetto schermante della « cappa » nei riguardi dei campi magnetici diretti in senso laterale riduce gli « errori di atterraggio » del raggio ad un valore inferiore a  $5 \mu\text{m}$ .

### **Campo magnetico assiale (0,19 gauss)**

Gli « errori di atterraggio » del raggio prodotti dalla componente magnetica **assiale** dipendono dalla distanza dal centro dello schermo e hanno quindi valore zero

al centro del cinescopio fig. 8c. Questi errori non possono essere « curati » mediante il magnete della purezza del colore. Il valore più basso ( $18 \mu\text{m}$ ) degli « errori di atterraggio » del raggio lontani dalla zona centrale del cinescopio, si ha quando il bordo con « diametro » maggiore dello schermo viene accostato il più possibile al bordo del nastro metallico anti-implosione del cinescopio. Ciò facendo non si fa altro che ridurre considerevolmente la **riluttanza** tra i due componenti fatti di materiali ferromagnetici.

Nel caso di televisori sprovvisti del trasformatore di alimentazione si è costretti per misura di sicurezza, a isolare elettricamente il nastro metallico anti-implosione dal bordo dello schermo magnetico. **Il traferro** che forzatamente viene a crearsi riduce considerevolmente l'efficacia dell'azione schermante speciale agli effetti della componente assiale del campo magnetico esterno. Questo traferro dovrà quindi essere ridotto al minimo ( $\delta = 10 \text{ mm}$  al massimo). Per esempio, quando il valore del traferro passa da  $\delta = 10$  a  $\delta = 5$ , « l'errore di atterraggio » tende ad aumentare da  $18 \mu\text{m}$  a  $24 \mu\text{m}$  (fig. 8c).

## **DATI DI CONFRONTO**

L'orientamento del ricevitore rispetto alla componente orizzontale del campo magnetico terrestre può variare da installazione a installazione (da cliente a cliente). Di conseguenza, è consigliabile che la messa a punto iniziale del televisore in sede di costruzione venga effettuata **in condizioni di campo magnetico orizzontale uguale a zero**. In questo modo si assicura al cliente la migliore purezza di colore. I dati riportati nella tabella 1 si riferiscono alla messa a punto del televisore, in sede di fabbricazione, in condizione di valore zero del campo magnetico orizzontale e di valore normale (medio) del campo magnetico verticale.

A causa dell'angolo di deflessione più grande e delle più marcate differenze nella lunghezza della traiettoria dei raggi durante la scansione, gli « errori di atterraggio » causati dai campi magnetici esterni saranno più pronunciati nei cine-

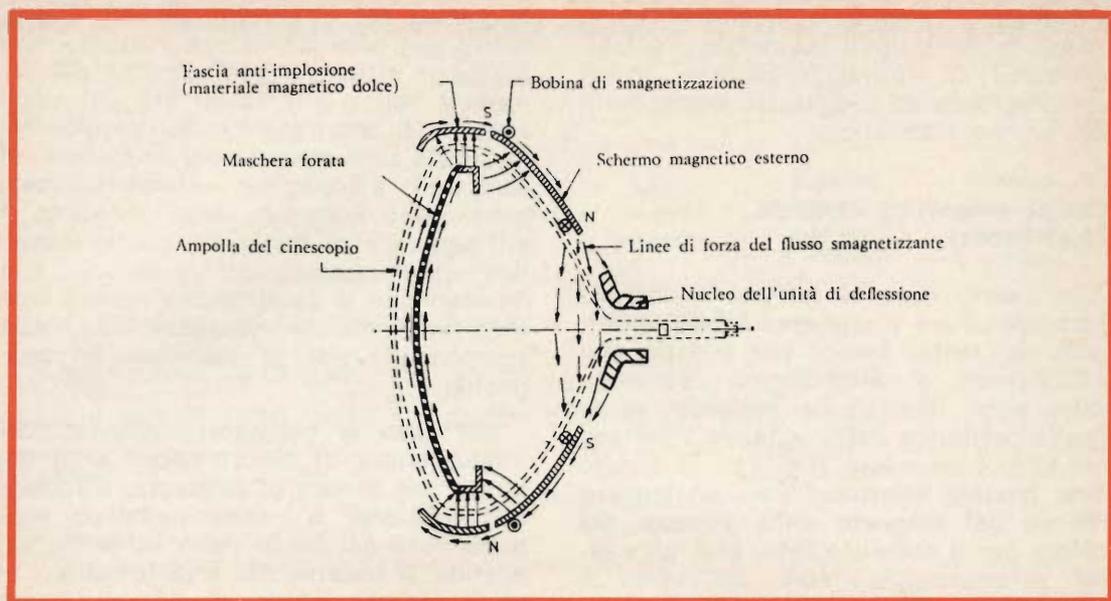


Fig. 12 - Parti ferromagnetiche del cinescopio in sezione. Sono indicati i percorsi istantanei delle linee di forza del campo smagnetizzante.

scopi con schermo **rettangolare** da 25", 90° non schermati che nei cinescopi con schermo **rotondo** da 21", 70°. Per questo motivo, nei cinescopi con schermo rettangolare si richiederà uno schermo magnetico di maggiore superficie e si dovrà effettuare una operazione di smagnetizzazione più perfetta possibile.

Per quanto detto sopra, non è possibile quindi impiegare un cinescopio autoprotetto con schermo rettangolare **senza munirlo di un adeguato schermo magnetico**. Può infatti darsi il caso che, in alcune zone dello schermo, si riscontrino errori di « atterraggio del raggio » dell'ordine di grandezza massima di 62  $\mu\text{m}$ . Questi dati si possono ricavare dalla tabella I (nel caso in cui il ricevitore sia orientato in direzione Nord-Sud) e sommando vettorialmente gli errori prodotti dalle componenti rispettivamente assiale e verticale (fig. 4a e c).

#### VECCHI E NUOVI SISTEMI PER SMAGNETIZZARE IL CINESCOPIO A MASCHERA

Come già indicato nella prima parte, le condizioni per una efficiente schermatura

si realizzano solo nel caso in cui i « domini » del materiale magnetico dolce di cui è composto lo schermo possono essere riallineati nella direzione del campo magnetico esterno. Per ottenere questa condizione è necessario effettuare una adeguata smagnetizzazione dello schermo e delle parti ferromagnetiche che si trovano all'interno del cinescopio **subito dopo che il televisore è stato installato nel locale stabilito**. Infatti, ruotando il televisore in direzione della componente orizzontale del campo magnetico terrestre possono verificarsi « errori di atterraggio » del raggio di elettroni nella misura da 50 e 60  $\mu\text{m}$  (vedi le figg. 8a e 8c) qualora il cinescopio non venga di nuovo smagnetizzato.

Fino a poco tempo fa, la smagnetizzazione del cinescopio veniva eseguita dal tecnico di servizio mediante una bobina avvolta a solenoide alla quale veniva applicata la tensione alternata della rete. Questa bobina veniva **spostata e ruotata manualmente davanti allo schermo e ai lati del mobile del ricevitore**, e poi veniva allontanata gradualmente dal ricevitore.

Questo metodo di smagnetizzazione

del cinescopio non sempre è efficace. Oltre a ciò, richiede l'intervento del tecnico di servizio tutte le volte che viene cambiata la posizione del televisore rispetto al campo magnetico terrestre. La scarsa efficacia è dovuta al fatto che a causa delle dimensioni del mobile, non è sempre possibile « accoppiare » allo schermo magnetico un campo smagnetizzante esterno sufficientemente intenso. In queste condizioni, lo schermo non potrà mai venire smagnetizzato completamente. Oltre a ciò, la costruzione più o meno concentrica delle parti interne del cinescopio (fatte di materiali ferromagnetici) e dello stesso schermo magnetico esterno può dare origine a fenomeni di **cortocircuiti magnetici** che rendono inefficace l'operazione di smagnetizzazione.

Una soluzione brillante di questo problema si ottiene invece applicando **le bobine di smagnetizzazione direttamente** alla parete interna dello schermo magnetico del cinescopio. Le bobine devono essere disposte in modo da assicurare uno **accoppiamento stretto** tra il campo smagnetizzante e lo schermo magnetico incluse le parti ferromagnetiche del cinescopio stesso. Ciò si ottiene, in pratica, montando due identiche bobine sulle due opposte pareti dello schermo magnetico, come appunto indicato in fig. 10. Siccome una parte dell'avvolgimento di queste bobine viene « adagiato » sulla

parete interna dello schermo magnetico, si dovrà fare in modo che tra detta parete e la superficie dell'ampolla del cinescopio venga lasciato un certo spazio libero.

Le bobine sono collegate in maniera da produrre **due campi magnetici operanti in serie**. Il flusso magnetico prodotto da una bobina, diretto in senso orizzontale (direzione laterale) **attraversa** la maschera forata (di materiale magnetico), **penetra** nella seconda bobina e **ritorna** alla prima bobina attraverso la parete conica dello schermo. Lo schermo non soltanto serve a **chiudere** il circuito magnetico ma funziona anche da **nucleo** delle due bobine per il fatto che quest'ultime vengono a trovarsi in parte nell'interno ed in parte all'esterno dello schermo magnetico. Per questo ultimo motivo, lo schermo magnetico produrrà delle « scarpe » polari che si estenderanno verso la parete frontale del cinescopio.

Questo sistema tende ad aumentare l'intensità del flusso magnetico che attraversa la maschera forata. Anche la fascia metallica anti-implosione, fatta di materiale magnetico dolce, contribuisce a completare l'azione di smagnetizzazione per il fatto che tende a concentrare le linee del flusso magnetico all'interno della maschera forata (fig. 12). In questa maniera, tutti i componenti fatti di materiali ferromagnetici vengono attraver-

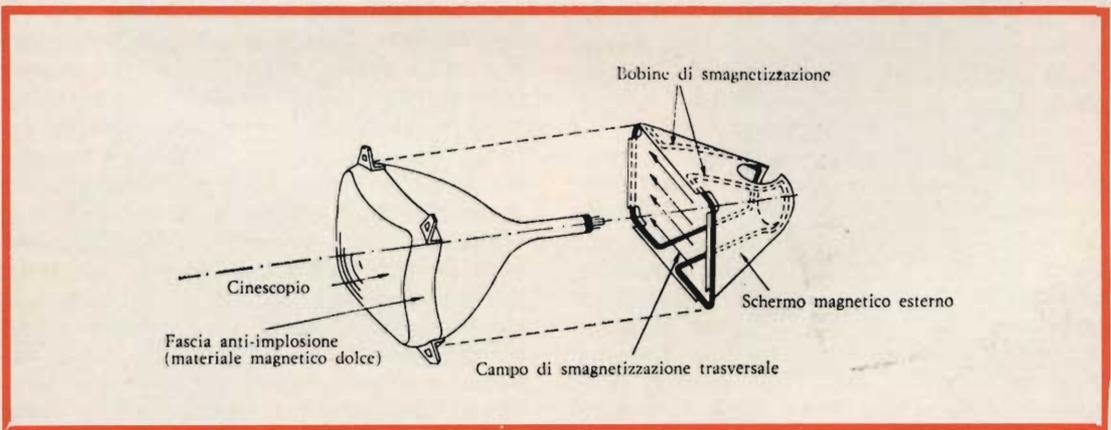


Fig. 13 - Posizione delle bobine smagnetizzanti all'interno dello schermo.

sati dal massimo flusso disponibile e potranno quindi essere completamente smagnetizzati. Nella fig. 10 è riportata la fotografia di uno schermo magnetico completo di bobine.

Siccome la massima azione smagnetizzante si ha principalmente quando il campo smagnetizzante agisce in parallelo al campo « polarizzante » esterno, la direzione del flusso smagnetizzante verrà scelta in maniera che essa agisca lungo il piano della componente orizzontale del campo magnetico terrestre. In questa maniera, il flusso magnetico smagnetizzante potrà compensare le variazioni di orientamento del ricevitore. Il flusso smagnetizzante orizzontale esplica un'azione smagnetizzante anche nei riguardi del campo magnetico esterno diretto verticalmente. Potrà rendersi necessaria la smagnetizzazione dello chassis e del cinescopio del televisore durante le operazioni di collaudo del medesimo in sede di fabbricazione. Ciò potrà essere effettuato con un altro sistema di smagnetizzazione.

La smagnetizzazione del cinescopio si effettua facendo circolare nell'avvolgimento delle due bobine una corrente alternata. Tale corrente avrà inizialmente un valore elevato, che successivamente si farà decrescere a poco a poco fino a zero o ad un valore del tutto trascurabile. Il « picco » del campo smagnetizzante dovrà essere decisamente superiore all'intensità del campo magnetico esterno al quale è assoggettato il cinescopio. Questa operazione di smagnetizzazione può essere effettuata in alcuni secondi.

Una smagnetizzazione adeguata può essere realizzata impiegando il sistema illustrato in fig. 10 con il quale è possibile produrre in ciascuna delle due opposte bobine un picco di forza magnetomotrice di 350 amperepire. È possibile però adottare anche un secondo sistema di smagnetizzazione. In questo sistema le parti anteriori delle due bobine possono essere « adagiate » oltre il nastro metallico anti-implosione del cinescopio. Anche i risultati di questo secondo sistema sono buoni. Il numero di amperepire richiesto è infatti 250. Il numero

delle spire è inferiore a quello del primo sistema mentre il perimetro dell'avvolgimento delle bobine è leggermente superiore. Questa circostanza consente di avere un valore dell'impedenza delle bobine più basso di quello delle bobine realizzate secondo il primo sistema. Questo secondo sistema che impiega, come abbiamo detto, bobine di maggiore perimetro presenta, però, alcuni svantaggi, come quello di richiedere un ulteriore spazio disponibile intorno al nastro metallico anti-implosione limitando in questa maniera le possibilità di realizzazione di televisori con il cosiddetto « schermo push-through ». Oltre a ciò, questo secondo sistema può procurare qualche difficoltà nel montaggio del cinescopio e, nel caso di ricevitori senza trasformatore di rete, richiede un isolamento più accurato.

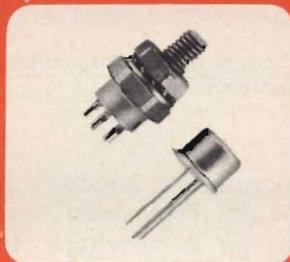
Si deve tener presente che i trascurabili « errori di atterraggio » presenti ancora nel cinescopio schermato e smagnetizzato, indicati nelle figg. 8 e 11, sono stati ottenuti impiegando il sistema di smagnetizzazione sopradetto.

## SISTEMI AUTOMATICI DI SMAGNETIZZAZIONE DEL CINESCOPIO

Nelle bobine smagnetizzanti, è necessario come già abbiamo detto, far circolare una corrente alternata avente un valore **inizialmente** elevato e poi via via decrescente. Descriveremo alcuni circuiti che permettono di ottenere in maniera automatica questa « speciale » corrente, tutte le volte che il televisore viene acceso. **Con un siffatto sistema, l'installazione di un televisore a colori diventa semplice come quella di un televisore in bianco e nero.** Il possessore del televisore a colori potrà cambiare la posizione del suo apparecchio come e quando vorrà. Non avrà bisogno di chiamare il tecnico neanche nel caso in cui esso ponesse nell'immediate vicinanze del ricevitore apparecchi elettrodomestici come lucidatrici, aspirapolvere o giocattoli elettrici. Tutti questi apparecchi, com'è noto, producono campi magnetici molto intensi. I circuiti che descriveremo, se lo si

# semiconduttori professionali PHILIPS

PER IMPIEGHI IN ALTA FREQUENZA



## TRANSISTOR « OVERLAY » AL SILICIO

2 N 3924	$P_o > 4 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 13,5 \text{ V}$	ed	$f = 175 \text{ MHz}$
2 N 3926	$P_o > 7 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 13,5 \text{ V}$	ed	$f = 175 \text{ MHz}$
2 N 3927	$P_o > 12 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 13,5 \text{ V}$	ed	$f = 175 \text{ MHz}$
2 N 3553	$P_o > 2,5 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 28 \text{ V}$	ed	$f = 175 \text{ MHz}$
2 N 3375	$P_o > 3 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 28 \text{ V}$	ed	$f = 400 \text{ MHz}$
2 N 3632	$P_o > 13,5 \text{ W}$	con	$V_{ce} = 28 \text{ V}$	ed	$f = 175 \text{ MHz}$
BFW 16	$P_o > 70 \text{ mW}$	con	$V_{ce} = 18 \text{ V}$	ed	$f = 200 \text{ MHz}$
	$F_T = 1,65 \text{ GHz}$	con	$V_{ce} = 18 \text{ V}$	ed	$I_B = 50 \text{ mA}$

## BFY 80 - TRANSISTOR PLANARE EPITASSIALE AL SILICIO

caratterizzato da:

- bassa cifra di rumore

$F < 5 \text{ dB}$

( $V_{ce} = 5 \text{ V}$ ,  $I_c = 2 \text{ mA}$ ,  $f = 500 \text{ MHz}$ )

- alta frequenza di transizione

$F_T = 1,6 \text{ GHz}$

( $V_{ce} = 5 \text{ V}$ ,  $I_c = 2 \text{ mA}$ )

## DIODI MIXER AL GERMANIO

a bassa cifra di rumore:

AAV 39 — AAV 40

## DIODI TUNNEL AL GERMANIO

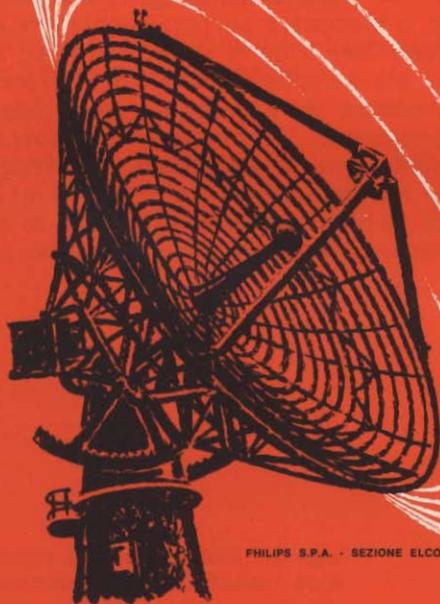
per impieghi in banda X e in banda S

AEY 13 — AEY 16 — AEY 17

## VARACTOR PLANARI EPITASSIALI AL SILICIO

per impieghi VHF ed in banda S

BAY 96 — BXY 27 — BXY 28



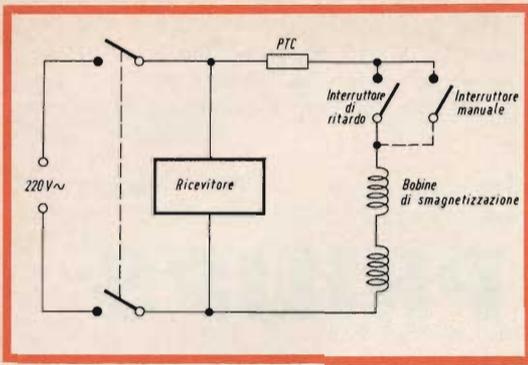


Fig. 14 - Circuito per la smagnetizzazione automatica del cinescopio.

desidera, possono produrre la smagnetizzazione del cinescopio non solo ogniqualvolta che il ricevitore viene acceso ma anche in qualsiasi momento durante il normale funzionamento del televisore. La corrente di picco che deve fornire il circuito di smagnetizzazione automatica deve essere sufficientemente elevata. Come già in precedenza accennato, per avere in qualsiasi circostanza una smagnetizzazione completa del cinescopio è necessario che le bobine producano una forza magnetomotrice con un valore di picco di circa 350 ampere-spire. Questa corrente deve poi essere ridotta gradualmente ad un valore finale del tutto trascurabile o addirittura nullo. Se questo valore finale della corrente rimane ancora troppo elevato, esso potrà influenzare in maniera visibile « l'atterraggio del raggio » e potrà produrre una oscillazione del raster corrispondente alla differenza tra la frequenza della corrente di smagnetizzazione e la frequenza di qua-

dro. Le misure effettuate in questo senso hanno mostrato che, se l'intensità della forza magnetomotrice residua delle bobine non supera il valore di picco di 0,15 ampere-spire, entrambi i sopramenzionati fenomeni non sono avvertibili.

I circuiti che descriveremo lavorano direttamente con la tensione di rete di 220 V, 50 Hz. Non richiedono quindi né un trasformatore di rete né un raddrizzatore di onda piena.

#### a) Circuito con termistore PTC e interruttore

Un buon sistema per far diminuire l'intensità della corrente nelle bobine di smagnetizzazione è quello di collegare in serie ad esse un termistore tipo P.T.C. (a coefficiente di temperatura positivo). Scegliendo opportunamente i valori dei componenti di questo circuito, è possibile ottenere il picco di corrente di smagnetizzazione richiesto semplicemente collegando il suddetto circuito alla tensione della rete. Infatti, il termistore P.T.C. dopo i primi istanti, comincerà a riscaldarsi, e di conseguenza la sua resistenza aumenterà mentre la corrente, ovviamente, diminuirà. Il valore finale di questa corrente rimane, comunque, troppo elevato, e bisognerà pertanto impiegare altri sistemi per ridurre tale corrente. Uno tra i più semplici consiste nell'usare un **interruttore di ritardo** che provvede ad interrompere il circuito non appena il termistore si è riscaldato. Per raggiungere questo stato, il termistore impiega circa 10 s. L'interruttore può essere azionato termicamente (per esempio, mon-

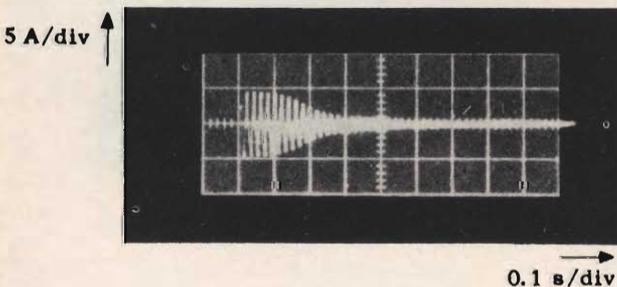


Fig. 15 - Andamento della corrente dopo l'accensione del ricevitore: il circuito è quello di fig. 14.

tandolo su un termistore tipo NTC, inserito nel circuito del ricevitore) oppure mediante altri sistemi ad azione ritardata.

Le misure pratiche hanno dimostrato che si può effettuare un'interruzione improvvisa della corrente e che ciò non produce una magnetizzazione rilevabile se ciò si verifica quando la forza magnetomotrice è scesa ad un valore inferiore a 5 ampere-spire di picco. Desiderandolo, è possibile effettuare l'operazione di smagnetizzazione in qualsiasi momento durante il funzionamento del televisore. È sufficiente in questo caso collegare in parallelo al primo interruttore un secondo interruttore che dovrà essere chiuso a mano per la durata di circa 10 s (fig. 14).

In questi circuiti di smagnetizzazione del cinescopio si dovrà usare il termistore P.T.C. con numero di catalogo 232266090036 (Philips).

Le caratteristiche principali di questo termistore sono le seguenti:

Resistenza a freddo: 45  $\Omega$

Resistenza a caldo: > 15.000  $\Omega$

Le due bobine montate all'interno del cono dello schermo magnetico hanno un perimetro di 120 cm ciascuna.

Queste bobine possono essere realizzate nella seguente maniera:

Numero delle spire: 80

Diametro del filo: 0,32 mm

Resistenza: 18  $\Omega$

Diametro delle bobine: 38 cm

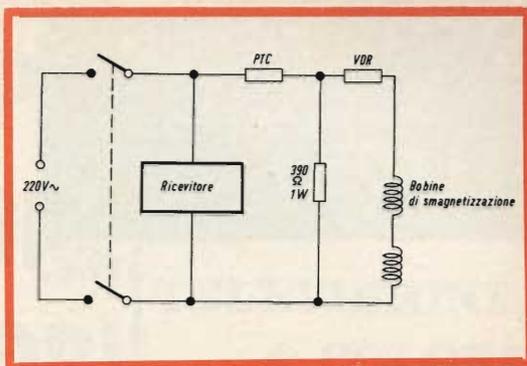


Fig. 16 - Circuito di smagnetizzazione dove non compaiono contatti meccanici.

Le bobine vengono collegate in serie e quindi magneticamente i loro effetti si sommano. Il circuito di fig. 14 è in grado di fornire un valore di magnetizzazione di picco di 350 ampere-spire che viene ridotto successivamente dal termistore al valore di 3 ampere-spire di picco prima che entri in azione l'interruttore. La figura 15 mostra un oscillogramma della corrente durante il primo secondo.

#### b) Circuito di smagnetizzazione del cinescopio senza contatti metallici

La fig. 16 mostra un circuito di smagnetizzazione che fa a meno dei contatti meccanici. In questo circuito, la corrente circola nelle bobine di smagnetizzazione attraverso un termistore P.T.C. ed un Varistore collegati in serie. Al momento dell'accensione del televisore entrambi questi componenti presentano un

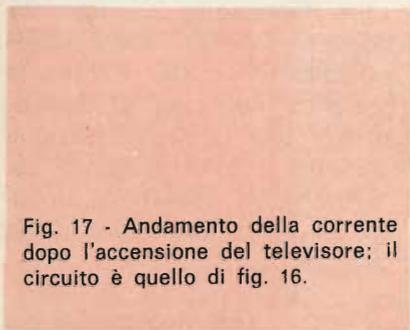
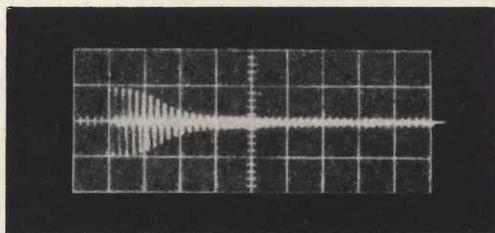


Fig. 17 - Andamento della corrente dopo l'accensione del televisore; il circuito è quello di fig. 16.

5 A/div ↑



0.1 s/div →

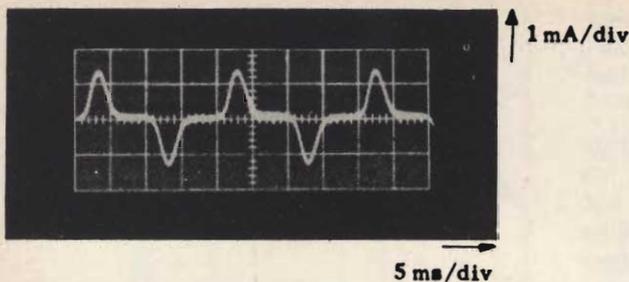


Fig. 18 - Corrente residua nelle bobine, il circuito è quello di fig. 16.

valore di resistenza basso. Il resistore da  $390 \Omega$  ha un valore relativamente elevato rispetto alle bobine ed al varistore collegati in serie, ed assorbirà quindi solo il 10% della corrente di smagnetizzazione. Via via che il termistore si scalda la sua resistenza aumenta e la corrente finale produrrà agli estremi del resistore da  $390 \Omega$  una caduta di tensione di soli 6 V.

In corrispondenza di questo basso valore la resistenza del varistore (VDR) diventa molto elevata e la corrispondente corrente circolante nelle bobine di smagnetizzazione verrà ridotta ad un valore del tutto trascurabile. Nella fig. 17 viene mostrato un oscillogramma della corrente durante i primi secondi mentre nella figura 18 è indicata la corrente finale circolante nelle bobine.

I dati caratteristici delle bobine sono i seguenti:

- Numero delle spire: 80
- Diametro del filo: 0,5 mm
- Resistenza:  $8 \Omega$
- Diametro delle bobine: 38 cm
- Termistore P.T.C.: tipo 2322 66090036 (Philips)
- Varistore (V.D.R.): tipo 2322 55490014 (Philips)
- Resistore in serie: tipo  $390 \Omega$ , 2 W

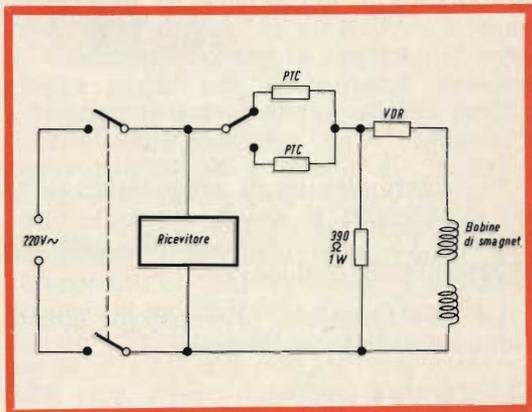


Fig. 19 - Variante del circuito di fig. 16. Questo circuito consente ripetute operazioni di smagnetizzazione durante il funzionamento del ricevitore.

Questo circuito è in grado di fornire un picco di f.m.m. di 350 ampere-spire che viene ridotto, alla fine, ad un picco inferiore a 0,15 ampere-spire. A differenza del circuito di fig. 14, il termistore durante il funzionamento del ricevitore rimane caldo. Prima che possa essere ripetuta un'altra operazione di smagnetizzazione, il termistore dovrà essere quindi di nuovo raffreddato, e ciò richiederà 5 minuti. Pertanto, nel caso si desiderasse effettuare una smagnetizzazione istantanea durante il funzionamento del ricevitore, si dovrebbe impiegare un interruttore ed un altro termistore come indicato in fig. 19.

Lodovico Cascianini

# CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI

TELEVISIONE  
A COLORI

Nella prima parte di questa serie di articoli abbiamo illustrato per sommi capi, la tecnologia del cinescopio a maschera per TVC. In questo articolo ci limiteremo a darne una breve descrizione e a fornire i dati principali per l'impiego pratico.

**L** cinescopio a colori A63-11X è autoprotetto. Ha uno schermo rettangolare con diagonale di 25" (63 cm) e un angolo di deflessione di 90°. Questo cinescopio può fornire immagini sia a colori che in bianco e nero. La superficie minima utile dello schermo misura 504 per 396 mm.

L'angolo di deflessione di 90° consente di ridurre di 115 mm la lunghezza complessiva rispetto ad un cinescopio a colori da 21", 70°. Lo schermo rettangolare consente inoltre di realizzare televisori a colori meno ingombranti e di linea più semplice. Il diametro del collo di questo cinescopio misura 36,5 mm. Possono quindi essere usate bobine di deflessione con sensibilità elevata. Di conseguenza, la deflessione orizzontale del raggio può essere ottenuta con solo il 70% dell'energia necessaria alla deflessione di un cinescopio a colori con angolo di deflessione di 70°. Solo l'energia

per la deflessione verticale è leggermente aumentata rispetto al valore richiesto da un cinescopio da 70°.

Lo schermo di questo cinescopio è formato da « puntini » di fosforo di tre differenti colori. Questi tre puntini sono molto vicini l'uno all'altro e sono disposti in maniera che il loro centro coincida con il vertice di un triangolo equilatero (triade). La superficie dello schermo risulta quindi formata da un insieme ordinato di « triadi » (circa 440.000). La luce emessa dai tre puntini di ogni triade è, com'è noto, quella dei tre colori primari scelti per la televisione, e cioè, il verde, il blu e il rosso.

Il cinescopio A63-11X possiede tre cannoni elettronici aventi i rispettivi assi leggermente inclinati verso il centro dello schermo. Il fuoco è ottenuto elettrostaticamente e i tre cannoni sono montati nel collo del cinescopio con un angolo di 120° l'uno rispetto all'altro.

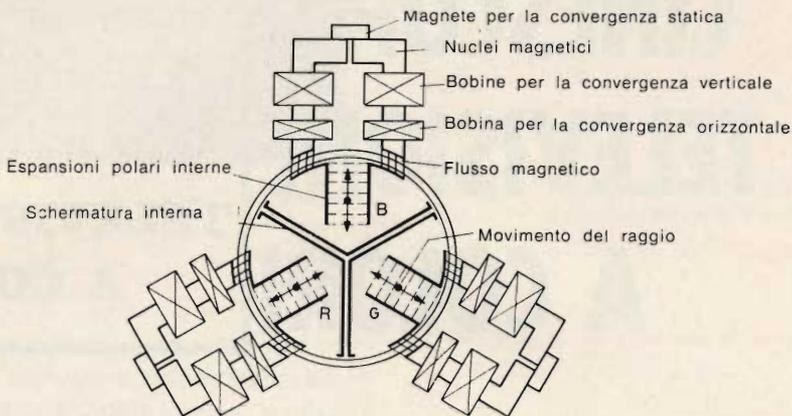


Fig. 1 - Disegno schematico indicante l'azione dei campi magnetici statici e dinamici prodotti dall'unità di convergenza **radiale**. Questi campi magnetici, attraverso le espansioni polari disposte all'estremità di ciascun cannone elettronico, sono in grado di effettuare dei leggeri spostamenti del raggio di elettroni di ciascun cannone in maniera da ottenere la convergenza dei tre raggi sul piano della maschera in qualsiasi punto di scansione dello schermo.

La « selezione » dei tre colori primari è effettuata da una lastra metallica forata (maschera) posta a circa 12 mm di distanza dallo schermo. La maschera forata è « allineata » rispetto ai puntini di fosforo in modo tale che il raggio di elettroni proveniente da un dato cannone vada sempre a colpire il fosforo del rispettivo colore. Ogni foro della maschera sarà quindi centrato su una triade. Il diametro dei fori della maschera aumenta gradualmente dai bordi verso il centro. Questo aumento graduale del diametro dei fori dai bordi al centro della maschera consente di ottenere con un minimo di regolazione la massima purezza di colore su tutta la superficie dello schermo.

L'inclinazione degli assi dei tre cannoni è tale da far convergere tutti e tre i raggi in un punto solo **nella zona centrale** della maschera. Per assicurare che questa « convergenza » si verifichi **su tutta** la superficie della maschera si dovrà provvedere con **mezzi esterni** a correggere, in senso radiale e laterale, le traiettorie dei tre raggi.

Per questo scopo, in corrispondenza

dell'espansione polare di ciascun cannone vengono posti, sul collo del cinescopio, un magnete ed un elettromagnete. Il flusso magnetico prodotto viene « comunicato » alle espansioni polari interne attraverso il vetro del collo del cinescopio che fa da traferro. La forma delle espansioni polari e l'andamento del flusso magnetico sono illustrati in fig. 1.

Il flusso magnetico fisso o « statico » prodotto da un magnete permanente effettua la convergenza dei tre raggi al centro della maschera. Il flusso magnetico variabile o dinamico prodotto dall'elettromagnete provvede ad effettuare la convergenza dei tre raggi nelle zone laterali della maschera. Una schermatura interna evita che i campi magnetici di un cannone possano interferire con quelli degli altri due. La fig. 2 mostra la posizione dei componenti sul collo del cinescopio.

Sempre per facilitare la convergenza sia « statica » che « dinamica » si fa in maniera che il raggio del blu possa essere spostato anche in senso laterale o tangenziale. Questa convergenza **laterale** è effettuata da una unità separata mon-

tata anch'essa sul collo del cinescopio. Questa unità provoca un certo spostamento orizzontale **solo** del raggio del blu, e contemporaneamente uno spostamento orizzontale in senso opposto dei raggi del rosso e del verde (fig. 3). Anche questa unità è formata da un magnete permanente e da un elettromagnete.

**necessaria per la riproduzione del bianco:**

cannone verde = 30%  
 cannone rosso = 42%  
 cannone blu = 28%

La luminanza al centro dello schermo nel caso di riproduzione del bianco con  $I_k = 800 \mu A$  ed un raster focalizzato di  $504 \times 396 \text{ mm}^2$  ammonta a 55 Nit.

## Schermo

È formato da puntini di materiale luminescente il cui centro coincide con il vertice di un minuscolo triangolo equilatero, chiamato **triade**. Il materiale luminescente per il rosso è formato da una terra rara attivata con Europio. Il materiale luminescente per il verde e per il blu è formato da solfuri. L'assorbimento della luce al centro dello schermo è circa il 47,5%.

## Coordinate dei colori (valori nominali)

rosso:	$x = 0,650$	$y = 0,320$
verde:	$x = 0,270$	$y = 0,590$
blu:	$x = 0,152$	$y = 0,070$
bianco:	$x = 0,281$	$y = 0,311$

## Percentuale della corrente catodica ( $I_k$ )

## Tensione di accensione dei filamenti

Il riscaldamento del catodo è indiretto. I filamenti riscaldatori possono essere alimentati in parallelo o in serie mediante tensione continua o alternata.

$V_f = 6,3 \text{ V}$   
 $I_f = 900 \text{ mA}$

Se il filamento del cinescopio viene inserito in una catena di accensione di filamenti in serie, la sovratensione non dovrà superare  $9,5 V_{eff}$  al momento dell'accensione del ricevitore.

## Capacità

$C_{g1} = 7 \text{ pF (}^1\text{)}$   
 $C_k = 5 \text{ pF (}^2\text{)}$

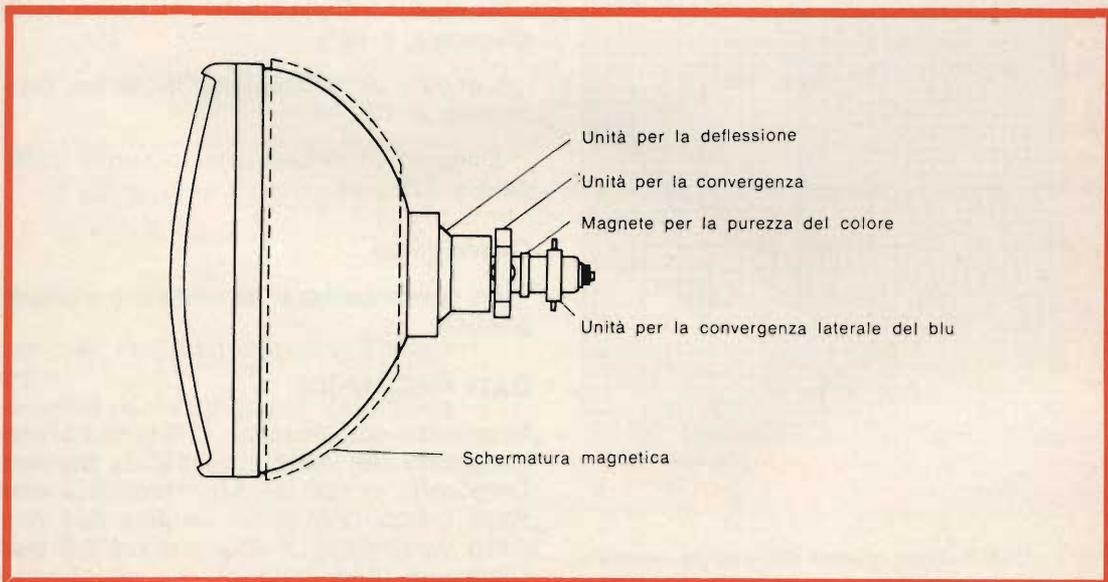


Fig. 2 - Posizione sul collo del cinescopio a maschera forata dell'unità di deflessione e delle unità di convergenza **radiale** e di convergenza **laterale** del blu.

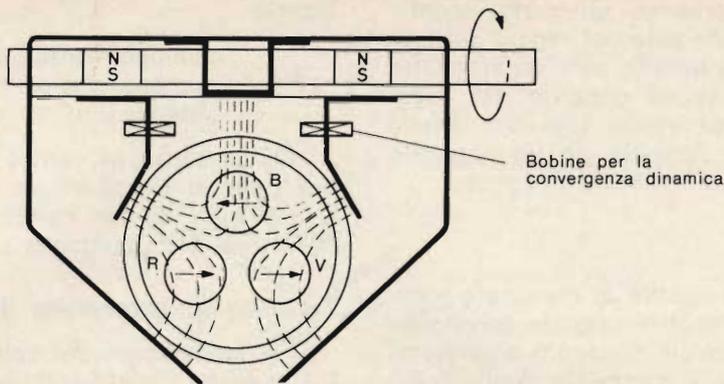


Fig. 3 - L'unità di convergenza laterale del blu fa spostare lateralmente il raggio del blu, e contemporaneamente in direzione opposta, anche i raggi rispettivamente del rosso e del verde.

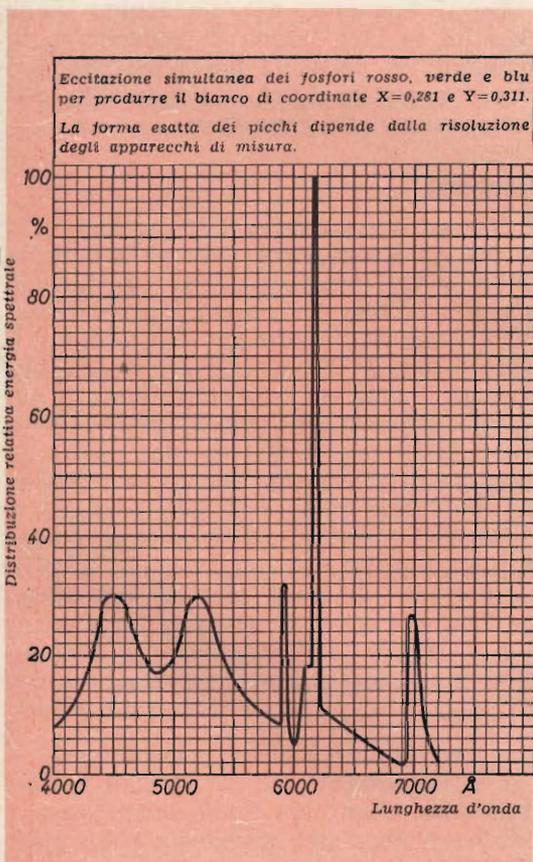


Fig. 4 - Distribuzione relativa dell'energia spettrale nel caso di eccitazione contemporanea dei fosfori verde, rosso e blu per produrre un bianco di coordinate  $x=0,281$  e  $y=0,311$ , in funzione della lunghezza d'onda ( $\lambda$ ).

$$C_k = 15 \text{ pF}^{(3)}$$

$$C_{g3} = 7 \text{ pF}^{(4)}$$

$$C_{g4+5+6} m = 2000 \dots 2500 \text{ pF}$$

$$C_{g4+5+6} m' = 500 \text{ pF}$$

### Focalizzazione

La focalizzazione è elettrostatica.

### Deflessione

La deflessione è magnetica.

L'angolo di deflessione nel senso della diagonale è  $90^\circ$ .

L'angolo di deflessione in senso orizzontale è  $79^\circ$ .

L'angolo di deflessione in senso verticale è  $62^\circ$ .

### Convergenza

La convergenza è ottenuta per via magnetica.

### DATI MECCANICI

Lunghezza complessiva	$521 \pm 9,5 \text{ mm}$
Lunghezza del collo	$165 \pm 8,0 \text{ mm}$
Diagonale	max $633 \text{ mm}$
Asse orizzontale	max $556 \text{ mm}$
Asse verticale	max $450,5 \text{ mm}$
Diagonale utile dello schermo	min $584 \text{ mm}$
Asse orizzontale	min $504 \text{ mm}$
Asse verticale	min $396 \text{ mm}$



Rapporto delle correnti catodiche ( $I_k$ ) per la produzione del bianco . . . . .  
 Correnti degli elettrodi . . . . .

$I_{kR}/I_{kB}$	=	1.50 (1,00 . . . 2,00) (°)
$I_{g3}$	=	- 45 ÷ + 15 $\mu$ A
$I_{g2}$	=	$\pm$ 5 $\mu$ A
$I_{g1}$	=	$\pm$ 5 $\mu$ A

### Spostamenti ammissibili per la correzione della posizione dei raggi di elettroni

#### Spostamento del raster al centro dello schermo

Spostamento massimo in qualsiasi direzione al centro dello schermo, dei tre raggi convergenti (in assenza di deflessione) . . . . .

15 mm

#### Purezza del colore

Spostamento massimo richiesto dei tre raggi in qualsiasi direzione effettuabile mediante il magnete per la correzione della purezza del colore (riferito ai punti di fosforo) . . . . .

0,13 mm

#### Convergenza statica

Spostamento **radiale** massimo richiesto per ciascun raggio di elettroni effettuabile mediante il magnete della convergenza statica . . . . .

$\pm$  9,5 mm (7) (8)

Spostamento **laterale** massimo richiesto del raggio del blu, riferito ai raggi di elettroni rosso e verde convergenti (opposto al contemporaneo spostamento dei raggi del rosso e del verde) . . . . .

$\pm$  6,5 mm (7) (9)

#### Valori limite (validi per qualsiasi cannone)

Tensione sull'acceleratore finale . . . . .

$V_{a, g5, g4}$	=	max 27,5 kV (10)
		min 20 kV (10) (11)
	=	max 1000 $\mu$ A (12)

Corrente media per i tre cannoni . . . . .  
 Tensione alla griglia 3 (elettrodo focalizzatore) . . . . .

$V_{g3}$	=	max 6000 V
----------	---	------------

Tensione di picco sulla griglia 2, compreso la tensione del segnale video . . . . .

$V_{g2p}$	=	max 1000 V
-----------	---	------------

Tensione sulla griglia 1 negativa . . . . .  
 negativa in condizione di interdiz.

$-V_{g1}$	=	max 400 V
$-V_{g1}$	=	max 200 V

positiva . . . . .  
 picco positivo . . . . .

$V_{g1}$	=	max 0 V
$V_{g1p}$	=	max 2 V

Tensione catodo/filamento

positiva . . . . .  
 positiva di picco . . . . .  
 negativa . . . . .  
 negativa di picco . . . . .

$V + k/f -$	=	max 250 V (13) (14)
$V + k/f -_p$	=	max 300 V
$V - k/f +$	=	max 135 V (14)
$V - k/f +_p$	=	max 180 V

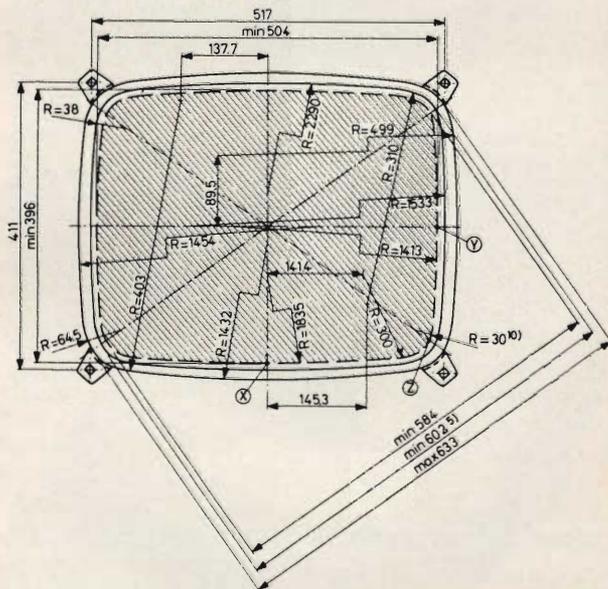
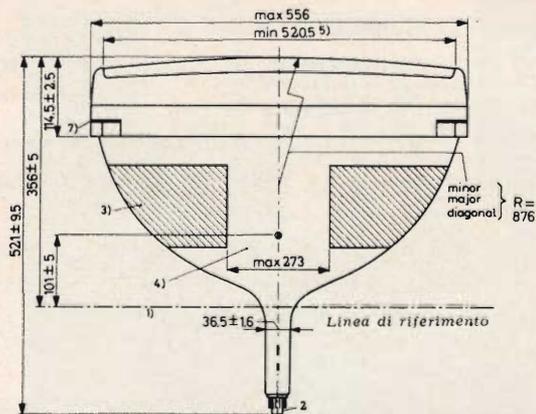


Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro (in mm) del cinescopio a maschera per TVC A 63-11 X.

#### NOTE

(1) Linea di riferimento, determinata dal piano dello spigolo superiore del calibro, quando questo appoggia sul cono.

(2) Lo zoccolo per questa base non deve essere montato rigidamente; deve avere fili flessibili e potersi muovere liberamente. La circonferenza inferiore della base è contenuta in un cerchio concentrico con l'asse del bulbo ed avente un diametro di 55 mm.

(3) La configurazione dello strato conduttore esterno non è definita, ma contiene l'area di contatto illustrata sul disegno.

(4) Per la pulizia di quest'area si usi un panno soffice ed asciutto senza filacce.

(5) Apertura della fascia metallica. Eccentricità massima rispetto al centro del contorno interno del vetro 1,5 mm.

(6) Menisco della resina di riempimento sullo schermo.

(7) Una delle quattro orecchiette può deviare al massimo di 2 mm rispetto al piano passante per le altre tre.

(8) L'orecchietta è situata entro queste distanze.

(9) La posizione della vite di montaggio del mobile deve trovarsi in un cerchio di 9,5 mm di diametro.

(10) Coordinate per raggio  $R = 30$  mm;  $x = 213,66$ ;  $y = 151,63$ .

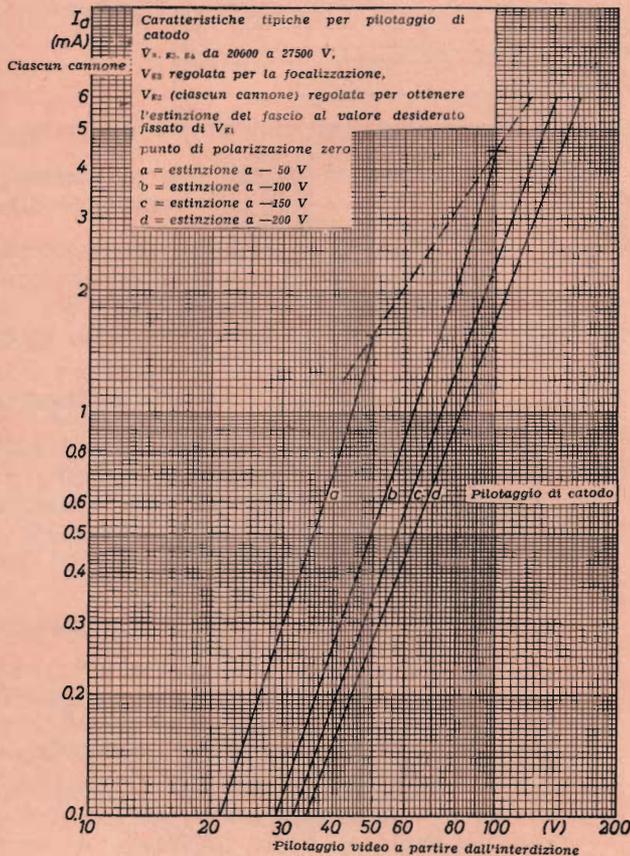


Fig. 7 - Curve caratteristiche del cinescopio A 63-11 X nel caso che i segnali di pilotaggio siano applicati al catodo.

### Posizione di montaggio

Qualsiasi.

### Peso netto

Circa 18,8 kg.

### Zoccolatura

A 12 piedini JEDEC B12-244 ma con spinotti più corti.

### Schermatura magnetica

Contro l'influenza di campi magnetici esterni è prevista una schermatura magnetica del cinescopio. Tale schermatura è effettuata da uno schermo metallico che si estende sul cono del cinescopio per una lunghezza di 28 cm misurati dal centro della faccia dello schermo.

Questo schermo metallico è fatto per lo più di acciaio laminato a freddo. Il « traferro » che si forma tra il bordo di questo schermo e il bordo della fascia metallica anti-implosione non deve superare il valore di 10 mm. Lo schermo deve « seguire » il contorno del cono del cinescopio ad una distanza non superiore a 10 mm. Lo schermo magnetico deve essere collegato al rivestimento conduttore esterno del cono del cinescopio e questo, a sua volta, deve essere collegato a massa.

### NOTE

- (1) Capacità tra la griglia 1 di un cannone e tutti gli altri elettrodi.
- (2) Capacità tra il catodo di ciascun cannone e tutti i rimanenti elettrodi.
- (3) Capacità tra i catodi collegati in parallelo e tutti i rimanenti elettrodi.

# MIGNONTESTER 365

- tascabile
- con dispositivo di protezione
- portate 36
- sensibilità  
20.000-10.0000-5.000  $\Omega/V$  cc e ca

20000  
 $\Omega/V$

## CARATTERISTICHE -

**SCATOLA** in materiale anti-urto, calotta stampata in metacrilato trasparente che conferisce al quadrante grande luminosità.

**STRUMENTO** tipo a bobina mobile e magneti permanente (sensibilità 20.000, 10.000, 5.000  $\Omega/V$ ) quadrante ampio con scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la regolazione dello zero.

**POTENZIOMETRO:** per la regolazione dello zero dell'indice nelle portate ohmmetriche -

**COMMUTATORE** di tipo speciale rotante per il raddoppio delle portate -

**BOCCOLE** per tutte le portate -

**PUNTALI** con manicotti ad alto isolamento -

**ALIMENTAZIONE:**

l'ohmmetro va alimentato da due pile a cartuccia da 1,5 V che vengono alloggiare nell'interno della scatola.

Dimensioni: mm. 90 x 87 x 37



**Vcc** 20 k $\Omega V$  - 100 mV - 2,5-25-250-1000 V

**Vcc e CA** 5-10 k $\Omega V$  - 5-10-50-100-500-1000 V

**mA CC** 50-100-200  $\mu A$  - 500 mA - 1 A

**dB** — 10 + 62 in 6 portate

**V BF** 5-10-50-100-500-1000 V

$\Omega$  10 K (cs. 50 $\Omega$ ) - 10 M $\Omega$  (cs. 50 K $\Omega$ )

Prezzo per Radiotecnici  
franco ns/ Stabilimento

**MIGNONTESTER 365**

**L. 8200**

**MIGNONTESTER 300**

uguale formato 29 portate  
sensibilità 2000-1000  $\Omega V$

**L. 7000**

Richiedeteli presso i rivenditori R.T.V.

**CHINAGLIA S.A.S.**  
elettrocostruzioni



### ● sede:

32100 BELLUNO  
Via T. Vecellio,  
32, Tel. 25102

### ● filiale:

20122 MILANO  
Via C. del Fante,  
14, Tel. 833371

### ● filiale:

(München) 8192  
GARTEMBERG  
Edelweissweg 28

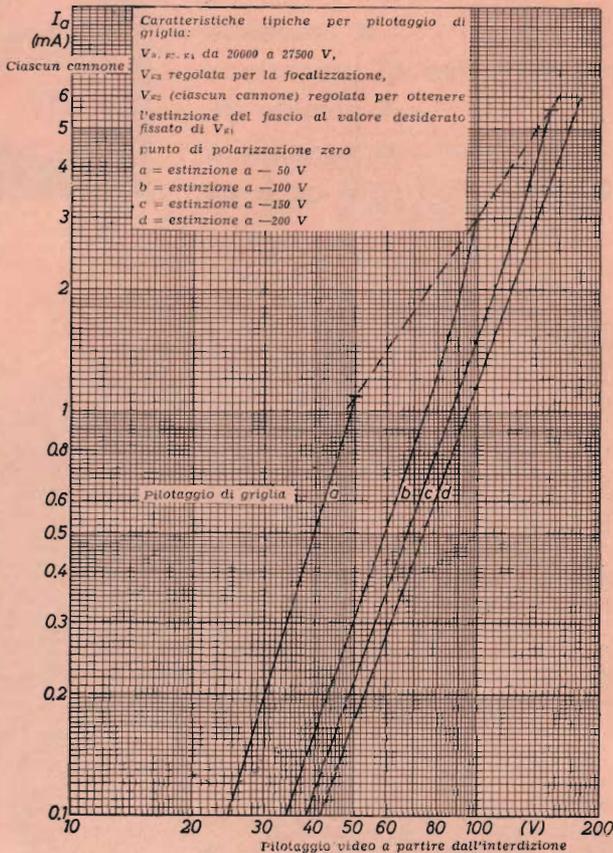


Fig. 8 - Curve caratteristiche del cinescopio A 63-11 X nel caso che i segnali di pilotaggio siano applicati alla griglia controllo.

(4) Capacità tra la griglia 3 e tutti gli altri elettrodi.

(5) Questo campo di valori è dovuto alle differenze nelle tolleranze del sistema elettrodico.

(6) Per il progetto dei circuiti si dovrà tener conto di tutto il campo di variabilità.

(7) Escluso l'influsso della convergenza dinamica.

(8) La convergenza dinamica è ottenuta con correnti sincronizzate con la deflessione aventi un andamento pressoché parabolico.

(9) Escluso l'influsso della convergenza dinamica laterale del blu.

(10) Valore limite assoluto. In sede di messa a punto del ricevitore può accadere che questo valore massimo venga abbondantemente superato. Si raccomanda quindi di effettuare le prime operazioni di messa a punto del ricevitore con escluso il cinescopio.

(11) Il funzionamento del cinescopio con valori più bassi può peggiorare la luminosità e la risoluzione, e compromettere la purezza del colore.

(12) Valore medio per tempi di funzionamento prolungati. Un perdurante superamento di tale valore produce un'eccessiva dilatazione termica della maschera e di conseguenza un peggioramento della purezza del colore. Raffreddata la maschera, la purezza del colore ritorna nelle condizioni di prima. In pratica tale valore non sarà superato se si introduce un circuito capace di limitare la corrente del raggio in maniera da non superare il valore medio istantaneo della corrente di 1,5 mA.

(13) Durante un tempo di accensione massimo di 15 s, la tensione  $V_{jk}$  (k positivo) può raggiungere il valore massimo di 410 V. Dopo un tempo compreso tra 15 e 45 s, dopo l'accensione dell'apparecchio, tale valore scenderà a 250 V.

(14) Per impedire fenomeni di ronzio, la componente alternata di  $V_{jk}$  dovrà essere tenuta più bassa possibile e non potrà superare il valore efficace di 20 V.

Lodovico Cascianini

# PROBABILI GUASTI NEI TELEVISORI

L'ANGOLO  
DEL TECNICO  
TV

Parte II

Continuiamo la presentazione dei guasti che si possono verificare nei televisori prendendo questa volta in considerazione difetti dovuti a ronzio, deformazioni dell'immagine e delle righe verticali, immagini sfuocate e curvature delle righe verticali.

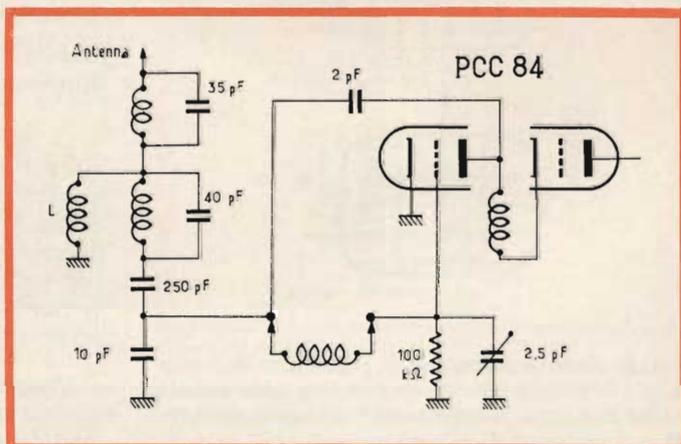
## Ronzio

**S**i constata un ronzio assomigliante a quello a 50 Hz e, allo stesso tempo, si osservano delle bande orizzontali parassite sullo schermo. Questi due fenomeni spariscono subito dopo aver tolto il collegamento dell'antenna. Il ronzio sparisce anche quando si riduce la tensione

all'ingresso del televisore per esempio con l'aiuto di un attenuatore appropriato.

Questo genere di guasto fa pensare immediatamente a una interruzione del circuito o a un difetto di massa all'ingresso del televisore e le verifiche di continuità effettuate sui selettori hanno fatto scoprire l'interruzione della bobina L (fig. 7).

Fig. 7 - Un ronzio può essere causato dall'interruzione di un circuito (L) all'ingresso del ricevitore.



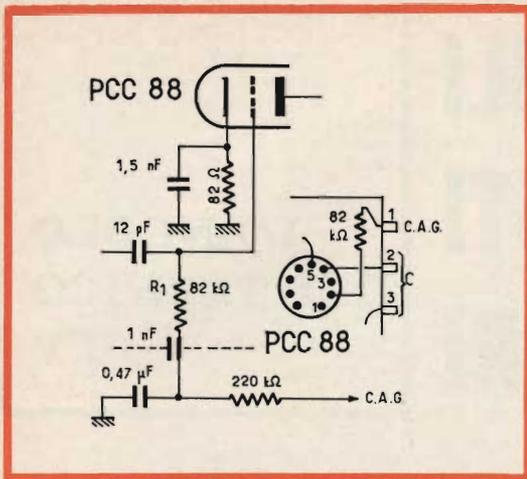


Fig. 8 - Ancora un esempio di ronzio, dovuto all'interruzione della resistenza  $R_1$ . C = riscaldamento.

### Ronzio localizzato nel selettore

Questo ronzio è intermittente e si presenta sotto forma di bande orizzontali scure sullo schermo. Un'interruzione momentanea del circuito di accensione dei filamenti ha mostrato, facendo sparire il ronzio, che si devono orientare le ricerche da quella parte, e dopo qualche prova il guasto è stato localizzato nel selettore. La sostituzione di queste valvole non ha dato alcun risultato, ma si è constatato che il ronzio reagisce (sparendo o apparendo) agli urti, ai colpetti sul perno del selettore. Quindi, alcuni cattivi contatti, alcune cattive saldature non

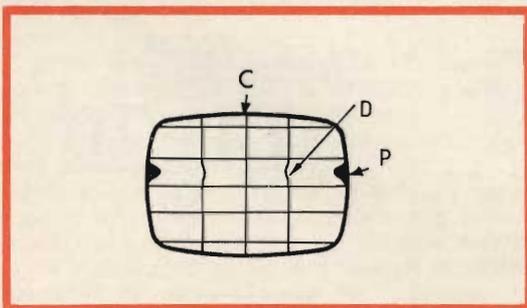


Fig. 9 - Questa deformazione simmetrica è dovuta a un isolamento interno insufficiente della valvola finale di riga. C = centro dell'immagine normale, D = distorsione, P = parti scure.

possono più essere scoperti all'esame dei collegamenti interni.

Dopo pazienti ricerche, si è localizzato il guasto. La resistenza  $R_1$  del circuito di griglia del triodo d'ingresso del cascode (fig. 8) si interrompe con intermittenza e presenta un valore più volte superiore al normale. Ora, il collegamento che va verso il filamento di questo tubo passa vicino alla griglia, di modo che si produce una induzione di 50 Hz sulla griglia, quando quest'ultima si trova « in aria ».

### Deformazione bilaterale dell'immagine

Il televisore esaminato presenta il difetto rappresentato, in modo semplificato, in fig. 9. Da ciascun lato dello schermo, a sinistra e a destra, si osserva un « cono » nero non luminoso a forma di sinusoide. All'altezza di queste due tacche l'immagine è deformata, ma sempre meno man mano che si va verso il centro, dove non è percettibile alcuna deformazione. La superficie delle due tacche scure varia secondo la tensione di rete. Inoltre, queste due tacche, e la deformazione che le accompagna, o sono immobili, o scivolano lentamente verso l'alto o verso il basso. Infine si constata che se la tensione di rete discende a 195 V (invece di 220-230 V), con l'aiuto di un « Variac » il difetto sparisce quasi totalmente. La sostituzione della valvola finale di riga PL81 ha rimesso tutto a posto e la valvola difettosa, accuratamente verificata e misurata, ha rilevato una fuga molto sensibile fra il filamento, il catodo e la griglia.

### Immagine deformata e dimensioni insufficienti

Lo schizzo di fig. 10 dà un'idea approssimata della deformazione che presenta questo televisore: immagine troppo ridotta in altezza e in larghezza, con una deformazione considerevole della linearità orizzontale che interessa soprattutto la parte destra dello schermo e una immagine sfuocata mancante di nitidezza.

L'aspetto dell'immagine suggerisce un guasto della E.A.T.; questa ultima è stata misurata: 4 kV circa, al posto di 16 kV.

Le valvole dello stadio finale di riga sono state successivamente sostituite senza alcun successo: PL36, PY83, EY86.

Infine l'esame all'oscilloscopio ha mostrato che la forma e l'ampiezza della tensione sulla griglia della finale di riga sono normali. La tensione continua è anch'essa normale — 40 V circa.

Da questo fatto non si può porre il guasto che nel trasformatore di uscita di riga o nella bobina di deflessione orizzontale. Si sostituisce il trasformatore, e si vede in effetti la E.A.T. salire a 11 kV circa, che è ancora troppo bassa. Ma l'immagine, un po' più grande, resta quindi distorta.

Le bobine di deflessione, molto accuratamente verificate e misurate, hanno

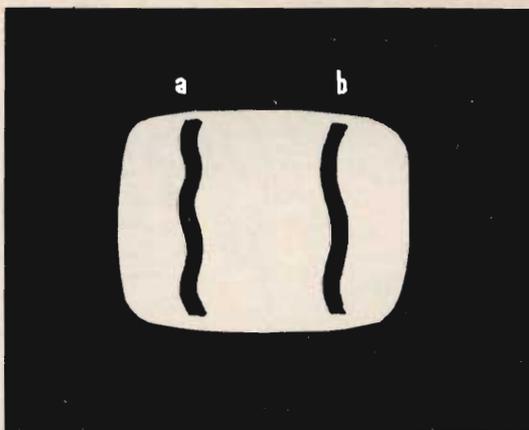


Fig. 11 - Deformazione delle righe verticali. Vedere il circuito stabilizzatore d'ampiezza orizzontale.

### Deformazione delle righe verticali

Questa deformazione si presenta a forma di una ondulazione più o meno marcata come mostrano le bande a e b di fig. 11.

Il televisore esaminato comporta un dispositivo di stabilizzazione automatica dell'ampiezza orizzontale, in cui la struttura, classica, è rappresentata nella figura 12. Degli impulsi di riga di ampiezza molto grande, dell'ordine di 800-1000 V da picco a picco, appariranno normalmente nel punto a, ma in b non si deve più

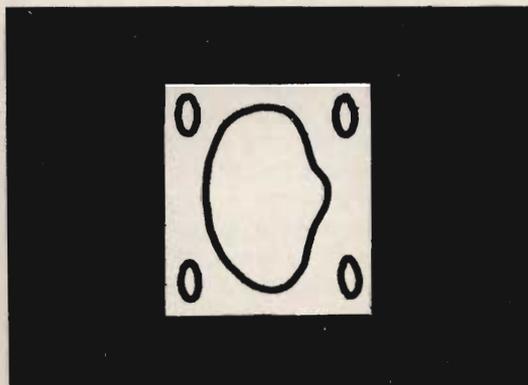


Fig. 10 - Questa immagine non ha più le dimensioni sufficienti ed è inoltre molto deformata.

rilevato una differenza della resistenza ohmica di  $1 \Omega$ , una rispetto all'altra, la resistenza media normale delle bobine « orizzontali » è generalmente dell'ordine di  $10-15 \Omega$ . Per quello che concerne l'impedenza, la differenza era molto più sensibile, poiché una misura effettuata con l'aiuto di un misuratore d'impedenza ha dato  $70 \Omega$  per una bobina e  $35 \Omega$  per l'altra. Conclusione: cortocircuito parziale di una delle bobine. Questo circuito ha provocato un aumento molto sensibile della corrente di deflessione e si è tradotto nella rottura del trasformatore di riga, dove un cortocircuito parziale è stato ugualmente scoperto.

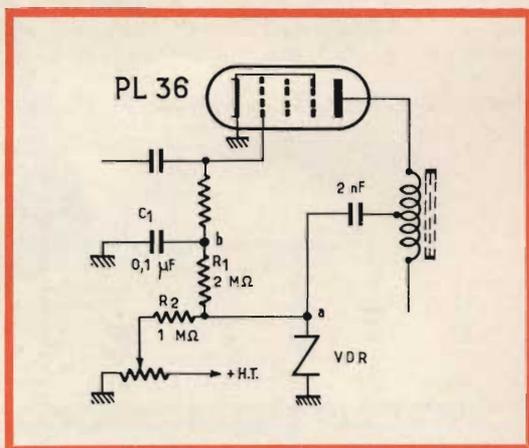


Fig. 12 - La rottura del condensatore C<sub>1</sub> ha provocato l'ondulazione delle righe verticali.

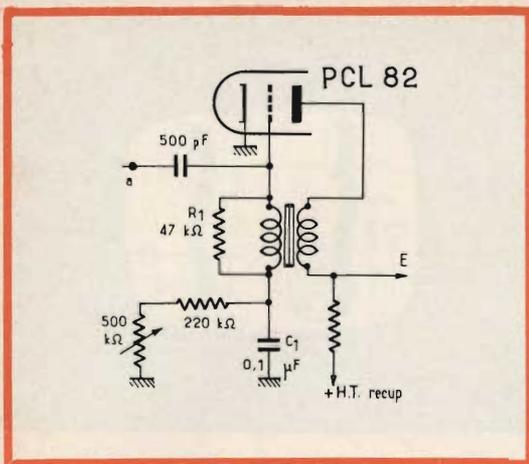


Fig. 13 - Una fuga nel condensatore  $C_1$  ha provocato una curvatura delle righe verticali. E = allo stadio finale di quadro.

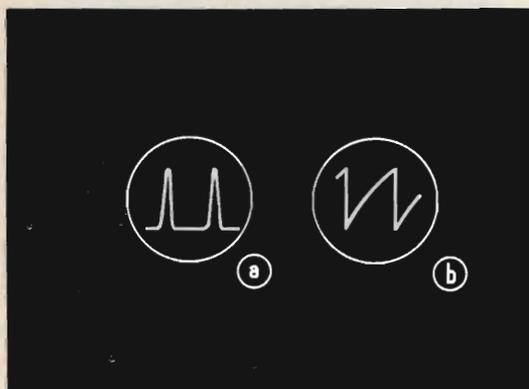


Fig. 14 - Oscillogrammi che si riferiscono allo schema di fig. 13. Esatto in a e inesatto in b.

vedere. Oppure, si constata che essi hanno ancora un'ampiezza di circa 15-20 V da picco a picco. Il condensatore  $C_1$  era diventato difettoso e non disaccoppiava più.

### Curvatura delle linee verticali e immagine sfuocata

Questa curvatura fa pensare a una stabilità insufficiente delle righe, la cui origine può essere, per esempio, una sincronizzazione insufficientemente energica dell'oscillatore corrispondente. Quindi, si può arrivare, in certi televisori, che una tendenza all'instabilità orizzontale abbia per origine una deformazione dell'impulso di sincronizzazione immagine per esempio in seguito al funzionamento non corretto dell'oscillatore bloccato.

Questo è quello che si è prodotto nel caso presente, in cui l'esame all'oscilloscopio ha rilevato un andamento e una ampiezza completamente anormali dei segnali in a (fig. 13): al posto dei picchi positivi di 130 V da picco a picco (figura 14a), si è trovato una specie di dente di sega di un'ampiezza molto più elevata, circa 200 V da picco a picco (fig. 14b). Dopo qualche misura, si è trovato che il condensatore  $C_1$  presentava una fuga elevata e che la resistenza  $R_1$  era interrotta.

### Immagine sfuocata

Si cerca dal lato dell'amplificatore video, e si trova una resistenza di circa 25 kΩ fra il punto a e la massa (fig. 15). La conclusione viene immediatamente: la bobina di correzione  $L_2$  è probabilmente

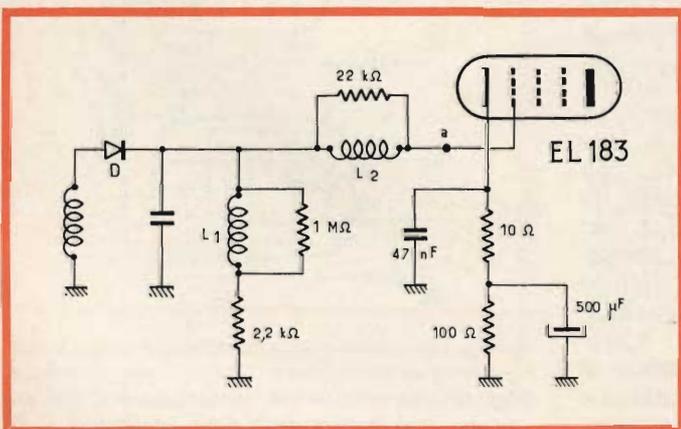


Fig. 15 - Quando la bobina  $L_2$  è interrotta, si ottiene una immagine sfuocata. D = diodo di rivelazione video.

# per le più severe esigenze di impiego la nuova serie di **condensatori elettrolitici**

**FACON**

per temperature  
di funzionamento  
fino a + 70°C  
e a + 85°C



Una nuova  
produzione con  
nuovi e moderni  
impianti,  
caratterizzata  
da lunga durata  
e da alta  
stabilità di  
caratteristiche  
elettriche



**FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI**

VARESE

Via Appiani, 14

Telefono: 22.501

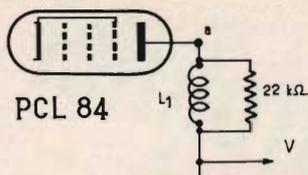


Fig. 16 - Una tensione insufficiente in **a** denota l'interruzione della bobina  $L_1$ .  $V$  = verso il cine-scopio.

interrotta. Una verifica più attenta ha fatto scoprire, in effetti una cattiva saldatura.

### Immagine molto sfuocata

I montaggi effettuati sullo stadio video mostrano che la tensione all'anodo del pentodo della PCL84 è di 30 V circa solamente, invece dei 125 V normali (fig. 16). Conclusione: bobina di correzione  $L_1$  probabilmente interrotta, supposizione verificata dalla misura della sua resistenza.

(Da « Radio Constructeur »)

**Q**uesto è stato l'anno del rilancio della filodiffusione: dal lontano 1958, quando fu iniziato questo nuovo servizio di trasmissione dei programmi RAI attraverso i fili delle reti telefoniche, fino al 1966, gli utenti avevano raggiunto la cifra di circa 25.000. Evidentemente, le nuove tariffe e la campagna effettuata in collaborazione dalla RAI e dalla SIP hanno provocato questo balzo in avanti, che tutto lascia prevedere debba proseguire nel futuro.

Negli stand della SIP, in occasione della Fiera Internazionale delle Comunicazioni tenutasi a Genova nel mese di ottobre, sono stati esposti i moderni filoricevitori, che hanno richiamato l'attenzione dei visitatori per la loro linea moderna e per le elevate prestazioni musicali. In verità, l'ascolto della filodiffusione o FD (come resistere alla tentazione delle sigle?), è quanto di più perfetto si possa desiderare per fedeltà e purezza di suono, senza dire poi della più ampia scelta dei programmi. E' noto che la FD, oltre ai tre programmi radio, trasmette, su altri canali, due speciali programmi dai centri di produzione RAI, uno di musica seria e uno di musica leggera.

Non è da trascurare il fatto che la FD si può ascoltare anche mediante un normale apparecchio radio dotato della gamma di onde lunghe o di un apposito adattatore.

**L**e molteplici e mutevoli esigenze del traffico odierno hanno reso necessaria la creazione di impianti semaforici sempre più perfezionati e specializzati.

Alla Fiera di Genova è stato presentato un tipo a comando dipendente dal traffico con circuito di richiesta utilizzando pedane elettropneumatiche azionate dagli stessi veicoli circolanti. Infatti un particolare tipo di gomma con camera d'aria trasmette, se compresso, la pressione ad un contatto di membrana che agisce sui circuiti di comando del semaforo.

Questa apparecchiatura è utilissima per incroci tra una strada principale e una secondaria: sulla prima si ha costantemente il verde salvo l'arrivo sull'altra di qualche veicolo che aziona il dispositivo.

Per chi non intende invece rispettare i semafori esiste un dispositivo di sorveglianza fotografica in grado di documentare agli automobilisti più imprudenti le proprie responsabilità. Si tratta appunto di una macchina fotografica che viene azionata dal veicolo che attraversa col rosso tramite una cellula fotoelettrica che individua l'impegno della strada. La vettura viene allora fotografata due volte con un breve intervallo di tempo fra la prima istantanea e la seconda: così è documentato in modo inoppugnabile che il mezzo non si è arrestato al rosso e inoltre si può valutare la sua velocità.

Di sera il funzionamento del dispositivo è reso possibile da un flash elettronico, incorporato nello stesso impianto, che viene attivato da una cellula fotoelettrica sensibile all'intensità media della luce.

# DISTORSIONE E RONZIO NEGLI AMPLIFICATORI AUDIO

**BASSA  
FREQUENZA**

Parte II

Nel primo di questi due articoli, sono state presentate alcune cause ed effetti della distorsione e del ronzio. In questo ultimo articolo si daranno alcune spiegazioni alle discussioni presentate nel precedente, allo scopo di dare alcune basi ai tecnici per il servizio degli amplificatori audio.

**I**l collegamento base delle parti necessarie al servizio degli amplificatori audio è mostrato in fig. 1. Un oscilloscopio viene impiegato in quanto distorsione e ronzio su un'onda audio possono essere visti con percentuali molto minori di quei valori ai quali essi diventano udibili. Un generatore audio è usato per fornire un segnale sinusoidale all'amplificatore, e la potenza audio del trasformatore di uscita è dissipata in un resistore di carico. La tensione attraverso questo resistore è usata per fornire l'indicazione verticale all'oscilloscopio; l'onda di uscita così ottenuta è usata per valutare le prestazioni dell'amplificatore. Un resistore di carico dovrebbe sempre essere usato su un amplificatore di potenza quando gli altoparlanti non sono collegati, per prevenire lo aumento dell'alta corrente di schermo in presenza del segnale. Il valore ohmico del resistore di carico non è troppo critico per questi impieghi e quando il valore dell'impedenza dell'altoparlante per un amplificatore particolare non è noto, si può scegliere un valore compreso fra 5 e 8  $\Omega$ .

Comunque questo resistore dovrebbe avere una potenza sufficiente per evitare un eccessivo riscaldamento durante la prova. Un voltmetro elettronico in C.A. dovrebbe essere usato per determinare il livello di potenza al quale si devono effettuare le prove usando la formula:

$$P_o = V^2/R$$

dove  $V$  = tensione efficace attraverso il carico,

$R$  = resistore di carico in ohm.

Una tipica forma d'onda d'uscita del circuito mostrato in fig. 1 è rappresentata in fig. 2. Il funzionamento dell'amplificatore è soddisfacente, in quanto è evidente una distorsione molto bassa della sinusoide.

La fig. 3 mostra la forma d'onda di uscita di un amplificatore in push-pull funzionante in una regione di sovraccarico o di limitazione. La spianatura che è evidente sui picchi del segnale indica un elevato contenuto di terza armonica. Una distorsione molto bassa è evidente vicino al-

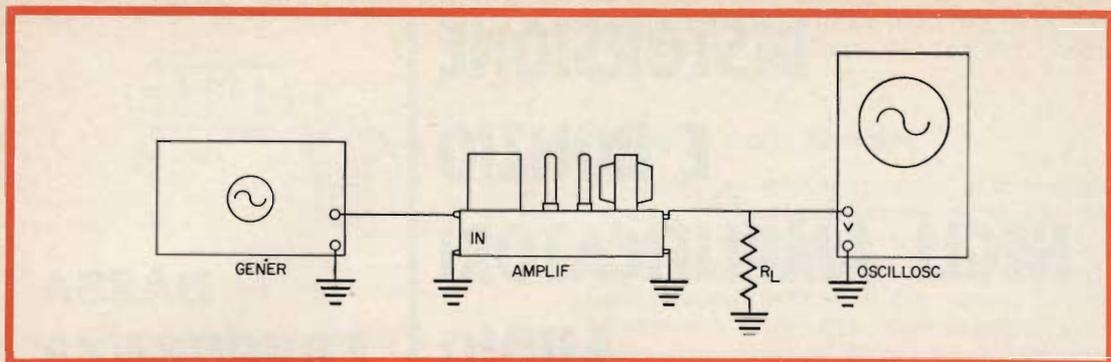


Fig. 1 - Parti base per il controllo di un amplificatore di bassa frequenza.

l'asse zero della sinusoide; anche il contenuto di seconda armonica è basso. Le percentuali di distorsione misurate su quest'onda furono: 8% di distorsione di terza armonica e 1,5% di seconda armonica.

Una coppia di valvole in push-pull che danno un'elevata distorsione di seconda armonica è raffigurata in fig. 4. In questo caso, l'amplificatore è severamente sovrappilotato; e la polarizzazione sulle due valvole finali non è bilanciata. La caratteristica di trasferimento di questa coppia di valvole dovrebbe essere quella riportata in fig. 5.

La polarizzazione non bilanciata è messa in evidenza come una distorsione nel

punto d'incrocio o circa sull'asse zero della sinusoide. La distorsione misurata su questa coppia di valvole fu di 5,7% di seconda armonica e 13,7% di terza armonica. Per ottenere questa figura venne usata la frequenza standard di prova di 1000 Hz.

La distorsione armonica può essere descritta dall'ascoltatore medio con una grande varietà di modi. Questo è dovuto al fatto che, siccome le armoniche sono dei sovratoni, esse possono o non possono essere individuate a causa del loro effetto. Le armoniche delle note basse possono essere descritte come dei fruscii o dei suoni rauchi mentre le armoniche delle note a frequenza più alta possono essere descritte come sibili o suoni sdop-

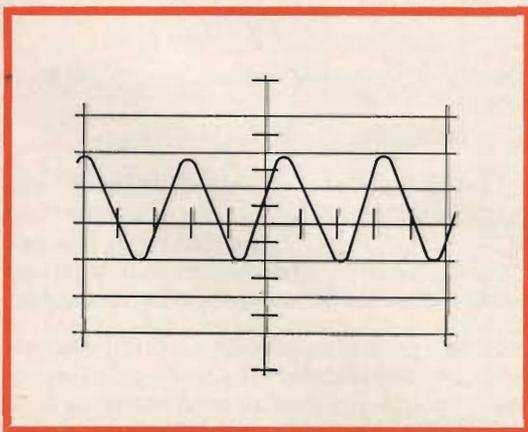


Fig. 2 - Tipica forma d'onda sinusoidale in uscita dal circuito di fig. 1. Non è presente nessuna distorsione apprezzabile.

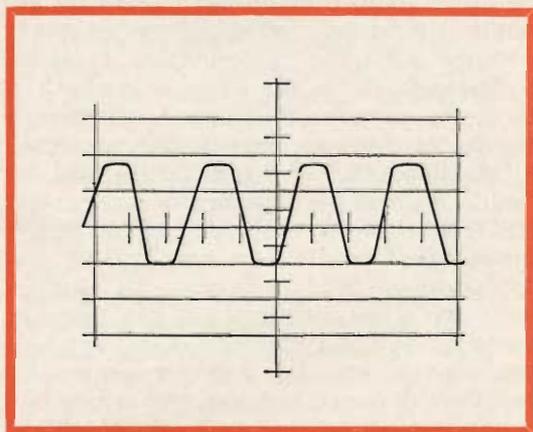


Fig. 3 - L'amplificatore inizia a sovraccaricare. La distorsione di 2ª armonica è uguale all'1,5%, quella di 3ª armonica è uguale all'8%.

piati. Le caratteristiche di un amplificatore influenzeranno anche la produzione delle armoniche; per esempio, un amplificatore con un grande tasso di compensazione dei bassi tenderà ad annullare gli effetti delle armoniche delle note delle frequenze basse, e un amplificatore con la compensazione degli acuti amplificherà gli effetti delle armoniche dei toni di media e alta frequenza. Un fatto che parla in favore di questo metodo di servizio è che un aumento di distorsione dell'ordine del dieci per cento non è virtualmente udibile da tutti, nella maggior parte delle esperienze a orecchio, ma questo aumento può essere facilmente visto su un oscilloscopio. Inoltre per controllare la distorsione nella gamma centrale, può essere una buona idea valutare l'amplificatore alla fine delle basse e delle alte frequenze della gamma audio.

### Metodi di misura della distorsione di intermodulazione

La distorsione di intermodulazione può essere controllata usando il metodo mostrato in fig. 6. I due segnali sono addizionati senza intermodulazione bilanciando il circuito a ponte. Un trasformatore audio viene usato come un braccio del ponte per fornire il segnale per l'amplificatore. Questo trasformatore dovrebbe avere un rapporto 1 : 1 e dovrebbe essere di buona qualità per prevenire intermodulazione. I resistori nei bracci del ponte dovrebbero essere accoppiati più strettamente possibile per prevenire ogni possibilità di interazione fra i generatori.

Se è disponibile solo un generatore audio, la rete da 110 V C.A. può essere usata per fornire il tono di bassa frequenza se è assicurato un isolamento adatto e una tensione variabile.

Come descritto nella 1ª parte, il filtro passa alto è usato per eliminare il tono di bassa frequenza dall'onda di uscita per prevenire l'oscuramento dello schermo dell'oscilloscopio.

Un tipo di filtro passa alto che può essere usato per questa applicazione è mostrato in fig. 7. Esso consiste di due semplici filtri a « L » in parallelo che danno una attenuazione di 12 dB per ottava.

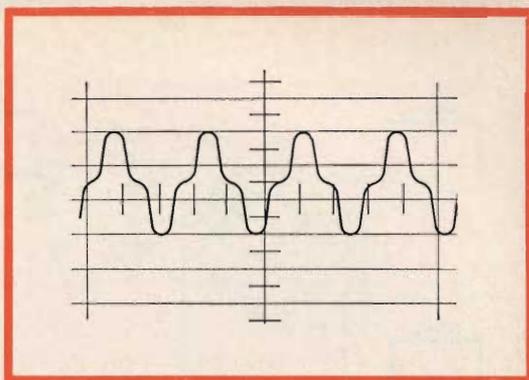


Fig. 4 - Amplificatore sovraccaricato in cui si possono vedere gli effetti di seri sbilanciamenti nelle valvole finali. La distorsione di 2ª armonica è uguale al 5,7% e quella di 3ª armonica è uguale al 13,7%.

Le costanti del circuito mostrato sono state scelte per dare ottimi risultati quando le frequenze di prova per la misura della distorsione di intermodulazione sono 60 e 6000 Hz. Questo stesso filtro può essere usato per ogni valore di frequenza alta sopra i 6000 Hz.

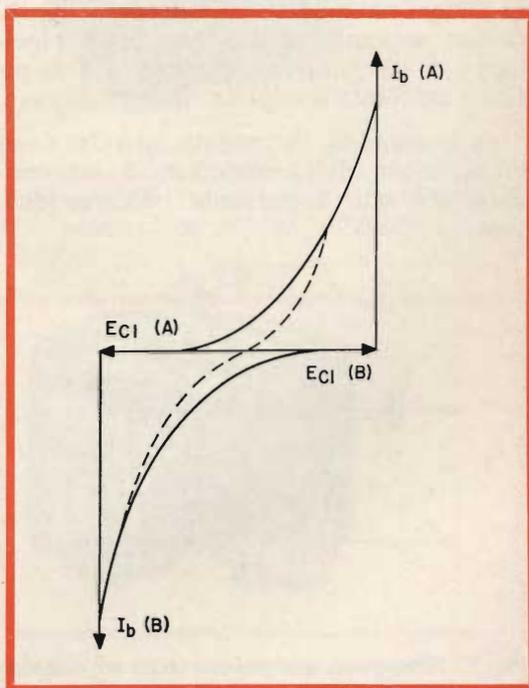


Fig. 5 - Caratteristiche di trasferimento di una coppia di valvole finali montate in push-pull non bilanciate.

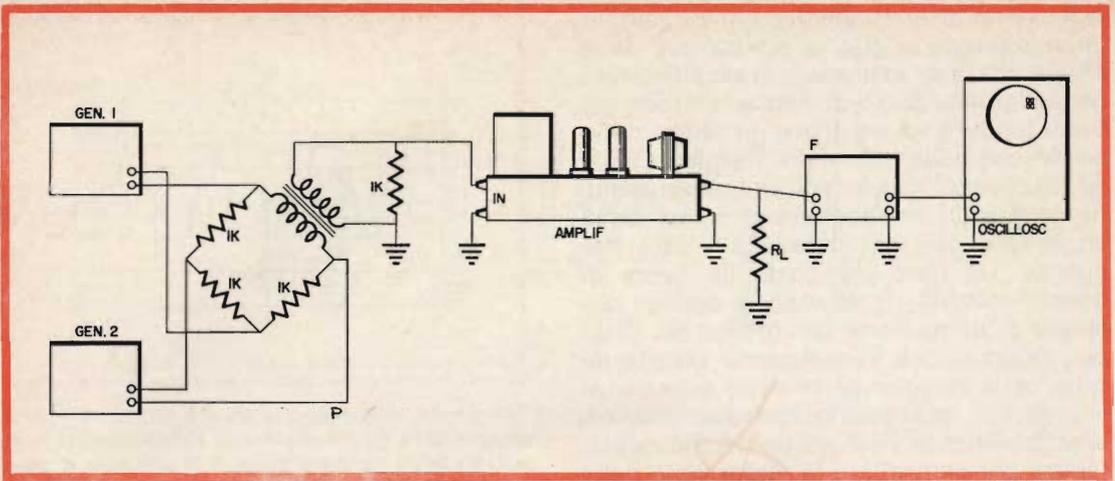


Fig. 6 - Circuito per la determinazione della distorsione di intermodulazione. P = ponte addizionale. F = filtro passa alto.

Per eseguire la misura attuale, la tensione della nota a frequenza bassa è regolata per essere quattro volte la tensione della frequenza alta all'ingresso dell'amplificatore. L'oscilloscopio è poi sincronizzato alla frequenza bassa dell'involuppo di modulazione, e si osserveranno degli oscillogrammi simili a quelli della fig. 8. Questi saranno riconosciuti come l'involuppo di modulazione normale che si ottiene dall'onda modulata RF.

La profondità di modulazione fornisce l'indicazione dell'ammontare di intermodulazione che è presente nell'amplificatore.

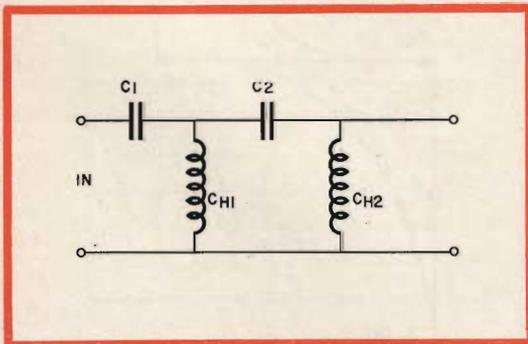


Fig. 7 - Filtro passa alto per la misura della distorsione di intermodulazione. Per ottenere delle prestazioni migliori è consigliabile schermare il filtro.  $C_1 = C_2 = 2 \mu\text{F}$ , 150 V;  $CH_1 = CH_2 =$  bobine d'arresto da 40 mH, 150 mA.

L'oscillogramma mostrato in fig. 8A indica che non è presente nessuna intermodulazione, la fig. 8B mostra l'oscillogramma osservato quando è presente l'intermodulazione. Un metodo per determinare la quantità di distorsione di intermodulazione come mostrato in fig. 8, mette in relazione la profondità di modulazione, o la profondità della dentellatura di modulazione, con quantità misurate di distorsione di intermodulazione. Il metodo per ottenere la percentuale della profondità della dentellatura è mostrato in fig. 9; questa profondità della dentellatura è riferita alla distorsione di intermodulazione come mostrato in fig. 9. Dovrebbe essere noto che la curva è una linea dritta con una pendenza di 1:5 nella regione inferiore al 50% della profondità della dentellatura. Così, un quinto della profondità della dentellatura è l'ammontare approssimato della distorsione di intermodulazione presente fino al punto dove la dentellatura è metà della profondità dell'onda modulata. Questo metodo è in grado di dare risultati che sono circa uguali a quelli ottenuti dal metodo 4:1 che impiega la somma efficace dei prodotti di intermodulazione individuale.

Alcune precauzioni dovrebbero essere prese per l'impiego della tensione di rete durante le misure di distorsione. Si deve ricordare che ogni ronzo nell'amplificatore aumenterà l'apparente percentuale di

# autotrasformatori variabili

**PHILIPS** 



## autotrasformatori variabili

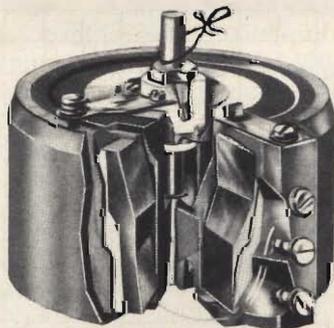
**3 versioni: modello da tavolo, da pannello e da laboratorio**

numerose possibilità di accoppiamento ■ dimensioni e peso ridotti ■ pista inossidabile ■ spazzole autoaggiustanti ■ potenza: da 120 VA a 15KVA

## nuovi autotrasformatori variabili

**miniatura 0.7 AMP ■ 2 AMP**

- Regolazione continua da 0 a 240 V (220 V ingresso)
- Custodia extracompatta
- Avvolgimenti protetti
- Spazzole e cuscinetti in materiale antiusura
- Perno regolabile
- Facilità di accoppiamento
- Possibilità di azionamento da entrambi gli estremi del perno



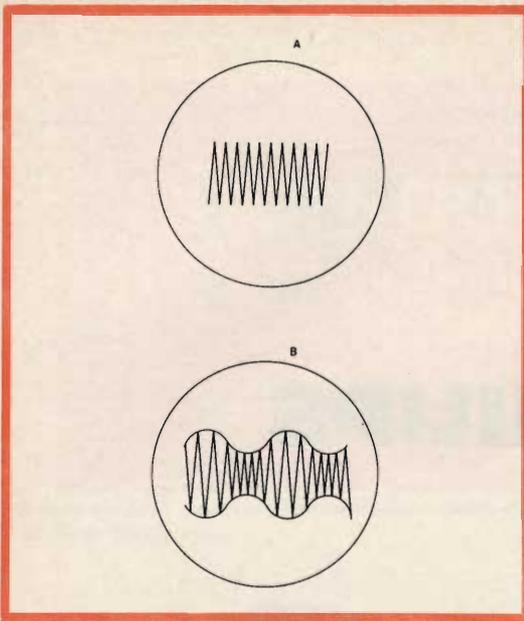


Fig. 8 - Oscillogrammi ottenuti dalla prova del circuito di fig. 6, in A nessuna distorsione di intermodulazione, in B con distorsione di intermodulazione.

distorsione di intermodulazione, mentre il ronzio farà in modo che l'onda sembri avere una componente maggiore di 60 Hz. Il circuito mostrato in fig. 1 può essere usato per verificare il ronzio dell'amplificatore, cortocircuitando i terminali d'ingresso dell'amplificatore in prova e osservando

l'oscilloscopio per l'uscita possibile di ronzio.

La distorsione di intermodulazione sarà probabilmente descritta dal proprietario dell'apparecchio come un ronzio o un suono rauco dell'amplificatore.

Le cause della distorsione armonica e di intermodulazione negli amplificatori sono direttamente collegate; quando una è presente, l'altra di solito si affianca. Mentre si dovrebbe sospettare delle caratteristiche di esaurimento delle valvole, ci sono molte altre sorgenti nell'amplificatore che possono causare l'aumento della distorsione. Le fughe dei condensatori di accoppiamento, che danno una polarizzazione positiva sulla griglia dello stadio seguente, causeranno dei livellamenti sui picchi del segnale. L'emissione di griglia in ogni stadio causerà questo stesso sintomo. Variazioni nei valori dei resistori di placca e di catodo possono anche causare una distorsione eccessiva. La bassa tensione B + e una variazione della tensione di schermo sui pentodi finali causerà dei disturbi nel bilanciamento e produrrà una distorsione eccessiva.

Si spera che i metodi e le procedure descritte in questi brevi articoli aiuteranno i tecnici a meglio comprendere i problemi che si possono incontrare nei circuiti di bassa frequenza.

**ALFA**

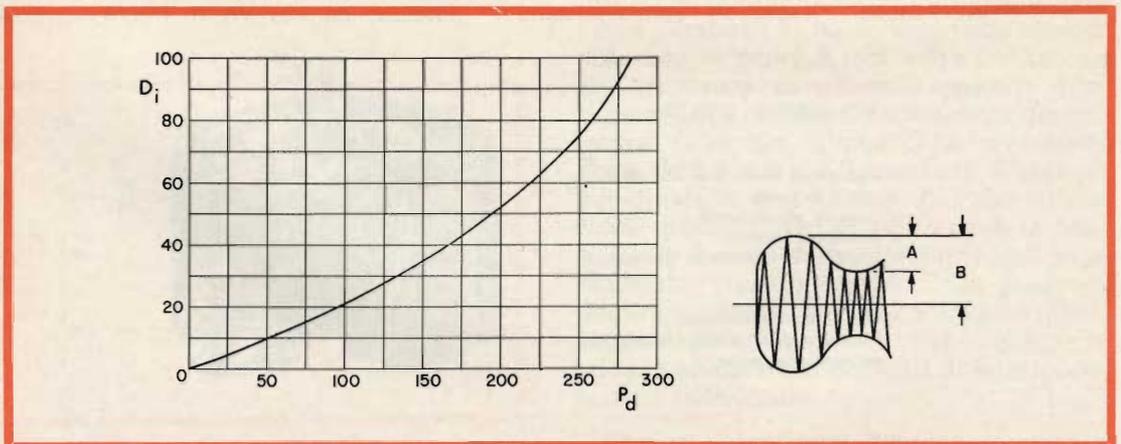


Fig. 9 - Determinazione e impiego della percentuale della profondità di dentellatura per trovare la distorsione di intermodulazione. In ascissa è riportata la percentuale della profondità di dentellatura, in ordinata la percentuale di distorsione di intermodulazione. La percentuale di profondità di dentellatura è ottenuta dal rapporto di A e B (A/B).

# L'ACCENSIONE ELETTRONICA DEI VEICOLI

## DOMANDE E RISPOSTE

L'accensione elettronica per autoveicoli è all'ordine del giorno e per questa ragione abbiamo pensato di fare cosa gradita ai nostri lettori riportando questo articolo, sotto forma di domande e risposte, che illustra appunto i diversi aspetti di questo nuovo sistema di accensione.

**1 - Si può costruire o è meglio acquistare un dispositivo di accensione elettronica a transistor?**

Se non avete mai costruito degli apparecchi elettronici, se non avete alcuna esperienza dei transistor, se non sapete che cos'è la legge di Ohm... allora acquistate i dispositivi di accensione che si trovano in commercio; eventualmente potrete installarlo voi stessi sulla macchina o farlo installare da un amico.

Si deve notare che questa risposta, può essere un po' brutale, ma è valida anche per tutti gli altri apparecchi elettronici.

In caso contrario, potrete perfettamente intraprendere una simile costruzione, relativamente semplice, che non offre delle grosse difficoltà e deve funzionare alla prima prova se tutti i componenti sono stati scelti con giudizio per essere utilizzati insieme. Si consiglia di adottare

di preferenza una fornitura sotto forma di scatola di montaggio.

**2 - È necessaria una nuova e spesso onerosa bobina di accensione?**

Non obbligatoriamente. Certamente, una bobina d'accensione che presenta un rapporto elevatore di 400 è raccomandata per ottenere delle prestazioni massime possibili a partire da un sistema di accensione a transistor. Ma dei buoni risultati possono anche essere ottenuti con la bobina classica, avente un rapporto di 100, della vostra macchina; ritorneremo su questo punto in un secondo tempo.

**3 - C'è preferenza fra un modello caro e uno a buon mercato per tali dispositivi?**

Certamente! Il primo modello è sicuramente più robusto e capace di migliori prestazioni del secondo.

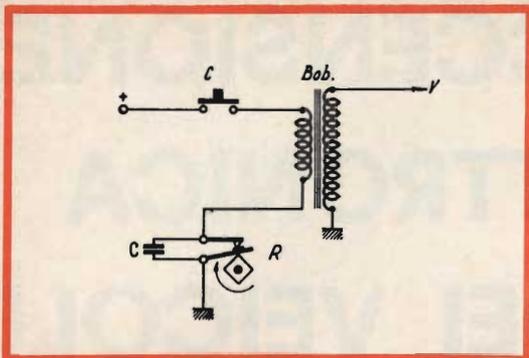


Fig. 1 - Esempio di funzionamento di un circuito di accensione classico. C = chiavetta, R = rottore, V = verso il distributore.

#### 4 - Come funziona un dispositivo di accensione classico?

Ci si riferisce alla fig. 1: normalmente i contatti del rottore sono chiusi. La corrente che circola nel primario della bobina di accensione stabilisce un campo magnetico in questa bobina. Durante la apertura del rottore, questo campo decresce bruscamente e questa brusca variazione induce una corrente nel secondario della bobina, corrente di breve durata e di tensione molto alta visto il rapporto elevatore della bobina (numero di spire molto elevato al secondario). Que-

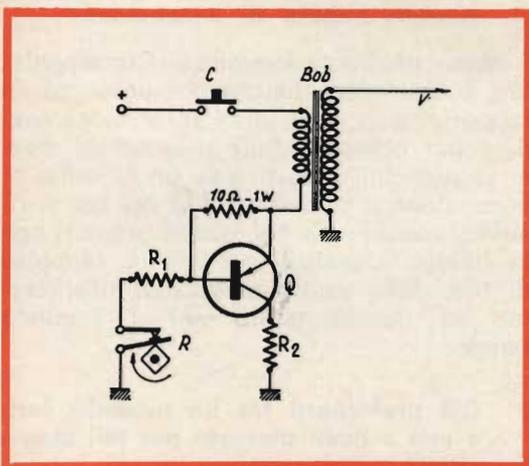


Fig. 2 - Esempio di funzionamento di un semplice circuito di accensione elettronica. C = chiave, R = rottore, V = verso il distributore.

sta corrente ad alta tensione è allora applicata alla candela conveniente per mezzo del distributore. Il condensatore che shunta i contatti del rottore permette di ottenere un taglio molto brusco del circuito assorbendo la scintilla, e per la stessa ragione, si evita l'usura rapida, e la distruzione dei contatti del rottore.

#### 5 - Come funziona un dispositivo di accensione elettronica?

Certamente esistono diversi montaggi, più o meno complicati. Nella nostra spiegazione, ci limiteremo volontariamente a un montaggio molto semplice, come quello riportato in fig. 2. Qui, l'eliminazione della corrente che circola nel primario della bobina è effettuata dal transistor di commutazione Q. I contatti del rottore non fanno che comandare solamente il transistor, questo serve dunque da intermediario, da relé elettronico. Di conseguenza, la corrente eliminata dal rottore è minima (circa 15 volte più bassa che nel montaggio classico di fig. 1) e questo, con una tensione molto piccola. Per questo fatto, non si ha più la scintilla ai contatti del rottore; il taglio è ancora più netto, più istantaneo, e l'usura è trascurabile.

In certi dispositivi di accensione più complessi, anche il rottore meccanico classico è stato soppresso e rimpiazzato da un rottore elettromagnetico.

Per 6 V, abbiamo:  $R_1 = 4 \Omega$ , 10 W e  $R_2 = 0,25 \Omega$ , 50 W.

Per 12 V, abbiamo:  $R_1 = 7,5 \Omega$ , 10 W e  $R_2 = 0,5 \Omega$ , 50 W.

Q = 2N1907, 2N1908 (della Texas Instruments) o 2N1100 (Philips).

#### 6 - Che cosa si può sperare da una accensione elettronica?

I miglioramenti generalmente ottenuti sono i seguenti:

a) « Minimo » migliore e riduzione possibile della velocità di rotazione di questo minimo con tutti i vantaggi che

esso porta (diminuzione del consumo di carburante, minori depositi ecc.);

b) Avviamenti più facili, anche con tempo freddo;

c) Più lunga durata del rottore (circa 6 volte) e delle candele (circa 2 volte);

d) Accelerazione migliore alle alte velocità di rotazione e migliore combustione a tutti i regimi.

#### 7 - A che cosa si deve fare attenzione durante l'acquisto di un sistema di accensione elettronica?

I punti principali da tener d'occhio sono:

a) La bobina. Ricordiamo che le bobine che presentano un rapporto elevato di 400 sono da preferire per l'ottenimento delle massime prestazioni; generalmente sono delle bobine di questo tipo che accompagnano i sistemi di accensione elettronici in commercio.

b) Il transistor. Esso deve essere del tipo che può sopportare molto largamente le correnti alle quali sarà sottoposto. Un'altra osservazione riguarda le tensioni per le quali non si deve più pensare alla tensione della batteria, ma alle extra tensioni di rottura o di commutazione che sono delle tensioni elevate. Esso deve inoltre presentare delle caratteristiche stabili nel tempo e anche delle forti variazioni di temperatura; esso deve essere montato su un radiatore di raffreddamento avente una superficie conveniente.

c) Protezione dei componenti e del transistor specialmente contro l'umidità, la muffa, ecc.

d) Protezione del transistor contro l'irraggiamento di calore del motore.

e) Verifica della tensione d'uscita, applicata alla presa centrale del distributore; essa deve essere compresa fra 30 e 40 kV qualunque sia la velocità di rotazione del motore. Altri punti interessanti saranno ugualmente da considerare, ma sono difficilmente misurabili dal comparatore. Si tratta dell'energia in Joule

sviluppata sulle candele (0,12 J in media, contro 0,04 per un dispositivo di accensione classico) e della costante di tempo della bobina (2 millisecondi in media con una bobina di rapporto 400 contro 3,5 millisecondi con una bobina ordinaria di rapporto 100)

#### 8 - Utilizzazione di una bobina di rapporto 100 e risultati confrontati con una bobina del tipo raccomandato, vale a dire con rapporto 400?

La tensione applicata alle candele è inevitabilmente minore e l'energia in Joule è allora ridotta a 0,09 J circa. L'in-

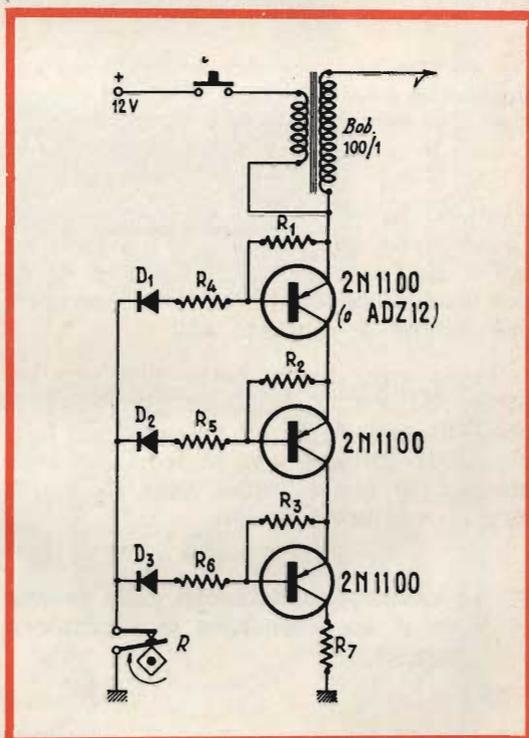


Fig. 3 - Montaggio di accensione elettronica molto usato perché utilizza una bobina con rapporto 100. C = chiave, R = rottore, V = verso il distributore.

duttanza del primario di una bobina di rapporto 100 è superiore a quella dell'altro tipo, la costante di tempo passa a 3,5 o 4 millisecondi.

In breve, come ci si può aspettare, i

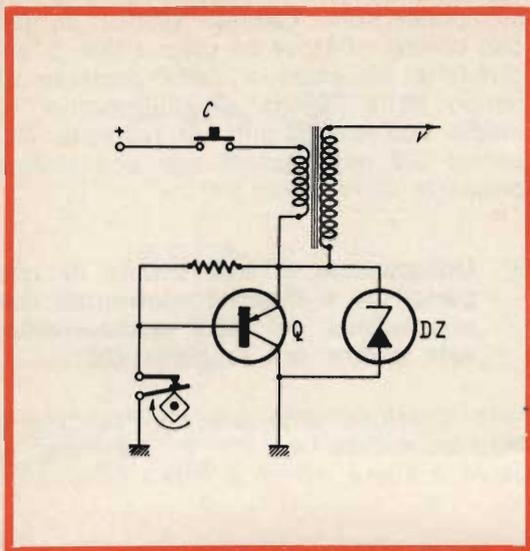


Fig. 4 - Circuito commerciale di accensione elettronica, con diodo Zener di limitazione e di protezione. C = chiave, V = verso il distributore.

risultati dal punto di vista qualità dell'accensione alle candele si pongono fra quelli dell'accensione classica e quelli dell'accensione elettronica che comporta una bobina di rapporto 400.

Segnaliamo d'altra parte, che una bobina ordinaria di rapporto 100 non è in generale concepita per sopportare i forti picchi di corrente dei sistemi a transistor, e per questo fatto, essa rischia di essere messa fuori uso.

**9 - Le vibrazioni influiscono sulle prestazioni di un dispositivo di accensione elettronica?**

No.

**10 - È obbligatoria l'inserzione di un diodo Zener per proteggere il transistor?**

Il montaggio di un diodo Zener di protezione, avente caratteristiche convenienti, è evidentemente sempre possibile; vedremo un esempio più in là. L'impiego di un tale diodo può non essere obbligatorio se il transistor presenta egli stesso delle caratteristiche e dei margini di sicurezza sufficienti.

**11 - Un sistema di accensione a transistor può funzionare su 6 e su 12 V?**

Esso può funzionare su 6 o 12 V; alcuni componenti devono allora cambiare di valore (vedere per esempio il punto n. 5, fig. 2). È necessario dunque scegliere il modello corrispondente alla tensione della batteria del veicolo.

**12 - A quale circuito o montaggio si deve dare la preferenza?**

Abbiamo già detto che questo dipende dalle prestazioni che si vogliono ottenere.

Il montaggio di fig. 2 con la bobina di rapporto 400 e un transistor del tipo 2N1907 o 2N1908 dà degli eccellenti risultati. Questi transistor sopportano fino a 20 A e presentano una tensione di rottura relativamente elevata. La corrente massima data dal ruttore in questo montaggio è di 750 mA. La realizzazione pratica è semplice; il sistema sviluppa una alta tensione di 38-42 kV con una energia da 0,15 a 0,3 J e il suo funzionamento corretto è previsto per 400.000 km... (dunque durata più lunga di quella dell'automobile stessa). Questo stesso montaggio può anche essere equipaggiato di un transistor 2N1100, meno caro dei tipi precedenti, ma che presenta dei margini di sicurezza minori.

Il montaggio di fig. 3 è adottato molto spesso, particolarmente nelle realizzazioni per amatori, perché esso permette di utilizzare una bobina ordinaria con rapporto di 100 e dei transistor a basso prezzo. I tre diodi D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> (modello 1 A e 200-300 V di tensione inversa; tipo BYX36/200) permettono di risolvere il « problema » sollevato dalla domanda n. 14. Allora noi abbiamo:

Transistor: 2N1100 o più modestamente ADZ12;

$$R_1 = R_2 = R_3 = 10 \Omega, 1 W; \quad R_4 = R_5 = R_6 = 7,5 \Omega, 10 W; \quad R_7 = 0,5 \Omega, 50 W.$$

La corrente sviluppata dal ruttore è di 1,2 A circa. La tensione di uscita va da 18 a 24 kV con una energia di 0,088 J.



MILANO - VIA VALLAZZE,78 - TEL. 23.63.815

# ERREPI

## ELECTRONIC

### ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k 47 PORTATE

Sensibilità C.C. 40.000  $\Omega/V$   
V. cc. 250 mV 1/5/10/25/50/250/500/1.000 V  
V. ca. 5 k  $\Omega/V$  5/10/25/50/250/500/1.000 V  
cc. 25/500  $\mu$  5/50/500 mA 1/5 A  
 $\Omega$ : da 0 a 100 M $\Omega$  in 5 portate con  
alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V  
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2 portate  
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2 portate  
Misuratore d'uscita:  
5/10/25/50/250/500/1.000 V  
Decibel: da -10 dB a +62 dB in 7 portate  
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35  
Peso: g 350  
COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI  
E MANUALE D'ISTRUZIONE

### OSCILLATORE MODULATO AM - FM 30

Generatore modulato in ampiezza, particolarmente destinato all'allineamento di ricevitori AM, ma che può essere utilmente impiegato per ricevitori FM e TV.  
Campo di frequenza da 150 Kc. a 260 Mc in 7 gamme.

Gamma A 150 : 400 Kc. - Gamma B 400 : 1.200 Kc. - Gamma C 1,1 : 3,8 Mc. - Gamma D 3,5 : 12 Mc. - Gamma E 12 : 40 Mc. - Gamma F 40 : 130 Mc. - Gamma G 80 : 260 Mc. (armonica campo F.).

**Tensione uscita:** circa 0,1 V (eccetto banda G).

**Precisione taratura:**  $\pm 1\%$ .

**Modulazione interna:** circa 1.000 Hz - profondità di modulazione: 30 %.

**Modulazione esterna:** a volontà.

**Tensione uscita B.F.:** circa 4 V.

**Attenuatore d'uscita R.F.:** regolabile con continuità, piú due uscite X1 e 100.

**Valvole impiegate:** 12BH7 e raddrizzatore al selenio.

**Alimentazione:** in C.A. 125/160/220 V

**Dimensioni:** mm. 250 x 170 x 90.

**Peso:** Kg 2,3.

Altre produzioni **ERREPI:**

**ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°**

**ANALIZZATORE ELECTRICAR per eletrauto**

**OSCILLATORE M. 30 AM/FM**

**SIGNAL LAUNCHER PER RADIO e TV**

Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella serie normale e nella serie Lux



IL PIU' COMPLETO TRA GLI STRUMENTI  
AL PREZZO ECCEZIONALE DI L. 12.500



PREZZO NETTO L. 24.000

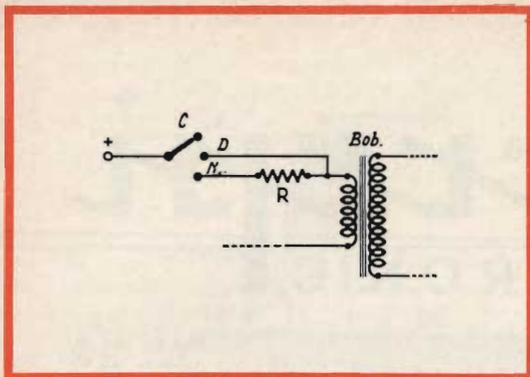


Fig. 5 - Circuito della chiavetta di contatto con tre posizioni. A = arresto, D = partenza, N = normale.

### 13 - Quali sono gli eventuali difetti di alcuni apparecchi commerciali?

Un tipo di realizzazione commerciale molto diffuso vede il suo principio schematico sulla fig. 4. Il sistema comporta un diodo Zener di limitazione e di protezione (tipo 1N1375) montato fra emettitore e collettore del transistor, sebbene si sia tentati di utilizzare un transistor di caratteristiche esatte e che non presentano dei margini di sicurezza sufficienti, senza parlare anche della possibilità di distruzione del diodo Zener.

Il secondo punto da notare è l'assenza della resistenza nel circuito di collettore del transistor, resistenza quindi raccomandata per una buona stabilizzazione del transistor e una limitazione eventuale della sua dissipazione.

### 14 - Qual è il « problema della sincronizzazione » quando il dispositivo utilizza due o tre transistor?

Un esempio di questo tipo di montaggio è stato dato in fig. 3. In un tale insieme di tre transistor in serie, è possibile che un transistor non commuti più rigorosamente nello stesso istante degli altri. Questo può provenire dalla tensione inversa (dovuta all'extracorrente di rottura) alla quale è sottomesso ciascun transistor considerato separatamente. Una soluzione consiste nel montare un diodo Zener limitatore, di caratteristi-

che convenienti, fra emettitore e collettore di ciascun transistor. Un'altra soluzione meno costosa e più correntemente adottata, consiste nell'intercalare un diodo ordinario, in serie a ciascun circuito di base.

### 15 - Si deve modificare la distanza degli elettrodi delle candele dopo l'installazione di un dispositivo di accensione elettronica?

Normalmente, sì, poiché la tensione applicata alle candele è superiore. In principio per un dispositivo di accensione con bobine di rapporto 400, si prevede una distanza di 1 mm.

### 16 - Altri suggerimenti?

a) Abbiamo visto con una accensione elettronica, che la durata della scintilla sulle candele è più breve che nel caso di una accensione classica: il punto di accensione è dunque più preciso. Ma questo significa così che la regolazione di questo punto di accensione, vale a dire l'abbassamento dell'anticipo dovrà essere generalmente verificata e ritoccata per ottenere un funzionamento e un rendimento ottimo del motore.

b) Nella maggior parte dei dispositivi di accensione di origine americana, la chiave di contatto è prevista con tre posizioni: arresto, partenza e normale. Questa disposizione è schematizzata sulla fig. 5, disposizione che si potrà aggiungere a tutti i montaggi di accensione elettronica. Nella posizione supplementare detta « Normale » si aggiunge una resistenza R in serie ( $0,25 \Omega - 50 \text{ W}$  per 6 V oppure  $0,5 \Omega - 50 \text{ W}$  per 12 V). Durante l'avviamento del motore, si dispone dell'energia massima, anche se la tensione dell'accumulatore ha la tendenza di abbassarsi a causa del consumo dell'avviamento. In seguito quando il motore gira, il generatore carica l'accumulatore la cui tensione ha la tendenza, al contrario, a crescere leggermente; la resistenza « serbatoio » R apporta allora il suo effetto di regolazione.

(Da « Le Haut-Parleur » 6708)

# UNA SCATOLA DI SOSTITUZIONE PER RESISTENZE

**Descriviamo in questo articolo una scatola di sostituzione per resistenze che permette di ottenere un numero elevato di valori di resistenze. Essa è utilissima a tutti coloro che, per lavoro o per svago, si occupano di montaggi elettrici.**

**C**ome è noto, una scatola di sostituzione è un apparecchio che permette di ottenere molto rapidamente un gran numero di valori di resistenze. Malgrado la sua semplicità si tratta di uno strumento estremamente utile e che può rendere i più grandi servizi a tutti coloro che, professionisti o amatori, si occupano di elettronica.

In effetti quando si effettuano delle prove su un montaggio o si procede a una messa a punto, si deve correntemente cercare, per una resistenza, il valore che dà il miglior funzionamento. Si deve allora determinare l'ordine di grandezza di questa resistenza, fare una prima prova e in seguito far variare il valore di questa resistenza in più o in meno fino a quando si ottiene il risultato migliore. Due metodi possono essere utilizzati per questo, noi riporteremo il metodo migliore e quello peggiore.

Il metodo peggiore, che sfortunatamente è ancora molto diffuso, consiste nell'averne una quantità di resistenze di diverso valore che si saldano successivamente sul circuito in corso di messa a punto.

Se, come capita spesso, non si ha il valore che si deve provare, si procede allora a dei raggruppamenti serie o parallelo. Si arriva così a delle piastrine, dapprincipio cablate con cura, composte di un numero inverosimile di resistenze, cosa questa che rischia di portare delle variazioni nel funzionamento. Inoltre le resistenze di prova sono saldate e dissaldate numerose volte e non tardano, sottomesse a un simile trattamento, ad essere messe fuori uso o anche semplicemente diventare illeggibili.

Il metodo migliore è la messa in funzione di una scatola di sostituzione che è collegata al posto della resistenza di

cui si vuole determinare il valore. Si dispone allora di tutta una serie di valori che possono essere messi in servizio molto rapidamente con il dispositivo di commutazione della scatola. Si può così, sui montaggi a valvola, regolare con esattezza le tensioni di polarizzazione, le tensioni di schermo e determinare il valore di una resistenza di carico. Si pos-

sono ancora regolare i valori delle resistenze che fanno parte della rete di controreazione, di un filtro correttore o di un dispositivo di controllo di tono.

La scatola di sostituzione trova anche impiego nello studio e nella messa a punto di apparecchi a transistor dove essa permette di determinare molto velocemente il valore degli elementi di un punto di polarizzazione, quello di una resistenza di carico, ecc. Così, ogni volta che un elemento resistivo di un montaggio sembrerà difettoso o ogni volta che è necessario determinare il valore ottimo, l'impiego di una scatola di sostituzione è raccomandabile.

Quella che noi vi proponiamo di montare offre una scelta di 72 resistenze ripartite in tre gamme: la gamma degli ohm che si estende da 10 a 820  $\Omega$ , la gamma delle migliaia di ohm che copre la gamma da 1.000 a 82.000  $\Omega$  e la gamma dei megaohm che va da 0,1 M $\Omega$  a 8,2 M $\Omega$ . I differenti valori che possono essere ottenuti sono normalizzati. Non ci sarà dunque alcuna difficoltà, quando sarà

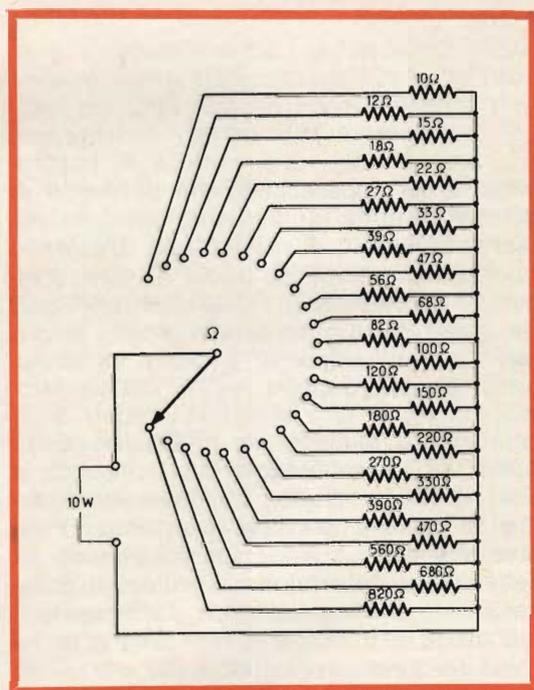
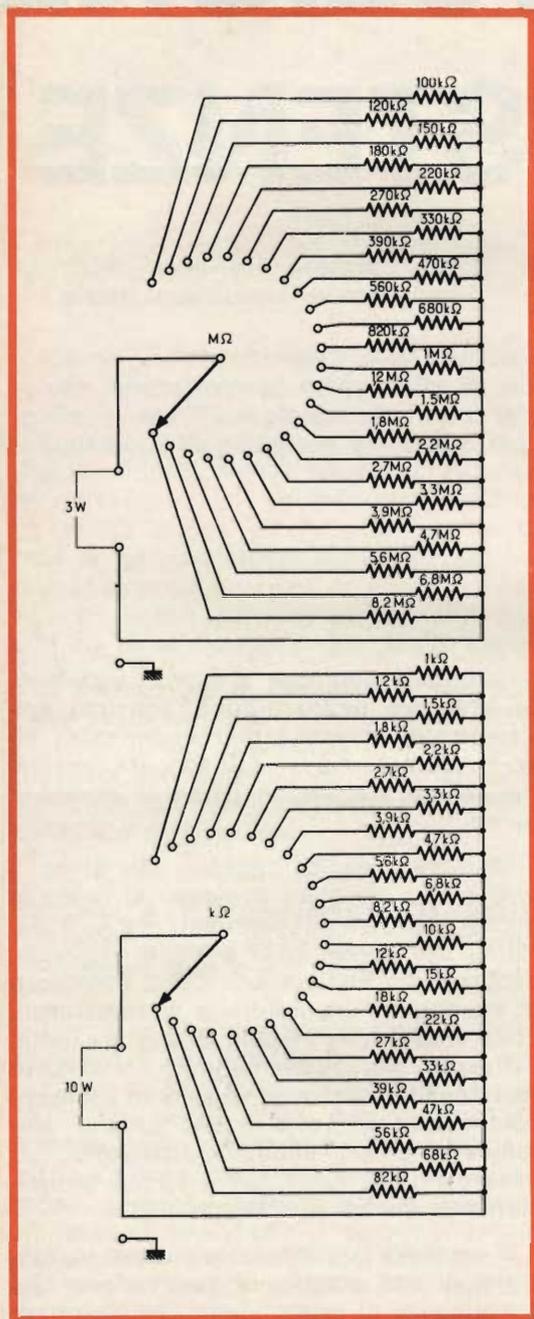


Fig. 1 - Schema elettrico della cassetta di sostituzione per resistenze; sono visibili le tre serie di valori di resistenze.

trovato il valore buono, e si dovrà procedere al suo montaggio definitivo nell'apparecchio in caso di studio o di messa a punto.

Si deve notare anche che le resistenze della scatola presentano una buona precisione perché i loro valori sono molto vicini a quelli segnati sul dispositivo del commutatore. La loro tolleranza è del  $\pm 5\%$ .

Secondo i casi d'impiego le resistenze dissipano una potenza più o meno grande sotto forma di calore. Questa potenza dissipata dipende dal valore della resistenza ohmica e della corrente che percorre il circuito. Convieni che la temperatura di una resistenza posta in un circuito elettrico non superi più un certo valore altrimenti la sua resistenza effettiva aumenta. Inoltre una temperatura eccessiva rischia di deteriorare, in più o meno breve tempo, questo elemento. Per questa ragione una resistenza è caratterizzata non solamente dal suo valore ohmico ma anche dalla potenza che essa può dissipare. I costruttori mettono a disposizione degli utilizzatori delle resistenze da 1/4 W, da 1/2 W, da 1 W ecc. Ricordiamo che più la potenza che deve dissipare una resistenza è grande e più quest'ultima deve poter dissipare il calore verso l'ambiente, se si vuole che la sua temperatura conservi il livello normale. Si fa dunque in modo che la resistenza abbia una superficie di contatto con l'ambiente e di conseguenza un volume maggiore in relazione a quanto più grande è la potenza dissipata. Questa è la ragione per la quale una resistenza da 1/2 W è più grande di una da 1/4 W e più piccola di una da 1 W.

Se non si ha alcun inconveniente ad utilizzare una resistenza di dissipazione maggiore del necessario, è evidente che non è la stessa cosa fare il contrario. Per permettere alla scatola di sostituzione di essere utilizzabile in tutti i casi correnti si è stati costretti ad equipaggiarla con delle resistenze di wattaggio molto elevate. È così che da 8,2 M $\Omega$  a 0,1 M $\Omega$  le resistenze hanno una potenza dissipabile di 3 W e che per quelle comprese fra 50.000  $\Omega$  e 10  $\Omega$ , questa potenza è di 10 W.

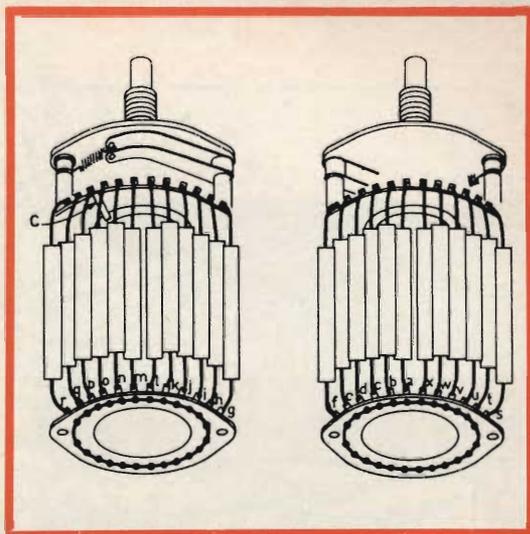


Fig. 2 - Esempio di cablaggio dei commutatori.

### Lo schema

Lo schema della nostra scatola di sostituzione che è dato in fig. 1 è molto semplice come si può vedere.

Ciascuna gamma possiede un commutatore a 24 posizioni, ciascuna posizione mette in funzionamento una resistenza di valore ben determinato. Ogni resistenza ha una estremità collegata a un piedino del commutatore. L'altra estremità delle resistenze è collegata a uno dei capi di utilizzazione. All'uscita si può, manovrando il commutatore, ottenere ai capi « Utilizzazione » il valore di resistenza scelto. Con l'aiuto di un cordone di raccordo questa resistenza può essere inserita nel circuito sul quale si procede a delle prove.

È necessario, qualche volta, evitare l'irraggiamento della resistenza della scatola di sostituzione. Per questo il coperchio di quest'ultima è metallico e sono previste delle prese di massa su di esso in modo da rendere più efficace la schermatura che esso costituisce.

Le resistenze che possono essere messe in funzionamento dal commutatore di gamma « Ohm » sono le seguenti: 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82, 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470,

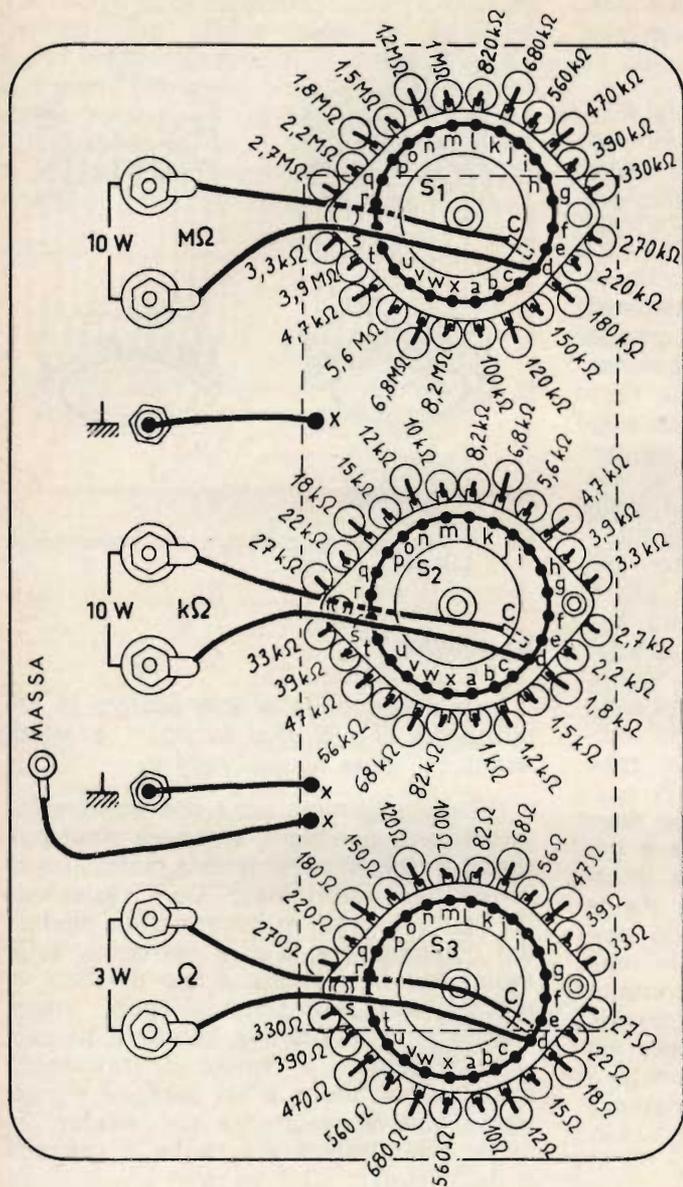


Fig. 3 - Schema di cablaggio con i tre commutatori e le prese di uscita. MASSA = massa del contenitore.

560, 680, 820 Ω. Come abbiamo già detto queste sono tutte da 10 W.

Le resistenze della gamma « Migliaia di Ohm » hanno i valori seguenti: 1000, 1200, 1500, 1800, 2200, 2700, 3300, 3900, 4700, 5600, 6800, 8200, 10000, 12000, 15000, 18000, 22000, 27000, 33000, 39000, 47000, 56000, 68000, 82000 Ω. Queste sono tutte da 10 W ad eccezione di quelle da 68000 e 82000 Ω.

Infine le resistenze della gamma « Megohm » sono le seguenti: 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820 kΩ, 1, 1,2, 1,5, 1,8, 2,2, 2,7, 3,3, 3,9, 4,7, 5,6, 6,8, 8,2 MΩ. Tutte queste resistenze sono da 3 W.

### Realizzazione pratica

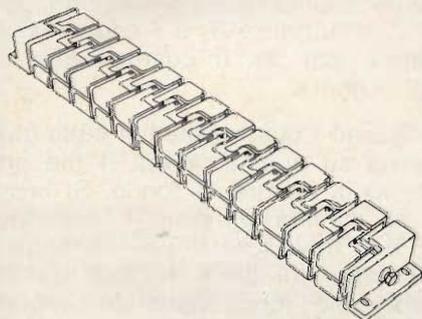
La costruzione di questa scatola di sostituzione è illustrata nelle figg. 2 e 3.

# Alta tensione

Lo sviluppo di apparecchiature elettroniche di grande potenza come: trasmettitori radio e TV, modulatori ad impulsi, Radar di grande portata, acceleratori di particelle; hanno fatto aumentare enormemente la richiesta di raddrizzatori ad alta tensione con correnti elevate.

Le colonne alta tensione della International Rectifier sono state progettate per soddisfare queste esigenze.

*Nella fotografia viene illustrato un modulo componente delle colonne alta tensione.*



SEMICONDUTTORI AL SILICIO - DIODI ZENER

RADDRIZZATORI CONTROLLATI

AEROSTUDIO BORGHI 6712 - IR



## L'INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Tutti i prodotti **IR** sono disponibili presso:

**L' ORGANIZZAZIONE DI VENDITA**



Stabilimento: Strada di Lanzo, 106 - Borgaro Torinese

Telefoni n. 572.085 - 572.086 - Telex n. 21257 Rectitt

Uff. Milano: via Medardo Rosso 16, Milano - Tel. 600.836

Si deve cominciare dall'equipaggiamento dei commutatori di gamma. Questi ultimi possiedono nella parte posteriore una corona di bachelite provvista di 24 pagliette che fanno contatto con la chiavetta di commutazione. Questa corona che serve da relé per un montaggio rigido delle resistenze è posta a 60 mm dalla seconda corona, questa distanza è ottenuta con dei traversini tubolari. La fig. 2 è una vista in prospettiva che mostra come devono essere saldate le resistenze fra le pagliette delle corone. Questa disposizione è la stessa per i tre commutatori.

Sulla fig. 3, i commutatori sono rappresentati, visti dalla parte posteriore. Si distingue così la posizione esatta di ciascuna resistenza rispetto al suo valore. Si deve anche ricordare che la paglietta di ciascun commutatore corrisponde a una estremità di ciascuna gamma, è dunque su di essa che deve essere saldata la resistenza di più basso valore. Le altre resistenze sono saldate, in seguito, in ordine di valore crescente nel senso inverso delle lancette di un orologio. I valori sono indicati sulla figura 3 e perciò non è possibile alcun errore. Si avrà cura che queste resistenze siano raggruppate in modo più compatto possibile attorno ai commutatori ma senza toccarli. Si deve fare attenzione a che le saldature non mettano in cortocircuito due pagliette vicine.

Con un filo nudo si collegano tutte le pagliette della corona a relé; su questo filo si salda un filo isolato da 150 mm di lunghezza. Sul comune C si salda un filo isolato di 120 mm di lunghezza.

Quando i tre commutatori sono così equipaggiati, si montano su una controplacca anodizzata ricoperta dal coperchio con due boccole di massa più le sei boccole Hirschmann. Si mettono allora in posizione i tre commutatori nell'ordine indicato sul piano di cablaggio di fig. 3.

Si prende in seguito una piastra di 135 x 65 mm. Con due fili da 120 mm la si collega ai capi « massa » del frontale. Sulla piastra posteriore si salda ancora un filo di 270 mm. All'altra estremità di questo filo si salda una vite che, al momento giusto, sarà avvitata sulla ghiera che entra nella costituzione del coperchio. Si può allora montare la piastra di fondo sui perni filettati dei commutatori. Si dovrà fare in modo che non si abbia che un dado di fissaggio dietro il perno filettato. Notiamo che sulla figura 3 la piastra di fondo è rappresentata punteggiata. Si saldano i fili provenienti dal comune e dalla corona relé del commutatore  $S_1$  sui capi « Megaohm ». Si realizza un collegamento simile fra il commutatore  $S_2$  e i capi « Migliaia di ohm », poi fra il commutatore  $S_3$  e i capi « ohm ».

Si fissano i quattro piedini sulla ghiera. Si avvita su questa ghiera il filo proveniente dalla piastra di fondo. Si incastra così su questa ghiera il coperchio di fondo e si fissa il tutto con delle viti che si montano sui perni filettati dei commutatori che fuoriescono dal coperchio attraverso dei fori previsti a questo scopo. Per terminare non resta che da bloccare le manopole a freccia sugli assi del commutatore.

(Da « Radio Plans » 6707)

**I**l nuovo diodo a nucleo di commutazione, approntato dalla Mullard, può commutare da 400 mA a 55 V con ricupero inverso di tempo di 20 ns ed è, perciò, particolarmente indicato per essere usato con le più avanzate memorie a nucleo di ferrite prodotte oggi. Questa caratteristica, accoppiata con il basso costo (soltanto pochi scellini ciascuno per forniture di una certa importanza) farà sì che il diodo tipo BAX78 sarà di notevole interesse per i progettisti di calcolatori. Inoltre, il diodo ha una caduta di tensione diretta non superiore a 1.25 V a 500 mA e corrente inversa di circa 100 nA.

# GLI AMPLIFICATORI A BASSA DISTORSIONE

L'A.B.C.  
DELLA  
ELETTRONICA

Parte IX

Riportiamo in questo articolo, una trattazione sugli amplificatori a bassa distorsione, sia a valvole che a transistor soffermandoci sulla trasmissione alle frequenze elevate dei segnali e sulle curve della larghezza di banda.

**C**onsideriamo un amplificatore di qualsiasi composizione. Esso possiede un ingresso al quale si applica un segnale sotto forma di tensione  $e_e$  di forma qualsiasi e si ottiene all'uscita, un altro segnale  $e_s$ .

In fig. 1a, è mostrato l'amplificatore con il suo ingresso, la sua uscita e l'indicazione dei segnali  $e_e$  e  $e_s$ .

In (b), viene dato un esempio di tensione d'ingresso  $e_e$ . Si vede che il valore di  $e_e$  varia in funzione del tempo  $t$ , di modo che le ordinate dei punti a, b, c, d,... rappresentano le ampiezze, vale a dire i valori di  $e_e$  e le ascisse i tempi corrispondenti.

In (c) si dà la forma della tensione di uscita di  $E_s$ . Perché si possa chiamare amplificatore di qualità, vale a dire senza alcuna distorsione, si fa in modo che la tensione di uscita vari, in funzione del tempo, secondo la stessa legge di quella d'ingresso.

Cioè, per esempio, per la tensione di ingresso  $e_0 = 0$  V,  $e_1 = 1$  V,  $e_2 = 2$  V e  $e_3 = 4$  V, tensioni corrispondenti ai tempi  $t_0$ ,  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ .

Allo stesso tempo, la tensione di uscita deve avere dei valori proporzionali a quelli della tensione d'ingresso. Così, se al tempo  $t = t_1$ ,  $e_1 = 1$  V e  $e_1' = 3$  V, si vede che il rapporto delle tensioni  $e_1'/e_1 = 3$ . Questo rapporto deve essere conservato con le altre tensioni, di modo che si abbia  $e_2 = 2$ ,  $e_2' = 6$  V,  $e_3 = 4$ ,  $e_3' = 12$  V.

Il fattore di proporzionalità è il guadagno dell'amplificatore. Nel nostro esempio, esso è superiore a 1 e positivo. Se questo fattore fosse inferiore a 1, le ampiezze della tensione di uscita sarebbero più piccole di quelle della tensione d'ingresso. Se il guadagno è negativo, la tensione di uscita varia in senso inverso a quella d'ingresso, ma c'è sempre, per definizione, assenza di distorsione se il

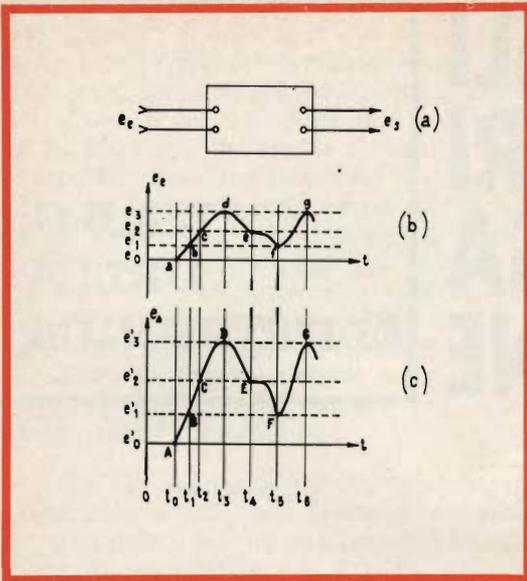


Fig. 1 - Esempio di segnale d'ingresso e d'uscita di un amplificatore.

guadagno è costante. In pratica si ha sempre un po' di distorsione. Così, si abbia come in precedenza  $e_0 = 0\text{ V}$ ,  $e_1 = 1\text{ V}$  e  $e_2 = 2\text{ V}$ . All'uscita si avrà  $e_0' = 0\text{ V}$ ,  $e_1' = 3\text{ V}$  ma  $e_2'$  potrà essere 5,9 V invece di 6 V.

Le definizioni della fedeltà e del suo inverso, la distorsione che vediamo di dare sono assolutamente rigorose e tutte le altre definizioni non sono che delle conseguenze di queste e si rifanno sia a dei casi particolari sia a dei modi di definire la distorsione secondo dei punti di vista diversi.

### Amplificatori fedeli

In numerose applicazioni di elettronica e in modo particolare in radio, TV, BF e di misura, si ha la necessità di avere amplificatori fedeli, dunque con una distorsione più ridotta possibile. Perché la qualità della fedeltà si possa precisare con delle cifre, si considera la distorsione che si produce quando la tensione d'ingresso ha una forma ben nota e facile da valutare, come per esempio le tensioni sinusoidali e le tensioni rettangolari.

Si applica all'ingresso una tensione di questo genere e si esamina la forma della tensione di uscita ottenuta. Da questo esame, si può valutare in modo preciso la distorsione.

Per realizzare un amplificatore di cui si conosce il massimo della distorsione ammissibile, si deve prima di tutto sapere quello che gli si domanda: ampiezza massima delle tensioni d'ingresso e di uscita, caratteristiche della sorgente di alimentazione, consumo massimo ammissibile con diverse altre caratteristiche concernenti la scelta e il numero delle valvole, l'ingombro, il peso e anche il prezzo di costo dell'amplificatore.

Questi dati devono essere rispettati nella misura possibile. Alcune caratteristiche sono obbligatorie, per esempio si impone una tensione di alimentazione di 12 V, una potenza d'alimentazione massima non deve essere superata, un volume e un peso massimo, una dimensione massima ammissibile.

I valori massimi possono non essere, evidentemente, più raggiunti, per esempio il volume, il peso, il consumo, la distorsione. Altri, al contrario, possono essere maggiori, per esempio il guadagno o la potenza di uscita.

Supponiamo che il guadagno ottenuto sia molto più elevato di quello richiesto, per esempio cento volte invece di trenta volte. Questo vantaggio non è ottenuto generalmente che a detrimento di altri fattori, per esempio del numero di valvole, del volume, del peso e del prezzo di costo.

È dunque possibile migliorare alcune caratteristiche diminuendo il valore delle altre fino a quello richiesto.

Il progetto di un amplificatore fedele è stabilito, si realizza materialmente e si passa immediatamente alle misure di verifica delle sue caratteristiche.

Dopo queste misure, si effettuano tutte le modifiche richieste. I risultati delle misure sono le guide migliori per sapere in quale direzione si devono orientare i lavori di miglioramento del montaggio realizzato.

## Esempio di amplificatore a bassa distorsione a valvole

La fig. 2 dà lo schema di un amplificatore detto a VF (video frequenza) utilizzando due valvole, un triodo e un pentodo. Questo amplificatore è destinato a un oscilloscopio a raggi catodici e deve essere interposto fra la sorgente della tensione  $e_0$  di cui si vuole studiare la forma e una placca di deviazione verticale. Il principio generale dell'oscilloscopio è già stato esposto in precedenza (vedere anche fig. 3). Si tratta con questo amplificatore di ottenere un guadagno elevato con il minimo di distorsione. La banda, in segnali sinusoidali deve essere compresa fra 20 Hz e 100 kHz, essendo l'oscilloscopio destinato allo studio dei segnali BF.

La tensione di uscita deve essere di 50 V picco-picco e il guadagno di 100 volte. Si disporrà di un'alta tensione di alimentazione di 250 V e ben inteso della tensione di filamento di 6,3 V, il circuito dei filamenti non è indicato sullo schema.

Lo schema è a resistenza capacità e utilizza due stadi a valvole montate a «catodo comune» vale a dire con ingresso sulla griglia e uscita sulla placca.

### Analisi dello schema

La tensione d'ingresso  $e_0$  è applicata fra la griglia di  $V_1$  e la massa. La valvola  $V_1$  è montata come amplificatore a resistenza capacità. Il segnale è trasmesso da  $C_1$  alla griglia e si può misurare la tensione  $e_1$  ai capi della resistenza di

griglia  $R_1$ . La griglia è al potenziale della massa quando nessun segnale è applicato all'ingresso. Essa è polarizzata negativamente rispetto al catodo. In effetti la corrente catodica che passa per  $R_2$ , rende il catodo positivo rispetto a massa e di conseguenza, rispetto alla griglia, dunque questo è ben negativo rispetto al catodo. Questo metodo di polarizzazione si chiama **polarizzazione automatica**.

La corrente catodica, uguale a quella del catodo, attraversa così  $R_3$  e  $R_4$  e produce una caduta di tensione. La placca è meno positiva della linea positiva d'alimentazione. Supponiamo, a titolo di esempio che  $I$  = corrente catodica = = corrente anodica, sia di 5 mA e si abbia  $R_2 = 1.000 \Omega$ ,  $R_3 = 20.000 \Omega$  e  $R_4 = 10.000 \Omega$ . Dalla legge di Ohm, la tensione sul catodo rispetto a massa è:

$$F_k = R_2 \cdot I = 1000 \cdot 5/1000 = 5 \text{ V}$$

dunque la griglia è polarizzata a  $-5 \text{ V}$  rispetto al catodo. D'altra parte, la caduta di tensione in  $R_3 + R_4 = 30.000 \Omega$  è  $30.000 \cdot 5/1000 = 150 \text{ V}$ . Supponendo che l'alimentazione sia di 250 V, la tensione sulla placca è  $250 - 150 = 100 \text{ V}$ .

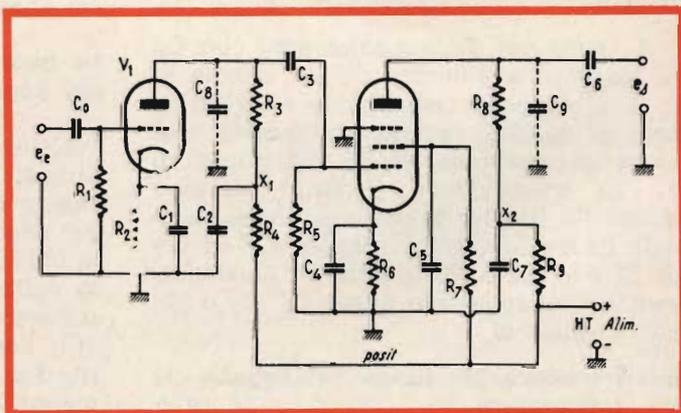
I condensatori  $C_1$  e  $C_2$  servono al disaccoppiamento, ossia trasmettono a massa le correnti amplificate esistenti sul catodo e nel punto  $X_1$ .

Per determinare il valore dei condensatori di disaccoppiamento si riporta la relazione:

$$1/2 \pi f C = R/100$$

che può essere messa sotto forma

$$C = 100/2 \pi f R$$



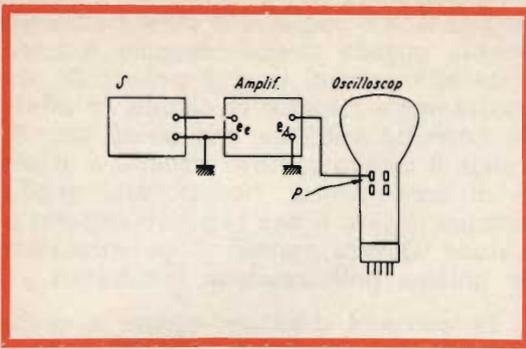


Fig. 3 - Collegamento base di un amplificatore a un oscilloscopio. p = placca di deviazione, S = sorgente.

con C in farad, R in ohm e f in hertz. C è il condensatore di disaccoppiamento, R la resistenza che gli è associata ( $R_2$  o  $R_4$ ) che collega il punto da disaccoppiare alla massa o alla linea positiva dell'alta tensione HT, f è la frequenza più bassa dei segnali sinusoidali che dovrà amplificare « fedelmente » il montaggio considerato. L'attenuazione a questa frequenza deve essere trascurabile. Nel nostro esempio  $f = 20$  Hz. Calcoliamo  $C_1$  a titolo indicativo:

$$C_1 = \frac{100}{6,28 \cdot 20 \cdot 1000} F$$

Per avere  $C_1$  in  $\mu F$  si deve moltiplicare per  $1.000.000 = 10^6$ , cosa questa che dà

$$C_1 = \frac{10.000}{12,56} \mu F = 800 \mu F \text{ circa}$$

Il lettore potrà calcolare  $C_2$  con  $R = R_4 = 10.000 \Omega$ , ricordando che  $R_4 = = 10 R_1$ .

A causa del disaccoppiamento con  $C_2$ , la corrente amplificata da  $V_1$ , circola in  $R_3$  e la tensione amplificata si trova ai capi di questa resistenza. Questa tensione è trasmessa da  $C_3$  alla griglia di  $V_2$ . La trasmissione è tanto migliore quanto la frequenza del segnale sinusoidale da trasmettere è elevata e il valore di  $C_3$  è elevato. Si calcola un condensatore di collegamento come  $C_0$ ,  $C_3$  o  $C_5$ , con i valori di:

f = frequenza più bassa del segnale da trasmettere

$R$  = resistenza associata al condensatore, si trova al seguito di questa (per  $C_3$  si tratta di  $R_5$ ).

Sia, in questo esempio,  $f = 20$  Hz e  $R = R_4 = 1 M\Omega$ , si potrà calcolare  $C_3$  dalla formula pratica:

$$C_3 = \frac{10}{2 \pi f R} F$$

che diventa in  $\mu F$ :

$$C_3 = \frac{10^7}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^6} \mu F$$

ossia

$$C_3 = \frac{1}{12,56} = 0,08 \mu F \text{ circa} = 80.000 pF$$

Si noterà che la capacità dei condensatori di disaccoppiamento e di collegamento non sono critiche, si possono prendere maggiori con vantaggio, o leggermente più piccole (per esempio 0,9 volte il valore calcolato) senza inconvenienti. Nel nostro esempio si potrà prendere  $C_1 = 1000 pF$  e  $C_3 = 0,1 \mu F$ . Il secondo stadio a valvole  $V_2$  (pentodo) si determina come il precedente. Si dovrà, tuttavia, calcolare così  $C_5$  che disaccoppia la griglia 2 di  $V_2$ .

Per  $C_6$ , si dovrà sapere quale sarà il valore più piccolo della resistenza che potrà essere collegata all'uscita. È questo valore che sarà adottato per determinare  $C_6$ .

Sia, per esempio,  $100.000 \Omega$ , il valore di questa resistenza. Si deve notare che esso è uguale a  $R_5/10$ , si vede immediatamente che  $C_6$  sarà 10 volte maggiore di  $C_3$  dunque  $C_6 = 1 \mu F$  per esempio.

### La trasmissione alle frequenze elevate dei segnali

Nelle caratteristiche imposte dall'amplificatore della fig. 2, si è specificato che la frequenza più elevata della banda dei segnali da trasmettere è di  $100 \text{ kHz} = 100.000 \text{ Hz}$ . Questo valore impone quello delle resistenze di « carico », o delle resistenze di uscita delle valvole, nel nostro esempio queste sono  $R_3$  e  $R_8$  inserite fra la placca e i punti di disaccoppiamento  $X_1$  e  $X_2$ .

Queste resistenze sono shuntate con delle capacità come  $C_8$  per  $R_3$  e  $C_9$  per  $R_3$ .  $C_8$  è la somma di tutte le capacità esistenti fra la placca di  $V_1$  e la massa, che sono: la capacità di uscita della valvola  $V_1$ , la capacità d'ingresso di  $V_2$ , le capacità parassite dovute al cablaggio.

L'insieme di queste capacità, vale a dire  $C_8$ , ha un valore dell'ordine della decina di pF, per esempio compresa fra 8 pF e 30 pF.

Per conoscere  $C_8$ , è sufficiente misurarlo. Supponiamo che si abbia trovato  $C_8 = 10$  pF. Si calcolerà  $R$  con l'aiuto della formula pratica:

$$R = R_3 = \frac{1}{10 \pi f C}$$

dove  $C$  è  $C_8$  con:

$R$  = in ohm

$f$  = frequenza più elevata  
( $f = 100.000 = 10^5$  Hz)

$C$  = in farad.

Sia, nel nostro caso,  $f = 100.000$ ,

$C = C_8 = 10$  pF che si scrive in farad:

$$C = 10/10^{12} = 1/10^{11} = 10^{-11} \text{ F.}$$

Applicando la formula si ottiene:

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{10^{11}}{10 \cdot 3,14 \cdot 10^5} = \\ &= \frac{100.000}{3,14} = 31.800 \Omega \end{aligned}$$

Prendendo tutti i valori inferiori a quello trovato, si otterrà una trasmissione ancora migliore alle frequenze elevate.

Si adotta  $R_3 = 200.000 \Omega$  come specificato più in alto. Calcoliamo così  $R_8$ . Se, per esempio,  $C_9 = 20$  pF, si vede im-

mediatamente che  $C_9$  era due volte superiore a  $C_8$ ,  $R_8$  sarà due volte più piccolo di  $R_3$  dunque  $R_8 = 15.900 \Omega$  al massimo.

### Larghezza di banda a tre decibel

Si è imposto una banda da 20 a 100.000 Hz, che permette di amplificare praticamente senza attenuazione, i segnali fra 20 Hz e 100.000 Hz. Applicando la formula pratica:

$$R = \frac{1}{10 \pi f C}$$

per le frequenze elevate ( $f = 100.000$  Hz nel nostro esempio) si è assicurato che a questa frequenza elevata non avrà più un'attenuazione apprezzabile.

Se si considera la banda  $B$  corrispondente a due frequenze  $f_2$  e  $f_3$  (vedere fig. 4) per la quale il guadagno relativo è 0,707, dunque un'attenuazione di 3 dB, si possono calcolare queste frequenze con l'aiuto delle formule semplici. Per le frequenze elevate si ha:

$$f_3 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

Nell'esempio considerato

$R = R_3 = 200.000 \Omega$  e  $C = C_8 = 10$  pF.

Si trova  $f_3 = 800$  kHz.

Per le frequenze basse, si calcola  $f_2$  con l'aiuto della stessa formula:

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

nella quale  $R$  è la resistenza  $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$  e  $C$  è il condensatore  $C_3 = 0,1 \mu\text{F}$ . Il calcolo dà  $f_2 = 1,59$  Hz.

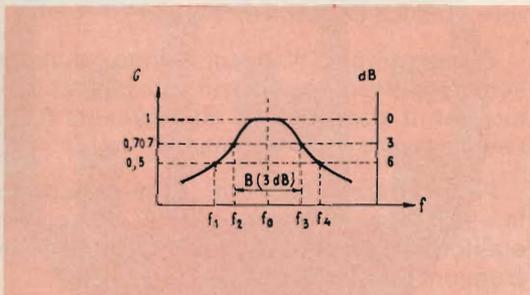


Fig. 4 - Curva della larghezza di banda.  $G$  = guadagno relativo; dB (attenuazione).

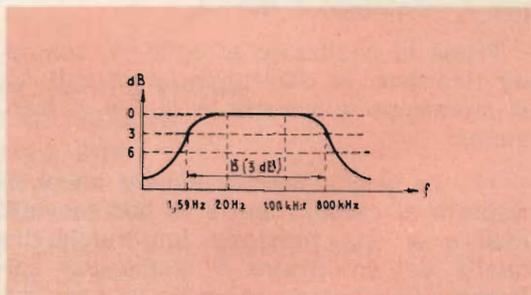


Fig. 5 - Curva di risposta dello stadio a valvole di fig. 2.

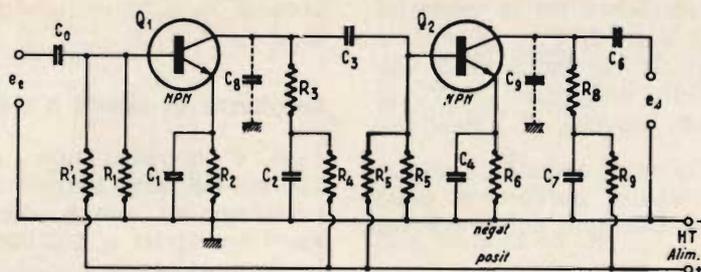


Fig. 6 - Circuito di un amplificatore di video frequenza a transistor.

A 1,59 Hz l'attenuazione è di 3 dB, fino a 20 Hz essa è trascurabile. La fig. 5 mostra la curva di risposta dello stadio a valvola  $V_1$  del montaggio della fig. 2.

### Trasposizione in montaggio a transistor

Un amplificatore analogo a quello della fig. 2 può essere realizzato con dei transistor.

Utilizzando dei transistor triodi N-P-N, lo schema è quello della fig. 6.

I valori delle resistenze, dati a titolo indicativo al fine che ci si renda conto del loro ordine di grandezza, sono i seguenti:  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_1' = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_5 = 500 \Omega$ ;  $R_5' = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $R_6 = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $R_7$  non esiste;  $R_8 = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$ ; determineremo alcuni valori di condensatori di disaccoppiamento e di collegamento, con delle considerazioni uguali a quelle adottate per il montaggio a valvole.

Prima di analizzare lo schema, conviene ricordare le differenze importanti fra il montaggio a valvole e quello a transistor:

1) Le griglie devono essere negative rispetto ai catodi mentre le basi devono essere a una tensione intermedia fra quella dell'emettitore e quelle del collettore. Per questa ragione, le basi dei transistor  $Q_1$  e  $Q_2$  sono polarizzate con dei partitori di tensioni:  $R_1-R_1'$  e  $R_5-R_5'$

invece di semplici resistenze collegate alla linea negativa di massa.

2) La resistenza interna alla valvola esistente fra la griglia e il catodo può essere considerata come molto grande alle frequenze relativamente poco elevate, dell'ordine di 100 kHz, mentre nel caso di un transistor la resistenza fra base ed emettitore è bassa, per esempio di qualche  $\text{k}\Omega$ , anche alle basse frequenze.

3) La polarizzazione positiva degli emettitori non è più effettuata per polarizzare la base ma per realizzare certe stabilizzazioni di tensione o di temperatura. Si potrà trovare in certi casi, il collegamento diretto alla massa degli emettitori.

Si nota così, che lo schema a transistor di fig. 3 è la copia trasformata di quella a valvola, tenuto conto delle particolarità indicate più in alto e della corrispondenza griglia-base, catodo-emettitore, placca-collettore.

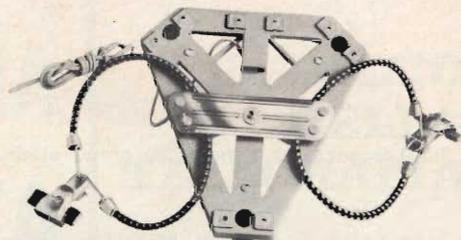
Il transistor  $Q_2$  è un triodo, dunque senza elettrodo ausiliario (griglia 2) come per il pentodo  $V_2$ , gli elementi  $R_7-C_5$  sono omessi dallo schema di fig. 6.

Per variare l'esposto, determineremo la larghezza di banda a 3 dB del primo stadio a transistor  $Q_1$ , tenuto conto della frequenza del transistor  $Q_2$ .

Si è dato  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 500 \Omega$ ,  $R_5' = 100 \text{ k}\Omega$ . Supponiamo che la capa-

# Supporto con trombe per auto

Supporto per montare sul tetto di qualsiasi autoveicolo 1, 2 o 3 diffusori a tromba. Completo di ventose, gomme d'appoggio, cordoni elastici e accessori.



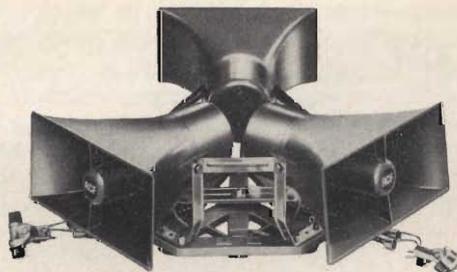
A 730

Supporto A. 730 completo di 2 trombe H 3214 con unità D. 1020, impedenza 8 ohm.



HDA/2

Supporto A. 730 completo di 3 trombe H. 3214 con unità D. 1020, impedenza 6 ohm.



HDA/3

# RCF

**RICHIEDETE LISTINI  
E CATALOGHI**

**ALLA RCF  
MILANO - VIA GIOTTO, 15  
TEL. 468.909**

**R. EMILIA - VIA COL DI LANA, 44  
TEL. 39.265**

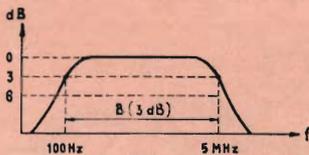


Fig. 7 - Larghezza di banda del primo stadio a 3 dB.

cita parassita  $C_3$  sia di 100 pF e che la resistenza di ingresso (fra base ed emettitore) sia di 1 k $\Omega$ .

Per le frequenze elevate e se  $C_3$  è molto grande, il carico di collettore di  $Q_1$  non è formato solamente da  $R_3$ , ma anche dalle resistenze dal lato di base di  $Q_2$  dunque 500  $\Omega$ , 100.000  $\Omega$  e 1 k $\Omega$ .

Si può trascurare 100.000  $\Omega$  su 500  $\Omega$ , resta da trovare la risultante di 5 k $\Omega$ , 500  $\Omega$  e 1000  $\Omega$  in parallelo, ciò che dà 310  $\Omega$ , arrotondabile a  $R = 300 \Omega$ .

Applichiamo la formula per la frequenza più elevata,  $f_3$  della banda:

$$f_3 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

con  $R = 300 \Omega$  e  $C = 100 \text{ pF} = 10^{-10} \text{ F}$ , si trova  $f_3 = 5 \text{ MHz}$  circa. Determiniamo così il valore del condensatore di collegamento  $C_3$  perché la trasmissione dei segnali sinusoidali alla frequenza  $f_2 = 100 \text{ Hz}$  per esempio, si fa con attenuazione di 3 dB.

Si applica ancora la formula:

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R C} \text{ Hz}$$

si riporta nella forma:

$$C_3 = \frac{1}{2 \pi R f_2} \text{ F}$$

dove  $R$  = resistenza dal lato di  $Q_2$  di  $C_3$ , vale a dire 1000  $\Omega$  in parallelo con 500  $\Omega$  e 100.000  $\Omega$ , che da  $R = 330 \Omega$  circa e  $f_2 = 100 \text{ Hz}$ . Si trova  $C = C_3 = 4,5 \mu\text{F}$  circa.

La banda del primo stadio, a 3 dB, si estende da 100 Hz a 5 MHz come mostra la fig. 7.

Se al posto di 100 Hz come limite inferiore, si prendeva 10 Hz, il valore di  $C_3$  diventava dieci volte più grande e cioè  $C_3 = 45 \mu\text{F}$ .

(Da « Le Haut-Parleur » 6706)

**E** stato presentato un prototipo di sistema telefonico televisivo, funzionante secondo il metodo di analisi dell'immagine adottato normalmente in televisione. Per la realizzazione del videotelefono è risultato conveniente separare l'apparecchio telefonico dalla parte televisiva. Questa soluzione consente infatti di ottenere una grande libertà di costruzione e di impiego, soprattutto quando gli utenti comunicano attraverso microfono e altoparlante, cioè senza microtelefono.

L'unità TV può essere combinata con qualunque telefono che risponda alle condizioni tecniche imposte: è possibile per esempio utilizzare telefoni elettronici con combinatore tattile.

Il tubo a raggi catodici e la telecamera formano una sola unità. L'immagine, rovesciata da un prisma, appare nella parte superiore dell'apparecchio, ben nitida, luminosa, senza riflessi e ricca di contrasti, anche in ambienti fortemente illuminati. Uno speciale reticolo sovrapposto all'immagine ha il compito di migliorarne la qualità eliminando, con centinaia di minuscole lenti cilindriche, la zona oscura esistente fra ciascuna linea di analisi. La localizzazione dell'immagine presso l'estremità posteriore del prisma induce i due interlocutori a porsi istintivamente nel campo visivo della camera da ripresa.

Il nuovo videotelefono è di impiego molto semplice: il tubo a raggi catodici e la telecamera sono sempre pronti per il funzionamento ed il collegamento dell'unità video può così essere in qualsiasi momento comandato dall'apparecchio telefonico. In vista delle particolari esigenze tecniche, i videotelefonati possono essere collegati, per ora, solo a centralini privati, senza accesso alla rete pubblica. Le comunicazioni si svolgono, per la parte fonica, attraverso i normali organi del centralino, che devono però essere integrati con le apparecchiature necessarie per il collegamento video.

# LO SVILUPPO DELLA TELEGRAFIA IN AMERICA

INIZIO  
DELLA  
TELEGRAFIA

Parte V

Continuiamo la nostra descrizione della nascita della telegrafia, occupandoci questa volta dello sviluppo della telegrafia in America, dove finalmente, per merito di Morse e di altri suoi collaboratori, il telegrafo prese la sua forma attuale.

**L**o sviluppo e l'introduzione della telegrafia elettrica in America sono generalmente attribuiti a un solo uomo, Samuel Morse, ma si vedrà più avanti che si è semplificato un po' troppo e che ciò non è strettamente giustificato.

Morse, artista di fatto dei suoi studi e della sua professione, concepì per la prima volta la sua idea di un telegrafo elettrico al ritorno da un viaggio in Europa nel 1832, quando aveva circa 50 anni. La fig. 14 rappresenta una copia del suo primo apparecchio costruito nel 1835 e in cui il telaio non era altro che un frammento di un cavalletto da pittore. Un pendolo di legno portante una barretta di ferro e una punta erano sospesi al cavalletto con una molla; esso doveva spostarsi in avanti e in dietro sotto l'influenza di un elettromagnete eccitato da impulsi di corrente proveniente da una batteria, la punta registrava una linea a zig-zag su un nastro di carta in svolgimento continuo con un meccanismo a pesi. Il funzionamento non era però buo-

no, Morse era stato seriamente endicapato dalla sua mediocre conoscenza dell'elettromagnetismo e dall'assenza totale di abilità meccanica. Seppure inefficace, lo strumento rivelò già una differenza significativa fra ciò che si desiderava da un telegrafo secondo quello che si conosceva in America e in Inghilterra. In quest'ultimo paese, si era convenuto che un ricevitore telegrafico doveva permettere una presentazione visuale del segnale trasmesso, basato sull'interpretazione simultanea, seguita dalla registrazione da parte di un operatore esercitato; questa opinione resistette ancora a lungo dopo che Wheatstone aveva dimostrato la possibilità della realizzazione di un telegrafo scrivente. In America, al contrario, si pensò sin dall'inizio che era necessario che il ricevitore stesso potesse registrare i segnali su un nastro di carta, che offriva la possibilità di essere decifrato più tardi, con l'aiuto di operatori più esercitati. Questa operazione doveva permettere una maggiore

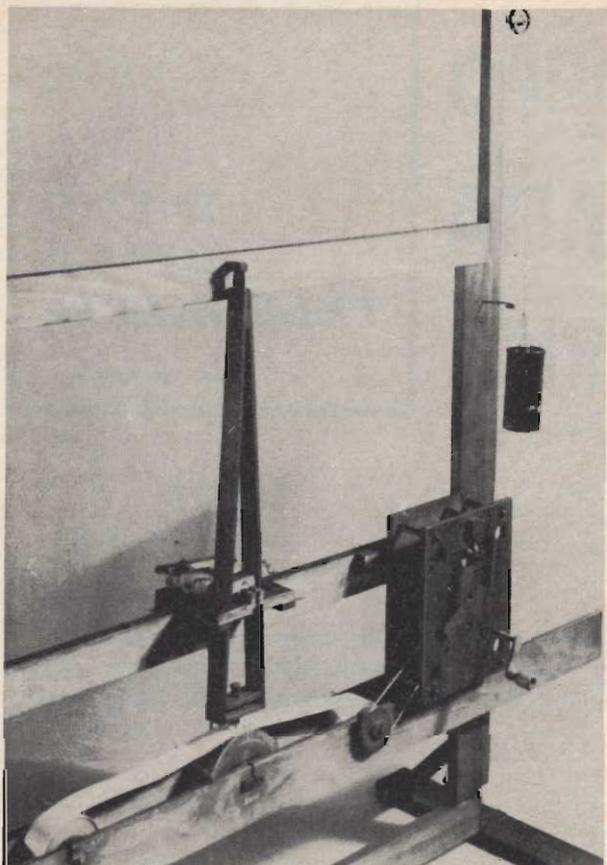


Fig. 14 - Telegrafo elettromagnetico di Morse. Coppia del primo modello di ricevitore del 1835.

rapidità di trasmissione, in quanto questa operazione non era più limitata dalla rapidità di decifrazione.

Verso la fine del 1835, Morse fece la conoscenza di Leonard Gale, professore di chimica all'Università di Nuova York.

Assistente di Gale e di Joseph Henry, al quale Gale l'aveva presentato e che gli permise di chiarire delle idee sulla elettricità, Morse fece qualche progresso, ma fu il suo incontro con un giovane, Alfred Vail, nel 1837 che lo orientò verso il successo finale. Vail, che era molto istruito e buon meccanico, studiò di nuovo completamente il telegrafo e all'inizio del 1838 fu in grado di trasmettere dei messaggi su una linea di circa 5 km. L'apparecchio di Vail registrava dei punti e delle linee, su un principio che doveva essere adattato in tutti i modelli posteriori (fig. 15).

Il sistema di codice era naturalmente ancora un dettaglio importante. Morse aveva cominciato a lavorare alla elaborazione di un dizionario di codice, per il quale egli pensava che i messaggi potevano essere trasmessi sotto forma di gruppi di cifre, un'idea molto vecchia che era stata spesso proposta e realizzata, per esempio nel telegrafo ottico di Chappe. Vail considerava un sistema simile come troppo restrittivo e ingombrante; egli preferì utilizzare un codice nel quale una successione di simboli rappresentava delle lettere particolari, secondo anche lo schema tracciato da Gauss, Steinheil e Cooke. Quindi, elaborando il suo codice, Vail fece meglio. Egli fece visita a un incisore locale al fine di conoscere la frequenza relativa di utilizzazione di ciascuna lettera nella lingua inglese e scelse i simboli più corti per le lettere usate più frequentemente, per esempio un pun-

to per una « E », un tratto per una « T » e così di seguito. Così il codice Morse fu riconosciuto un codice molto economico, ma il cui nome è un errore: sarebbe più corretto infatti chiamarlo « codice Vail ».

Il fatto che il nome di Morse è mondialmente attribuito a quello dell'inventore del telegrafo elettromagnetico scrivente e del famoso codice è certamente dovuto a un accordo fatto da Morse, Gale e Vail, dopo il quale tutte le invenzioni e tutti gli sviluppi dei loro lavori nel campo della telegrafia avrebbero dovuto prendere il nome di Morse.

Egli aveva indubbiamente delle buone ragioni commerciali, ma questo si accorda anche troppo bene a quello che era desiderio di Morse di avere l'approvazione del pubblico. È evidentemente questa disposizione di spirito che ha impedito a Morse di rendere normalmente omaggio al ruolo importante all'opinione

di Henry nel successo finale del loro sistema telegrafico. Il problema dell'eccitazione di un elettromagnete con una batteria attraverso dei fili troppo lunghi non era per niente facile da risolvere, la nozione di adattamento d'impedenza era ancora sconosciuta. Henry aveva dimostrato nel 1830 che in una situazione simile, era senza utilità impiegare una « batteria di quantità » (con delle grandi armature ma pochi elementi) con un « magnete di quantità » (con qualche spirale di filo grosso), allorché un buon risultato poteva essere ottenuto con una « batteria di corrente » e un « magnete di corrente ». È con queste considerazioni che Henry poté consigliare Morse e Vail su un dimensionamento conveniente delle loro bobine e delle loro batterie, al fine di aumentare la distanza alla quale i segnali telegrafici potevano essere ricevuti. Henry inventò così i relé, che furono subito adottati da Morse e che, essendo montati a intervalli convenienti,

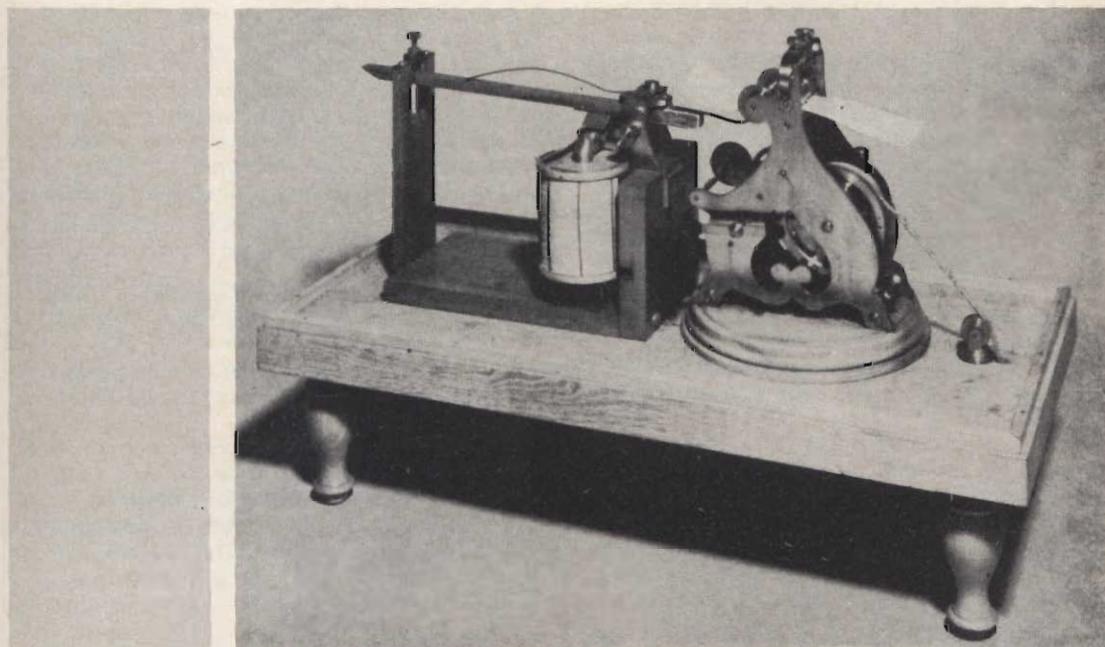


Fig. 15 - Telegrafo Morse, perfezionato da Vail nel 1845. Questo tipo venne utilizzato su tutte le prime linee telegrafiche di Morse in America; il modello rappresentato è una copia.

permisero ai segnali telegrafici di essere trasmessi a delle distanze molto maggiori di quelle che si erano potute raggiungere fino ad allora.

Al contrario della situazione in Inghilterra dove la prima ferrovia aveva giocato un ruolo importante nella collocazione di una rete telegrafica, il telegrafo dipendeva in America dal patronato e dalle sovvenzioni politiche prima di poter ottenere una promessa qualunque di sostegno commerciale. Durante cinque anni, dal 1838 al 1843, Morse fece delle richieste ripetute per avere una sovvenzione governativa, ma non è che nel marzo 1843 che il Congresso gli attribuisce una somma di 30.000 dollari. Questi fondi furono utilizzati per stabilire una linea fra Washington e Baltimora, cioè circa 65 chilometri; il primo messaggio era stato trasmesso il 24 maggio 1844 a una velocità di circa sei parole al minuto. La linea fu aperta al pubblico nell'aprile 1845 (lo

stesso giorno in cui John Tawell, l'assassino inglese di cui noi abbiamo già parlato, veniva giustiziato ad Aylesbury).

La dimostrazione del valore del telegrafo era stata fatta, l'apatia che era regnata fino allora si trasformò in un entusiasmo senza freno e Morse che era stato considerato per molto tempo come un eccentrico irritante veniva ora lodato da tutti. Un banale incidente politico in cui il telegrafo aveva avuto un ruolo importante accrebbe la sua popolarità e una linea collegante Nuova York a Philadelphia fu rapidamente messa in funzione. Nel corso dei dieci anni successivi, gli stati della costa atlantica erano coperti da una vasta rete di linee telegrafiche sotto il controllo di circa 40 compagnie diverse; queste si unirono nel 1856 per costituire l'organizzazione che porta il nome di « Western Union » e sussiste ancora.

(Da « Revue Technique Philips » 26 N 5/6)

**L**a rete telefonica mondiale ha ora approssimativamente 200 milioni di abbonati. Ogni anno questo numero aumenta del 6% e specialmente il numero delle chiamate a lunga distanza è in rapido aumento, tanto che un incremento del 25% per le chiamate intercontinentali è da considerare del tutto normale nei prossimi anni. Verrà certo il momento in cui tutte le case saranno dotate di telefono. Questo stadio è stato praticamente raggiunto negli Stati Uniti; l'Europa, l'Australia, la Nuova Zelanda e il Giappone seguiranno presto. E' diventato sempre più diffuso eseguire le chiamate senza l'intervento di un operatore telefonico. L'automazione della rete nazionale in tutto il mondo ha già raggiunto il livello del 90% (in Olanda e in Svizzera il livello del 100%). All'incirca il 50% di tutte le chiamate fatte nelle reti pubbliche provengono o sono destinate a tavoli di commutazione privati (fabbriche e uffici) ma, a lungo andare, queste reti private saranno completamente automatizzate.

L'automazione dei collegamenti nazionali sarà seguita dall'automazione di quelli internazionali; sarà infine possibile raggiungere ogni abbonato in qualsiasi parte del mondo senza l'intervento dell'uomo.

Il classico apparecchio telefonico con quadrante sarà sostituito in misura sempre crescente da quello con appositi pulsanti, che rendono più veloce l'operazione telefonica.

Col progredire della telefonia automatica sarà necessario comporre numeri di sempre maggior lunghezza. Già ora sono richiesti 9 numeri per una chiamata nazionale; per chiamate internazionali invece questo numero ha già raggiunto 12 cifre. Collegando uno speciale dispositivo all'apparecchio telefonico o installandolo per un determinato abbonato in un selettore (il dispositivo raccoglie in una memoria numeri frequentemente richiesti) sarà possibile selezionare automaticamente il lungo numero. Per ottenere questo risultato basterà premere soltanto due cifre su una pulsantiera.

Negli Stati Uniti è già in uso — per ora su modesta scala un segnalatore acustico che indica all'abbonato occupato il sopraggiungere di una chiamata urgente. Lo utente può allora interrompere la discussione, parlare all'altro interlocutore e poi riprendere il primo collegamento.

# IL PAL SEMPLICE

**CORSO DI  
TELEVISIONE  
A COLORI**

di L. Cascianini

X Puntata

Riassunto

*Nella puntata precedente abbiamo descritto a grandi linee, la tecnica di trasmissione e di ricezione di immagini a colori conforme al sistema NTSC. Ormai il lettore dovrebbe avere ben afferrato il meccanismo che sta alla base della trasmissione e della ricezione delle immagini a colori secondo questo sistema. La cosa sarà molto più facile per coloro che conoscono già la tecnica delle trasmissioni in bianco e nero. Essi si saranno accorti che, in fondo, le cose che devono conoscere « in più » non sono poi tante. Quello che è veramente nuovo e importante, e che noi ci siamo sforzati di mettere bene in evidenza, sono i concetti-base della colorimetria riguardanti la formazione di nuovi colori mediante mescolazione additiva e regolazione dell'intensità luminosa di tre sole sorgenti di luce, che diventano successivamente tre segnali, ecc. Queste regole della colorimetria le troviamo all'inizio (telecamera) e alla fine (cinescopio) della catena di tra-*

*missione di immagini a colori. In mezzo a questa catena troviamo soltanto dei segnali elettrici associati direttamente a queste sorgenti di luci colorate. Ci siamo sforzati di mettere in evidenza solo quei segnali che si richiedono in più per ottenere un'immagine a colori compatibile. Abbiamo infatti illustrato l'origine e lo scopo del segnale di luminanza e dei segnali differenza di colore. Crediamo che il lettore si sia fatto un concetto chiaro di questi segnali, della maniera con cui vengono trasmessi « via radio » e della maniera con cui vengono estratti dalle rispettive portanti, per essere poi applicati agli elettrodi di controllo del cinescopio. Una volta capita la tecnica della modulazione in quadratura, con soppressione di portante (trasmettitore) e la tecnica della demodulazione sincrona (ricevitore), il lettore può dirsi « ben ferrato » e pronto a fronteggiare un televisore a colori. Sulla demodulazione sincrona ritorneremo più avanti data l'importanza che questo circuito ha nel ricevitore a colori.*

**N**onostante tutte le « complicazioni » che si sono attribuite al sistema PAL, esso è e rimane una **semplice variante** del sistema NTSC americano da noi già descritto. A questo punto quindi, il lettore non dovrà « buttare a mare » tutto quello che ha appreso ma semplicemente apportarci una « piccola » variante con tutte le logiche conseguenze che essa implicherà sia in trasmissione che in ricezione.

**Ma perché è sorto il PAL?**

Il sistema NTSC da noi descritto è già in funzione da circa 10 anni in America e in Giappone. Ha al suo attivo qualche decina di milioni di ricevitori ed attualmente, in questi due paesi la produzione di ricevitori TVC è in pieno « boom ». Conclusione: il sistema di trasmissione e di ricezione di immagini a colori NTSC è buono, ha ammiratori e simpatizzanti e,

quel che più conta, è capace di far sborsare all'americano o al giapponese circa 400.000 lire. Ciò significa che esso può offrire delle buone immagini a colori. Ma allora noi europei perché non abbiamo adottato « in pieno » questo sistema ed abbiamo preferito apportare ad esso **varianti** più o meno complicate (vedi SECAM III francese, vedi PAL tedesco)?

Per comprendere perché non si è potuto accettare l'NTSC così com'è in America, bisogna vedere se è proprio vero che l'NTSC fornisce **sempre** colori perfetti. L'inconveniente dell'NTSC è invece proprio questo: i colori della scena dello « studio » televisivo non sempre corrispondono a quelli che il telespettatore vede sullo schermo del suo televisore. Può capitare, per esempio, che la **faccia di una presentatrice appaia violacea**, ed allora nei televisori americani c'è una manopola (hue controll) che serve a riportare il colore dell'« incarnato » al suo colore naturale. La faccia di una persona,



Fig. 123 - Come appare sullo schermo di un cinescopio di un televisore in bianco e nero un'immagine trasmessa da una emittente a colori. L'immagine viene « deturpata » dalla presenza della portante del colore, o meglio dalle bande laterali di questa portante, dato che come sappiamo questa portante viene soppressa in trasmissione. Nel sistema PAL e SECAM questa « interferenza » è ancora più marcata.

si sa più o meno, quale colore abbia. Ovviamente, ridata alla faccia la sua giusta « tinta » risulteranno automaticamente a posto (e cioè come quelli della scena dello studio) tutti gli altri colori che figurano nell'immagine in cui compare la presentatrice.

Il telespettatore americano o giapponese è costretto a ritoccare questa manopola della tinta, **svariate volte** durante uno stesso programma. Questo è effettivamente un inconveniente. Si badi bene che tale inconveniente non è da imputare ad una cattiva messa a punto del ricevitore o al trasmettitore difettoso. È un difetto del sistema stesso, il quale in **determinate circostanze** si comporta così. Questo inconveniente diventa ancora più intollerabile, nel caso in cui la variazione dei toni dei colori non è uguale per **tutti** i colori della scena, ma pur rimanendo nella stessa scena, **un colore risulta più alterato di un altro**. È evidente che in questo caso la « manopola della tinta » serve a ben poco. Così, per esempio, quando in una scena dove siano presenti un cesto di **ciliege mature** e la **faccia** di una donna, se si cerca di dare il colore giusto alle ciliege, il colore del viso della donna può darsi che diventi giallo!!!

Questo quindi in poche parole è il vero inconveniente dell'NTSC. È stata quindi più che giustificata l'idea dei tecnici europei di apportare a questo sistema delle varianti che **neutralizzassero** questo inconveniente. Questi sistemi (e cioè il PAL e il SECAM) eliminano effettivamente questo inconveniente ma, a loro volta, introducono dei difetti che l'NTSC non ha. Per esempio, **peggiorano la compatibilità** nel senso che sullo schermo di un normale televisore bianco e nero che riceve una trasmissione a colori, è più visibile in questi sistemi il fenomeno di interferenza prodotto dalla presenza della portante del colore o meglio delle sue bande laterali poiché come è risaputo la portante viene soppressa in trasmissione (fig. 123). Anche la definizione in senso verticale e orizzontale viene leggermente danneggiata da questi sistemi europei. **Il sistema NTSC dà immagini con maggior dettaglio di colore.**

Questi due inconvenienti dei sistemi Europei SECAM III e PAL, sono comun-

que trascurabili rispetto al grande vantaggio di dare rispetto all'NTSC, immagini con colori naturali, non soggetti a « distorsioni ».

**Vediamo più da vicino perché l'NTSC qualche volta produce colori « sbagliati »**

Per comprendere come ciò possa succedere bisogna richiamare alla mente la tecnica di trasmissione NTSC.

Una telecamera, munita di tre tubi da ripresa, davanti ai quali si trovano tre filtri di colore rispettivamente rosso, verde e blu **scinde** la luce proveniente dalla scena in tre sole componenti rispettivamente di colore rosso, verde e blu. I tubi da ripresa (plumbicon) trasformano, a loro volta queste tre componenti di luce primaria in tre tensioni corrispondenti, e cioè  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$ . Queste tensioni subiscono successivamente la cosiddetta « correzione gamma ». Sappiamo a che cosa serve questa correzione (vedi **Selezione** pag. 1052). I tre segnali corretti (che si dovrebbero scrivere  $V_R'$ ,  $V_V'$  e  $V_B'$  ma che noi, per semplicità, continueremo a simboleggiare con  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$ ) vengono applicati ad un circuito matrice incaricato di formare il **segnale di luminanza** (fig. 124). Alla formazione di questo segnale, le tre tensioni dei colori primari contribuiscono nelle seguenti percentuali: 30% : 59% : 11% delle tensioni di uscita dai tubi di ripresa rispettivamente del rosso, del verde e del blu, tarati in precedenza in maniera che

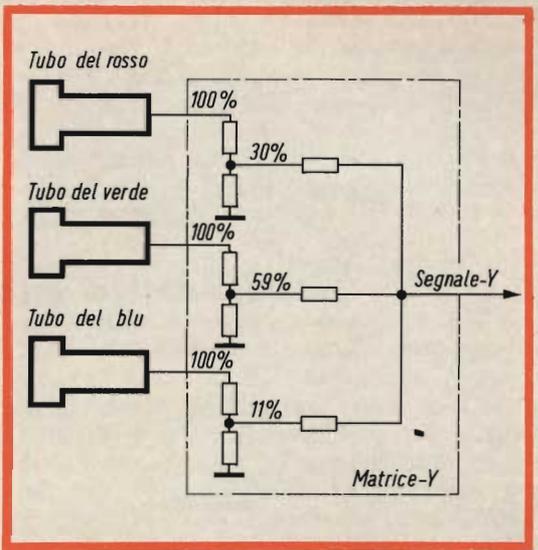


Fig. 124 - Esempio di matrice per la formazione del segnale di luminanza (Y).

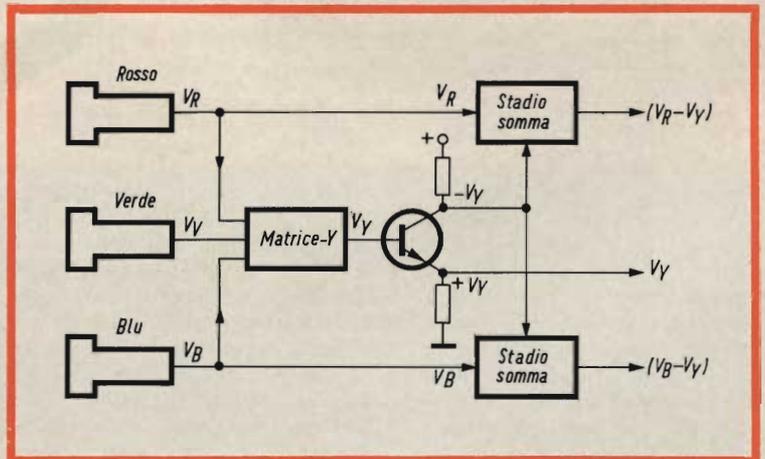
per la riproduzione del bianco dessero tutti uno **stesso valore** della tensione di uscita (per es. 1 V).

Ai soli segnali del rosso  $V_R$  e del blu  $V_B$  viene successivamente **sottratto** in una seconda matrice (fig. 125), il segnale di luminanza poc'anzi formato, in modo da ottenere i famosi **segnali differenza di colore del rosso e del blu**, e cioè:

**Segnale differenza di colore del rosso**

$$\begin{aligned} V_R - V_Y &= \\ &= V_R - (0,30 V_R + 0,59 V_V + 0,11 V_B) = \\ &= 0,70 V_R - 0,59 V_V - 0,11 V_B \end{aligned}$$

Fig. 125 - Esempio di matrice per la produzione dei segnali differenza di colore del rosso ( $V_R - V_Y$ ) e del blu ( $V_B - V_Y$ ). Si noti il semplice sistema per ottenere il segnale di luminanza con la polarità negativa ( $-V_Y$ ). Per ottenere infine il vero segnale differenza di colore si **somma algebricamente** questo segnale di luminanza con segno negativo con il rispettivo segnale di colore primario. Es.:  $V_R + (-V_Y) = V_R - V_Y$  ecc.



## Segnale differenza di colore del blu

$$\begin{aligned} V_B - V_Y &= \\ &= V_B - (0,30 V_R + 0,59 V_V + 0,11 V_B) = \\ &= 0,89 V_B - 0,30 V_R - 0,59 V_V \end{aligned}$$

A proposito di questi due segnali (che « racchiudono » il colore o come si dice la « cromaticità » dell'immagine a diffe-

renza del segnale di luminanza che « racchiude » solo la luminosità dell'immagine o come si dice il solo bianco e nero dell'immagine) si deve tener presente questa loro importante proprietà.

Se nell'immagine a colori che si vuole trasmettere è presente un bianco o una

## Modulazione in quadratura della riga NTSC

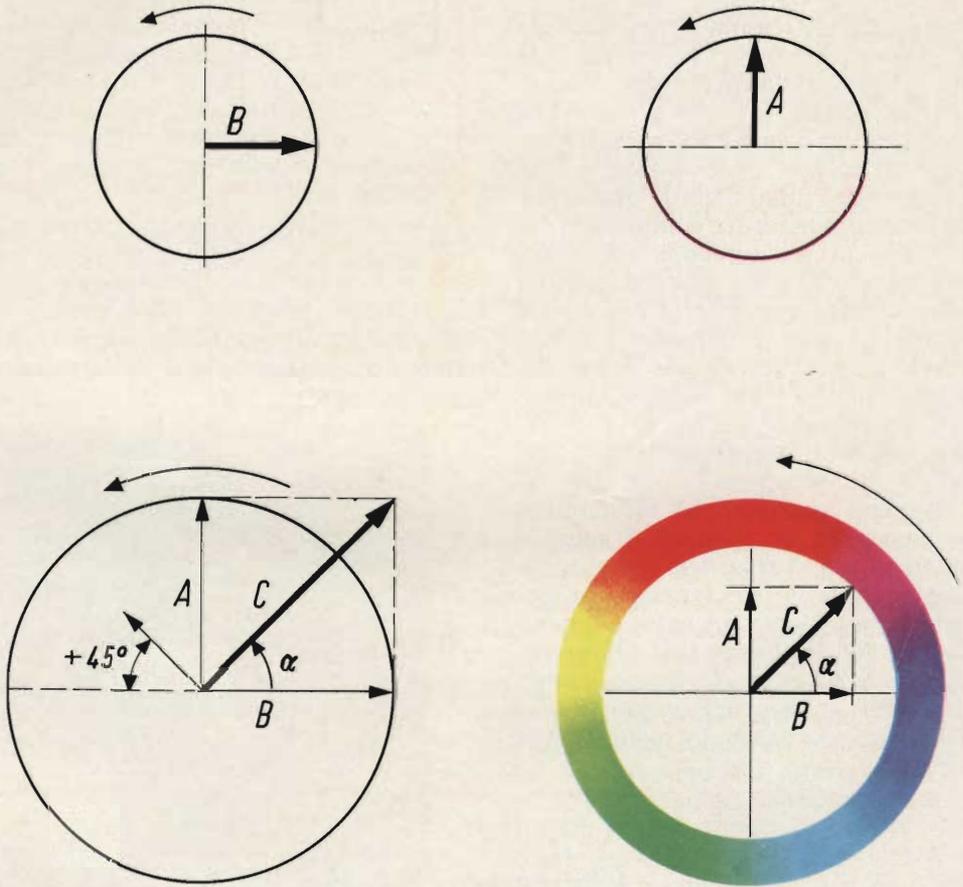


Fig. 126 - Rappresentazione vettoriale semplificata della modulazione in quadratura NTSC. B = « portante » con frequenza di 4,43 MHz modulata in « ampiezza » dal segnale differenza di colore del blu (ridotto in ampiezza)  $(V_B - V_Y)^*$ . Questo segnale ridotto viene più semplicemente simboleggiato con la lettera U. A = « portante » con frequenza di 4,43 MHz anticipata o sfasata di  $90^\circ$  rispetto ad B, modulata in « ampiezza » dal segnale differenza di colore del rosso (anch'esso ridotto)  $(V_R - V_Y)^*$  simboleggiato mediante la lettera V. C = vettore indicante l'onda risultante dalla somma delle due precedenti « portanti » in quadratura. La sua lunghezza indica la saturazione del colore trasmesso, mentre l'angolo di fase (riferito alla portante modulata dal segnale U) indica la « tinta » del colore trasmesso. In realtà l'angolo di fase viene riferito al segnale del burst anticipato di  $135^\circ$ , come risulta dalla posizione del vettore che indica il burst.

gradazione di grigi, questi segnali differenza di colore si annullano. Infatti, come noi possiamo rilevare, la somma dei coefficienti posti davanti alle tensioni dei colori primari che formano questi segnali è sempre uguale a zero.

Infatti, nel segnale  $V_R - V_Y$  abbiamo:  
 $0,70 - 0,59 - 0,11 = 0$

e nel segnale  $V_B - V_Y$  abbiamo:  
 $0,89 - 0,30 - 0,59 = 0$

Siccome, come abbiamo già supposto, la telecamera viene tarata in maniera che per la ripresa di un bianco o di una gradazione di grigio le tensioni di uscita dei tre tubi da ripresa debbono essere uguali tra loro ( $V_R = V_V = V_B$ ), qualsiasi valore ad esse assegnato, moltiplicato per i suddetti coefficienti darà sempre per risultato zero. Conclusione: **Nel caso**

di trasmissione del bianco e del grigio, i segnali differenza di colore si annullano e quello che più conta, si annulla la sottoportante, e quindi viene eliminata automaticamente una interferenza dallo schermo dei ricevitori in bianco e nero. Tale è infatti la sottoportante per i televisori in bianco e nero.

Ma ritorniamo ai nostri segnali differenza di colore. Abbiamo già illustrato « abbondantemente » l'elegante sistema con cui questi due segnali vengono trasmessi « via radio ». Alludiamo alla **modulazione in quadratura**. Secondo questo sistema di modulazione, uno dei segnali differenza di colore, supponiamo quello del blu, va a modulare in ampiezza una « portante » con frequenza di 4,43 MHz, mentre l'altro segnale differenza di colore (e cioè quello del rosso) va a mo-

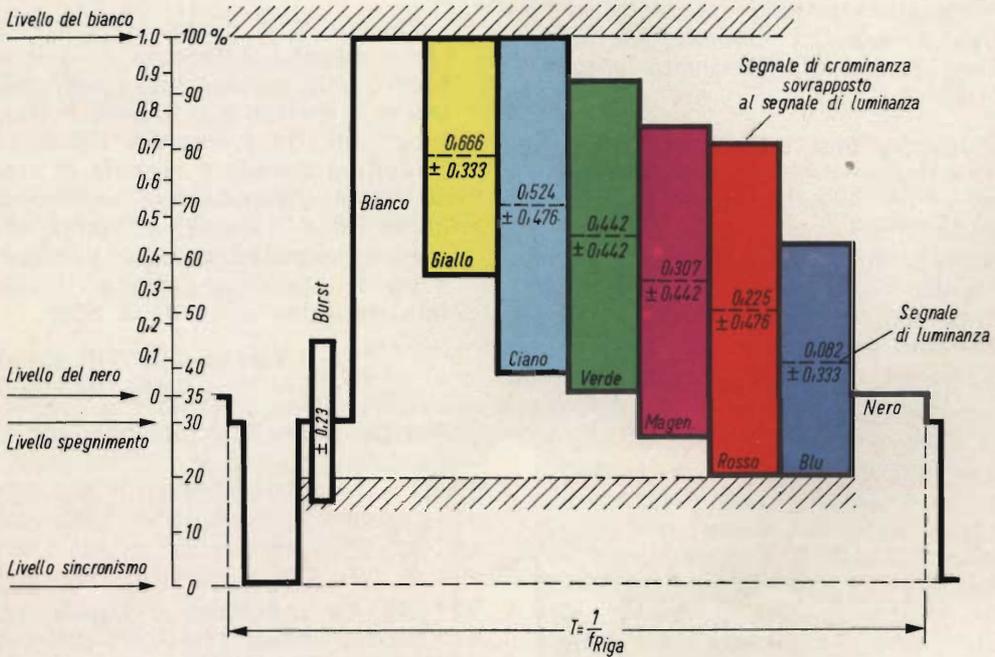


Fig. 127 - Segnale video **completo** che va a modulare in un trasmettitore a colori, la portante video. È il classico segnale a barre usato per la messa a punto dei ricevitori TVC. La saturazione dei colori è il 75% rispetto alla massima ampiezza ed al 100% del bianco. I colori sono ordinati in maniera che il segnale di luminanza di ognuno dà una tonalità di grigio **più marcata** rispetto a quello che lo segue e **meno marcata** rispetto a quello che lo precede. In questa maniera, eliminato il segnale di crominanza, rimane il segnale di luminanza di questi colori sotto forma di « scala dei grigi ». Mentre il burst si trova sempre allo stesso livello (livello del nero) il segnale di crominanza essendo sovrapposto al segnale di luminanza, è obbligato a subire tutti i cambiamenti di livello cui va soggetto il segnale di luminanza durante la scansione di una riga.

dulare in ampiezza un'altra « portante » avente la stessa frequenza ma con fase anticipata di 90° rispetto a quella della « portante » del blu. In uno stadio sommatore queste due « portanti » modulate in ampiezza e sfasate di 90° vengono sommate e per risultato si ha una « portante » di colore unica (la vera portante del colore) che risulta modulata **in ampiezza e in fase**. La modulazione di ampiezza di questa portante-somma è direttamente collegata alle **variazioni di saturazione** del colore mentre la modulazione di fase è direttamente collegata **alla tinta** dei vari colori trasmessi. In realtà, sappiamo che per motivi di compatibilità, la vera portante modulata in ampiezza e fase viene soppressa, e ciò che in realtà viene trasmesso è il **prodotto di modulazione**, meglio conosciuto, come **bande laterali della portante soppressa**. Naturalmente, anche queste bande laterali, risultano modulate in ampiezza e fase. La modulazione in quadratura è indicata mediante vettori in fig. 126.

Sappiamo che queste bande laterali della portante del colore soppressa vengono in un apposito stadio sommate al segnale di luminanza della stessa scena trasmessa ottenendosi in questa maniera il segnale video completo TVC (fig. 127). In più, vengono inserite sul piedestallo posteriore dell'impulso di spegnimento di riga una decina di oscillazioni (figg. 127 e 128) prese dalla portante del colore (presente solo al trasmettitore). Que-

sto « pezzettino di portante » (burst) servirà a sincronizzare nel ricevitore un oscillatore locale. Il segnale di questo oscillatore (la cui frequenza e fase uguali a quelle della portante soppressa in trasmissione è assicurata per mezzo di un circuito discriminatore di fase nel quale vengono confrontate la tensione dell'oscillatore locale e la tensione dell'oscillazione del burst) è assolutamente indispensabile, per la demodulazione dei segnali differenza di colore. Se infatti, per trasmettere « via radio » i segnali differenza di colore non è necessaria la portante (infatti questa viene soppressa), ma bastano le bande laterali, essa diventa indispensabile per poter « riestrarre » o demodulare all'atto della ricezione, i segnali modulanti, che nel nostro caso sono i segnali differenza di colore del rosso ( $V_R - V_Y$ ) e del blu ( $V_B - V_Y$ ).

Per amore di completezza ricorderemo che i segnali differenza di colore subiscono una certa riduzione di ampiezza prima di andare a modulare le due « sottoportanti » in quadratura. Ciò allo scopo, di evitare **quando il segnale di cromaticità viene sovrapposto al segnale di luminanza**, che l'ampiezza complessiva di questo **segnale-composto** produca fenomeni di sovr modulazione. Il valore di tale riduzione è, come è noto:

$$\begin{aligned} (V_R - V_Y)^* &= 0,877 (V_R - V_Y) \\ (V_B - V_Y)^* &= 0,493 (V_B - V_Y) \end{aligned}$$

Anziché usare la simbologia con l'asteri-

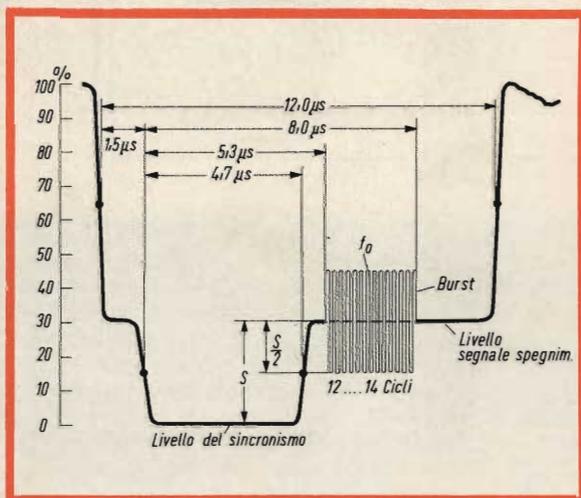
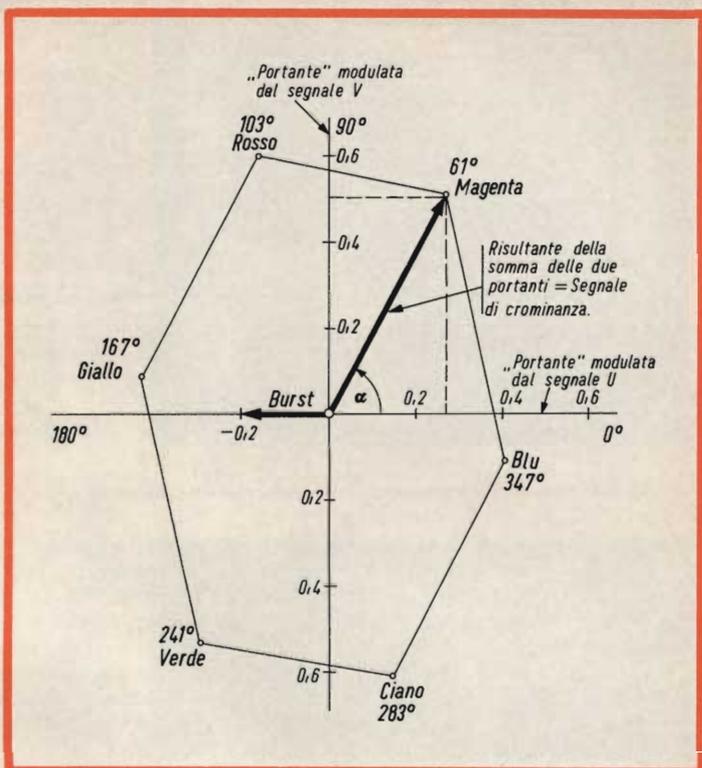


Fig. 128 - Particolare del segnale del burst. Queste oscillazioni servono a sincronizzare la portante del colore rigenerata nel ricevitore e necessaria per demodulare i segnali differenza di colore dalle bande laterali in cui essi si trovano. L'oscillazione del burst si sposta di 45° sopra e sotto l'asse di modulazione negativo del segnale — U ad ogni riga. Questa « alternazione » del burst serve a sincronizzare il flip-flop che **identifica** nel ricevitore le righe con modulazione PAL e quelle con modulazione NTSC (vedi anche figg. 141 e 142).

Fig. 129 - In questa rappresentazione vettoriale sono indicate le ampiezze e gli angoli di fase assunti dal segnale di crominanza nel caso di trasmissione dei tre colori primari e dei complementari di questi colori. È indicata anche la fase del segnale di riferimento (il burst) che risulta sfasato di 180° rispetto alla « portante » modulata dal segnale U. Nel l'NTSC la fase del burst si mantiene inalterata per tutte le righe.



sco, questi segnali differenza di colore **ridotti** vengono indicati rispettivamente:

$$\begin{aligned} (V_R - V_Y)^* &= V \\ (V_B - V_Y)^* &= U \end{aligned}$$

### L' « orologio » del colore

I segnali differenza di colore ridotti, rispettivamente **V** e **U** possono assumere nel corso della trasmissione di una immagine a colori **differenti** valori e anche come polarità possono essere **negativi** o **positivi**. Come conseguenza si ha che quando essi andranno a modulare le due « portanti » in quadratura, il vettore che indica la loro somma potrà andare a « cadere » in tutti e quattro i quadranti della rappresentazione vettoriale di figura 130.

Abbiamo infatti dimostrato che nel caso di trasmissione di sei barre di colore, rappresentanti i tre colori primari e i relativi complementari, il vettore risultante può assumere angoli di fase ben determinati per ciascun colore (fig. 129). Abbiamo inoltre visto come la successione che questi colori hanno in que-

sta rappresentazione vettoriale, coincide « stranamente » con la successione che gli stessi colori fisici hanno nella famosa curva a « ferro di cavallo » che si trova nel triangolo del colore della colorimetria.

È evidente pertanto lo stretto legame tra l'angolo di fase della « portante » del colore (o sottoportante o segnale di crominanza) e il colore trasmesso (figg. 129 e 131). Il colore quindi è legato nell'NTSC alla fase di una onda sinusoidale con frequenza di 4,43 MHz!!! Il tallone di Achille dell'NTSC è qui! **Chi mai potrà infatti assicurare che durante il tragitto trasmettitore-ricevitore il vettore che rappresenta questa sinusoide manterrà per un dato colore, fino all'ingresso del rivelatore sincrono del ricevitore, quella data posizione angolare?** Più precisamente si potrebbe dire: chi mai potrà assicurare che tra la fase del burst e la fase del segnale di crominanza verrà mantenuto inalterato quel dato valore caratteristico per un dato colore, per tutto il tratto trasmettitore-ricevitore? Se osserviamo lo orologio del colore di fig. 131 vediamo

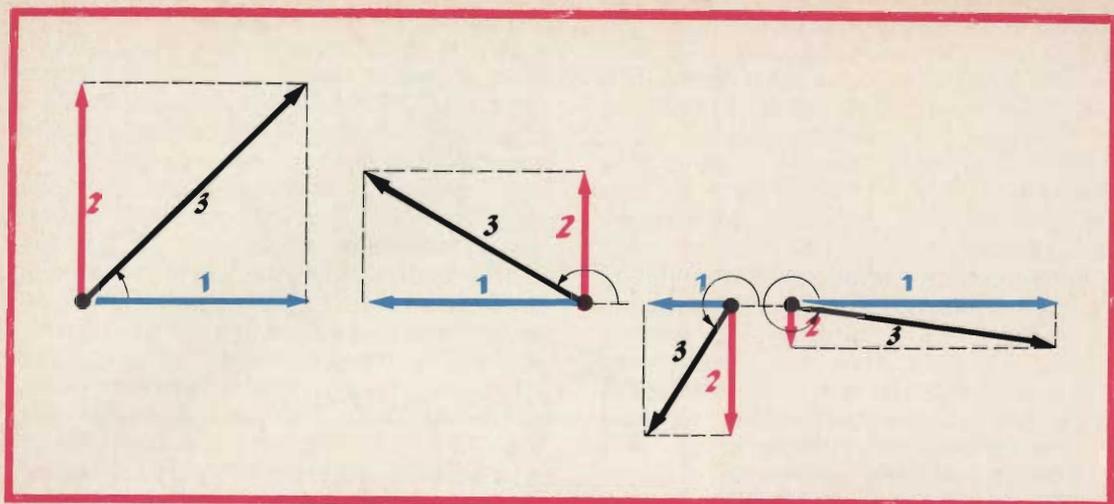


Fig. 130 - Le « portanti » in quadratura modulate in ampiezza dai segnali differenza di colore (1 e 2 in figura), possono aumentare o diminuire la loro ampiezza, come pure possono assumere valori positivi o negativi. Ciò per il semplice motivo che i segnali differenza di colore che le modulano variano continuamente in ampiezza ed in polarità. Di conseguenza, l'onda risultante dalla somma di queste portanti in quadratura (3), potrà variare di un angolo di fase compreso tra  $0^\circ$  e  $360^\circ$ . In questa rappresentazione vettoriale, le portanti in quadratura sono rappresentate dai vettori ad angolo retto, il risultato della loro somma (ricavato in base alla regola del parallelogramma delle forze) è indicato da un vettore (in nero) variabile in ampiezza e fase, che può cadere in tutti e quattro i quadranti. Questo vettore rappresenta il segnale di crominanza.

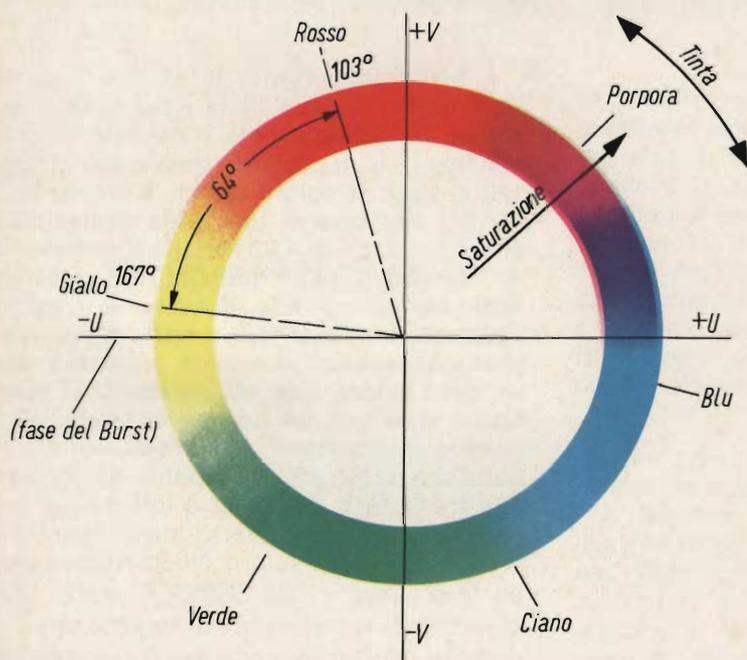


Fig. 131 - È l'orologio del colore. Esso deriva direttamente dalla rappresentazione vettoriale di figura 129. Esso vuol dimostrare lo stretto legame tra angolo di fase della portante del colore (sottoportante o segnale di crominanza) e colore trasmesso. Basta, come nell'esempio citato un avanzamento di fase di 64 gradi, che la sottoportante può subire nel tragitto trasmettitore - ricevitore perché sullo schermo del ricevitore anziché un rosso si veda un giallo.

che se il colore trasmesso è un rosso ( $103^\circ$ ) basta che il vettore del segnale anticipi di  $64^\circ$  ed ecco che sullo schermo del ricevitore avremo un giallo al posto del rosso!

Un esempio ancora più convincente ci è offerto dalla fotografia di fig. 132a che riproduce un'immagine che appare sullo schermo di un ricevitore NTSC. Il segnale di crominanza non ha subito in questo caso nessuna rotazione di fase. I colori sono identici a quelli degli oggetti (fragole) posti davanti alla telecamera.



Fig. 132a - Il segnale di crominanza non ha subito alcuna variazione di fase lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore. **La relazione di fase tra esso e il burst all'ingresso dei demodulatori sincroni del ricevitore è ancora quella che esso aveva al trasmettitore.** I colori riprodotti corrispondono a quelli della scena trasmessa (fragole).

Fig. 132b - Ecco come appaiono queste fragole sullo schermo dello stesso ricevitore nel caso che il segnale di crominanza abbia subito un avanzamento di  $+70^\circ$  nel tragitto trasmettitore-ricevitore. Osservando l'orologio del colore si vede che con un tale avanzamento ( $+70^\circ$ ) il vettore dei rossi per esempio si porta nella zona dei verdi e quindi i colori tendenti al **rosso** ora appariranno tendenti al **verde**. Ciò appare evidente da questa fotografia.



Fig. 132c - Colori che assumono le fragole di fig. 132a nel caso in cui il segnale di crominanza abbia subito un ritardo di  $-70^\circ$ . L'orologio del colore ci dice che i colori tendenti al rosso si tramuteranno in questo caso in colori tendenti al violetto (o porpora), come effettivamente si può constatare osservando questa fotografia.



Nella fotografia successiva si vedono invece quali colori assumono gli stessi oggetti (fragole) nel caso in cui si abbia una notevole variazione dell'angolo di fase del vettore del segnale di crominanza. In fig. 132b si suppone che il vettore del segnale di crominanza si sia portato in anticipo di  $+70^\circ$  (i colori tendono al verde) mentre nella fig. 132c lo stesso vettore risulterebbe ritardato di  $-70^\circ$  (i colori tendono verso il violetto). Si controllino questi colori e questi angoli di fase con i rispettivi indicati nell'orologio del colore di fig. 131.

Questo anticipo (o ritardo ovviamente) della fase della sottoportante può essere

causato dalle condizioni di propagazione del segnale, dai ripetitori, dalle antenne ecc.

Ecco quindi chiaro dal punto di vista tecnico il motivo per cui il telespettatore americano o giapponese deve alzarsi dalla sedia e girare la manopola della « tinta » se vuole vedere i colori originali. Con questa manopola esso varia la fase dell'oscillatore locale in maniera da riportarla nelle esatte proporzioni con quella del burst come appunto lo era all'atto della trasmissione.

### Il colore sbagliato dovuto alla fase « differenziale »

C'è, come abbiamo visto, un tipo di alterazione dei colori della scena che non può essere in nessun modo corretto con la manopola della « tinta ». È l'alterazione dovuta alla fase cosiddetta « differenziale ». Vediamo di che si tratta.

Dalla fig. 127 si ricava che il segnale di cromaticanza a 4,43 MHz viene posto nell'apposito stadio sommatore del trasmettitore « a cavallo » del segnale di

luminanza. Questo segnale-completo va poi a modulare la normale portante video. **Non ci vuole una grande immaginazione per capire che questo povero segnale di cromaticanza sarà « sbalottato » su e giù nel corso della trasmissione di un'immagine a colori sul « dorso » del segnale di luminanza, proprio come un cavaliere in sella.** Più precisamente diremo che il segnale di cromaticanza (che è un'oscillazione a 4,43 MHz) andrà continuamente « su e giù » nel corso della scansione di una riga. Qualche volta si troverà vicino al livello del bianco, altre volte vicino al livello del nero del segnale di luminanza, tanto per citare due livelli estremi in cui esso può trovarsi. **Viceversa il segnale del burst si trova sempre allo stesso livello, e cioè al livello del nero.** Esso quindi è meno soggetto alle distorsioni a cui accenneremo tra poco. Si deve tener presente, come abbiamo accennato, che la fase di riferimento per i colori è rappresentata **nel ricevitore** dalla fase del burst. Possono quindi darsi due casi: **alterazione della fase del burst e di quella del segnale di cromaticanza.** In questo caso per riavere la fase giusta e quindi i colori naturali è sufficiente la manopola del-

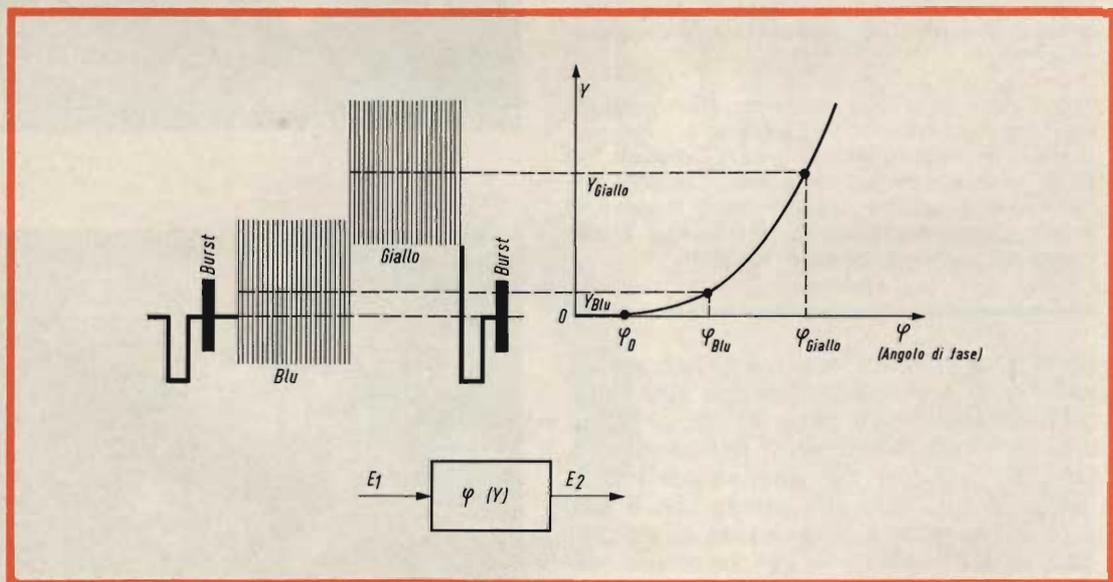


Fig. 133 - Una delle cause che può dare origine alla distorsione dei colori dovuti alla fase « differenziale » è rappresentata dall'andamento **non lineare** delle curve caratteristiche dei dispositivi amplificatori (transistor o valvole). I « pacchetti » del segnale di cromaticanza (corrispondenti a vari colori) trovandosi a livelli differenti subiscono a causa della curvatura delle caratteristiche, differenti valori di amplificazione e quindi sono soggetti « individualmente » a valori differenti di variazione della fase originale.

la tinta come già abbiamo spiegato. Secondo caso: alterazione dell'angolo di fase del **solo segnale di cromaticità e non del burst**. Ed allora abbiamo gli errori di colore dovuti alla fase differenziale a cui abbiamo accennato prima. Questi colori « sbagliati » non possono evidentemente essere corretti con la manopola della tinta.

Il fatto che il più delle volte solo il segnale di cromaticità subisca una variazione dell'angolo di fase è dovuto alla **curvatura delle caratteristiche** delle valvole e dei transistor. In questi casi l'amplificazione del segnale di cromaticità, di **due colori** che si trovano su **due livelli diversi** del segnale di luminanza (come per es. il giallo e il blu di fig. 133) non sarà uguale nei due casi. Il differente valore di amplificazione di questi due segnali produce evidentemente un differente valore di angolo di fase dei due segnali, e in ricezione, a colori diversi dal blu e dal giallo originariamente trasmessi.

Il caso rappresentato in fig. 133 rappresenta **una** delle tante cause che, possono produrre colori sbagliati dovuti alla « fase differenziale ». Disadattamenti di impedenza, effetti di eco delle onde elettromagnetiche, ricezione in zone montagnose o in zone con grattacieli, sono tutte cause che possono produrre **per un colore** una data rotazione di fase e **per uno altro colore** un valore di rotazione di fase differente dal primo. Naturalmente queste variazioni o alterazioni dell'angolo di fase vanno sempre riferite all'angolo di fase del burst (180° in anticipo rispetto alla « portante » modulata del segnale differenza di colore del blu).

### L'idea geniale del dott. Bruch

In queste condizioni si trova l'NTSC adottato in America e in Giappone. Come abbiamo visto, l'inconveniente sopracitato dipende proprio dal sistema di trasmissione che **affida la riproduzione di un dato colore sullo schermo del ricevitore al mantenimento di un valore fisso (differente da colore a colore) della fase di un segnale a 4,43 MHz... lungo tutta la catena trasmettitore-ricevitore!!!**

Quando si trattò di introdurre la tele-

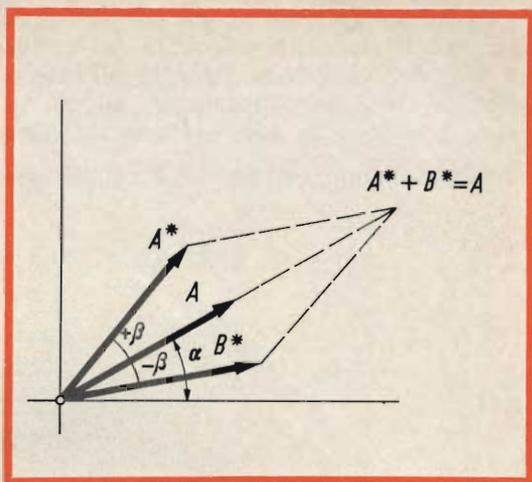


Fig. 134 - Nel vettore **A** la lunghezza indica l'intensità della forza che agisce, l'angolo  $\alpha$  rispetto all'asse di riferimento indica la direzione in cui agisce questa forza. Se, per qualsiasi motivo, la forza **A** subisce una deviazione rispetto alla direzione di prima (direzione **A\***), nella misura dell'angolo  $+\beta$ , la meccanica e il senso comune ci dicono che per riportarla nella direzione di prima bisognerà applicare una seconda forza **B\*** di uguale intensità e agente dalla parte opposta della direzione primitiva e con un angolo  $-\beta$  uguale all'angolo  $+\beta$ . Sommando con la regola del parallelogramma delle forze, il vettore spostato (**A\***) con quello **introdotto per la correzione (B\*)** si riuscirà a riportare il vettore spostato nella direzione di partenza (**A**). Il vettore correttivo (**B\***) può considerarsi « l'immagine speculare » del vettore spostato. Si suole anche dire che per correggere il vettore deviato, basta « ribaltarlo » rispetto alla direzione di partenza. Infatti  $+\beta = -\beta$ .

visione a colori in Europa, per prima cosa ci si sforzò di trovare qualche rimedio al suddetto inconveniente. Furono trovate due brillanti soluzioni, conosciute come sistema **SECAM III** e sistema **PAL**. Non ci occuperemo in questa sede della soluzione SECAM ma concentreremo la nostra attenzione sulla soluzione PAL. Questa si deve al dott. **Walter Bruch** dei Laboratori di Ricerca della Telefunken di Hannover.

L'idea semplicissima che suggerì al dott. Bruch il principio di funzionamento del suo sistema può darsi che sia stata tratta da una elementare regola della meccanica, **quella del parallelogramma delle forze**. Supponiamo di avere una data forza, rappresentata in fig. 134 dal vet-

tore A. Questa forza ha una data **intensità** rappresentata dalla lunghezza del vettore e una data **direzione rispetto all'asse di riferimento**, rappresentata dall'angolo ( $\alpha$ ) che il vettore fa con l'asse orizzontale.

Supponiamo che per una causa qual-

una terza forza che agirà ancora nella primitiva direzione A.

Con l'introduzione del vettore B\* « **ribaltato** » rispetto alla direzione del vettore A (angolo  $-\beta$ ) si è riusciti quindi ad **annullare lo spostamento** (angolo

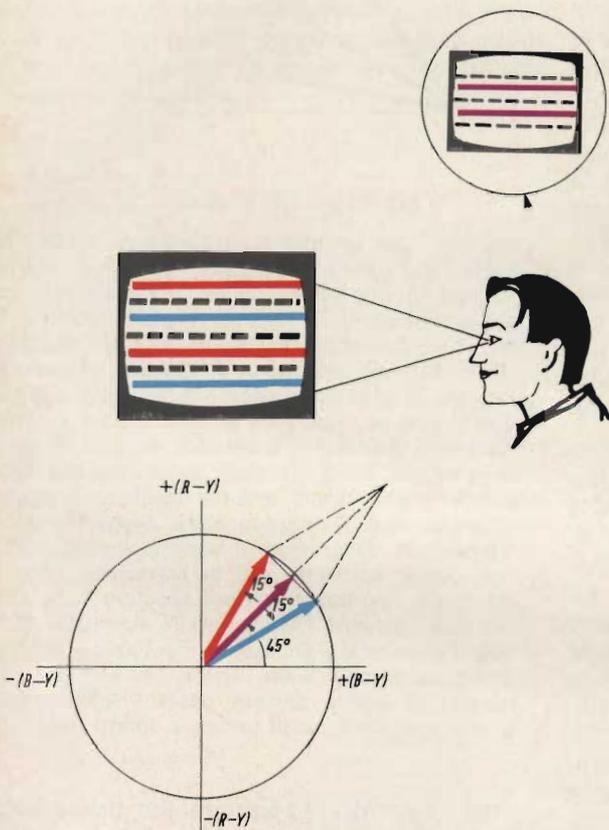


Fig. 135 - Il colore originariamente trasmesso è il porpora (angolo di fase del segnale di crominanza  $\alpha = 45^\circ$  rispetto all'asse di modulazione  $(V_s - V_r)$ ). Durante il tragitto, questo segnale subisce uno spostamento di fase di  $15^\circ$ . Sullo schermo del ricevitore una riga (riga 1) apparirà quindi non di colore porpora ma rossastra ( $45^\circ + 15^\circ = 60^\circ$  tendente al rosso). Se nella riga successiva (riga 3) si fa apparire un colore bluastra ( $45^\circ - 15^\circ = 30^\circ$  tendente al blu) e così di seguito ancora una riga rossastra (riga 5) e una bluastra (riga 7) ecc. l'osservatore che guarderà un simile raster, lo vedrà ancora di colore porpora, poiché in base alle leggi della colorimetria la mescolazione additiva della luce rossa con la luce blu dà all'osservatore la sensazione di vedere il porpora.

siasi, la direzione in cui agisce la forza venga cambiata (di un angolo, supponiamo,  $+\beta$ ) e di conseguenza il vettore che la rappresenta assuma ora la direzione A\*. Cosa si dovrà fare, per riportare la forza e quindi il vettore che la rappresenta, ad agire nella direzione di prima, e cioè, in A?

Semplicissimo, si dovrà applicare una altra forza **uguale in intensità ma agente nella direzione B\*** (immagine « speculare » del vettore A\* rispetto al vettore A). L'azione combinata delle forze agenti in direzione B\* e A\* darà per risultante

**$+\beta$ ) subito dal vettore A. Si è riusciti cioè a riportare il vettore A nella posizione originaria.**

Partendo da questa analogia meccanica si può immaginare che il dottor Bruch abbia fatto il seguente ragionamento. Supponiamo che davanti alla telecamera sia stato posto un oggetto di colore porpora (fig. 135). In base all'orologio del colore di fig. 131, il vettore che rappresenta il segnale di crominanza manterrà per tutta la scansione di quell'oggetto, costantemente un dato valore di angolo di fase rispetto all'asse di modulazione  $+U$  (o

B-Y). Pressappoco tale angolo corrisponde per il porpora al valore di  $+45^\circ$ . Se nel tragitto trasmettitore-ricevitore questo angolo di fase mantiene questo valore, in base a quanto detto in precedenza sullo schermo del ricevitore riapparirà l'og-

getto ancora di colore porpora (magenta).

Supponiamo invece che per le ragioni innanzidette il segnale di crominanza subisca uno spostamento di fase per cui

### Modulazione in quadratura della riga PAL

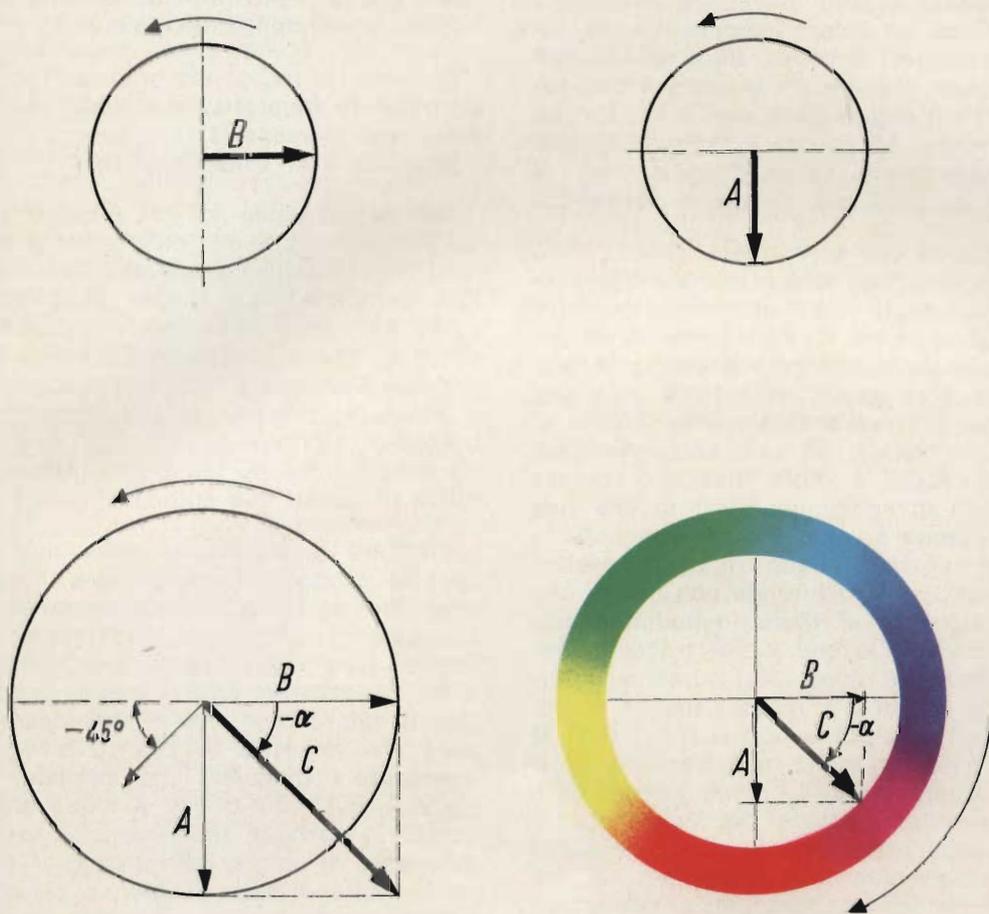


Fig. 136 - Rappresentazione vettoriale semplificata della modulazione in quadratura. Questa è la « variante » PAL (vedi fig. 126). Per riprodurre nella riga successiva a quella modulata secondo il sistema NTSC (e nella quale nel caso di alterazione di fase del segnale di crominanza, appare il colore errato) il colore sbagliato in senso contrario, non si fa altro che cambiare la polarità della « portante » in quadratura modulata dal segnale differenza di colore del rosso e cioè  $V_b - V_r$  ( $V$ ).  $B$  = « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu (segnale  $V_b - V_r$  o  $U$ ).  $A$  = « portante » in quadratura rispetto alla precedente ma cambiata di polarità (sfasata di  $180^\circ$ ) rispetto alla portante della riga NTSC di fig. 126, modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore del rosso ( $V_b - V_r$ , detto anche  $V$ ).  $C$  = onda (segnale di crominanza) modulata in ampiezza e fase risultante dalla somma delle due precedenti portanti. È indicata anche la fase del burst associata alla modulazione di questa riga.

il suo vettore in base alla fig. 135 avanzi nel senso della rotazione delle lancette dell'orologio (angolo positivo) di circa  $15^\circ$ . Sempre secondo la fig. 135 si vede che il vettore del segnale di crominanza che perviene al ricevitore non farà più con l'asse di modulazione (B-Y) un angolo di  $45^\circ$  ma farà invece un angolo di  $45^\circ + 15^\circ$  e cioè  $60^\circ$ . Un ricevitore NTSC demodula **questo** segnale di crominanza con **questo** angolo di fase e riprodurrà quindi non un colore **porpora** ma un colore tendente al rosso. **Esso infatti non ha nessun elemento « in mano » per sapere che il colore dello studio era invece un porpora. In queste condizioni quindi il telespettatore vedrà l'oggetto non di colore porpora ma di colore rossastro.**

Facciamo ora in maniera (ecco l'idea geniale del dott. Bruch!) che nella **successiva** riga di scansione del ricevitore anziché apparire ancora il colore rossastro, appaia un colore tendente al blu. Questo corrisponde all'introduzione del vettore  $B^*$  dell'analogia meccanica di fig. 134. Stando ad una certa distanza l'occhio vedrà il colore rossastro (colore sbagliato in senso positivo) **in una riga di scansione** e il blu (colore sbagliato in senso negativo) **nella riga successiva**. (Per successiva s'intende non quella che **sullo schermo si trova immediatamente dopo** ma quella che viene **tracciata immediatamente dopo**. Nel sistema interlacciato quella che materialmente si trova vicina alla prima appartiene infatti al 2° semiquadro, viene cioè tracciata dopo  $1/50$  di secondo). L'occhio ha una proprietà di integrazione dei colori (corrispondente pressappoco alla regola del parallelogramma delle forze) per cui dalla somma delle impressioni di due colori di due righe successive, sbagliati in senso opposto (uno tendente al rosso, l'altro tendente al blu) riesce a vedere di nuovo il colore primitivo dell'oggetto che nel nostro caso era un porpora: **quindi riga rossastra + riga bluastra = riga porpora.**

Conclusione: il PAL non è un sistema che elimina la rotazione di fase. Assolutamente. Tanto è vero che **metà** esatta delle righe di un'immagine PAL hanno un'alterazione di colore identica a quella di un'immagine NTSC. Inframezzando in queste righe aventi il colore sbagliato

(righe NTSC) altrettante righe aventi un colore **sbagliato in senso opposto** secondo l'orologio del colore (righe PAL) e sfruttando la proprietà d'integrazione dell'occhio umano, il dott. Bruch è riuscito a neutralizzare il colore sbagliato, ripristinando, sullo schermo del ricevitore i colori così come erano davanti all'obiettivo della telecamera. Questo è il principio di funzionamento del PAL. Vedremo però che a causa di alcuni inconvenienti dovrà essere leggermente modificato.

### **Come si fa in pratica a riprodurre sulla riga successiva il colore « sbagliato » in senso opposto?**

Il principio fisico del PAL è quindi chiaro. Possiamo dire che esso si basa sulle note regole della colorimetria (almeno il PAL semplice). Le regole della produzione dei colori mediante mescolazione additiva. (Se riprendiamo l'esempio precedente vediamo infatti che i colori blu e rosso si trovano ai lati opposti nel triangolo del colore pag. 852 e che il porpora è ottenuto per mescolazione additiva di questi due colori).

Per fare in modo che nella riga successiva a quella dove compare il colore sbagliato, si riproduca **ancora** un colore sbagliato ma in senso complementare a quello della riga precedente (in parole semplici, per fare apparire sulla seconda riga il colore tendente al blu) **non si fa altro che invertire di  $180^\circ$  la fase della « portante » modulata dal segnale + V (o  $V_R - V_Y$ )\***. Tutto qui. **A righe alterne quindi la portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso (+ V) viene invertita di fase di  $180^\circ$ , o come più comunemente si dice, gli viene invertita la polarità.** Mentre la « portante » modulata dal segnale V è soggetta a questo cambiamento alternato di polarità, la « portante modulata del segnale + U o  $(V_B - V_Y)$ \* mantiene per tutte le righe, inalterata la sua fase. Per cui si suole anche dire che **l'asse di modulazione + V viene « ribaltato » a frequenza di riga intorno all'asse di modulazione del segnale + U.** Ciò è indicato chiaramente nella fig. 136. Da questo ribaltamento deriva anche il nome **PAL = Phase Alternative Line.**

Appare subito evidente che cambiando in questa seconda riga la polarità della « portante » risulta anche invertita la sequenza dei colori nell'orologio del colore di questa seconda riga come appunto è indicato nella fig. 136.

**Conclusione:**

1) Secondo il sistema PAL in una riga (che chiameremo  $n$ ) la modulazione in quadratura avviene come nel sistema NTSC (e quindi come indicato in figura 126). Nell'orologio del colore la sequenza dei colori sarà quella normale NTSC.

2) Nella riga successiva ( $n + 1$ ) la portante modulata dal segnale  $+V$  viene invertita di polarità ( $0^\circ-180^\circ$ ). La rappresentazione vettoriale di questa modulazione è indicata in fig. 136. Nell'orologio del colore, la sequenza dei colori è invertita rispetto a quella della riga con modulazione NTSC.

Nella fig. 137 sono indicate schematicamente alcune righe di un'immagine trasmessa e ricevuta con il sistema PAL.

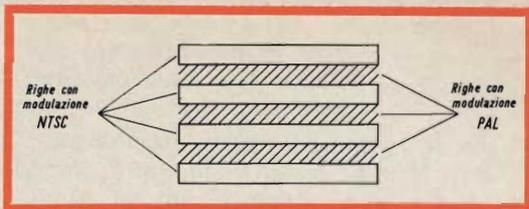
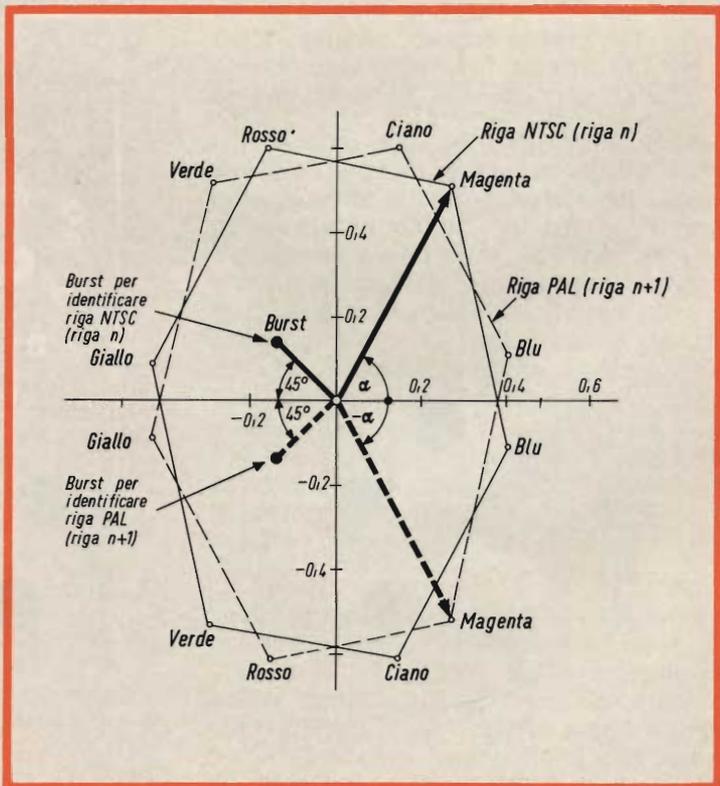


Fig. 137 - L'immagine che compare sullo schermo di un ricevitore TVC-PAL (semplice) è formata da metà righe aventi modulazione in quadratura NTSC (fig. 126) e l'altra metà aventi modulazione in quadratura PAL (fig. 136).

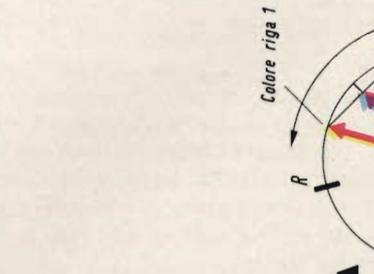
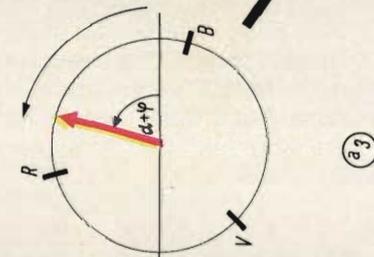
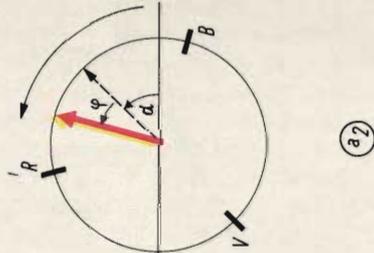
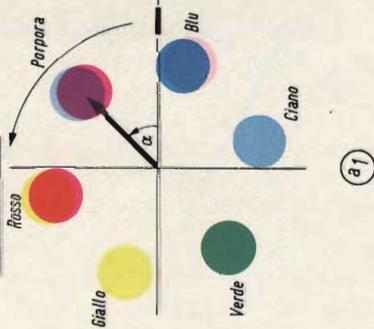
Come si vede l'immagine è formata da metà righe con modulazione in quadratura NTSC e metà righe con modulazione in quadratura PAL.

In fig. 138 sono riportati sovrapposti gli orologi del colore di due righe successive rispettivamente con modulazione in quadratura **NTSC** e con modulazione in quadratura **PAL**. Sono anche indicate le due differenti fasi del burst associate a queste righe.

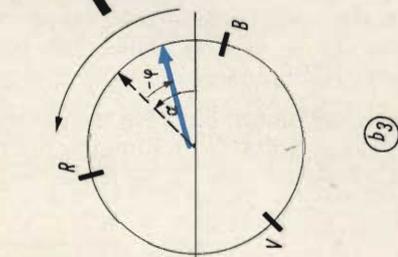
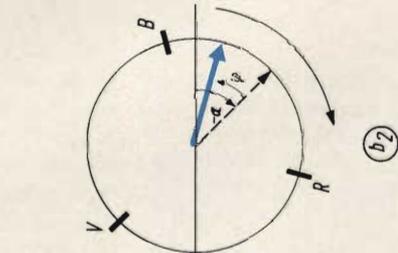
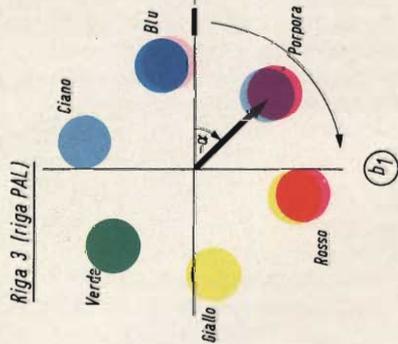
Fig. 138 - Orologi del colore di due righe successive di un semiquadro secondo il sistema di trasmissione PAL. Il ribaltamento dell'asse di modulazione del segnale differenza di colore del rosso ( $V_R - V_V$ ) produce il « ribaltamento » dei colori nel cerchio del colore intorno all'asse di modulazione ( $V_B - V_V$ ). Per individuare la riga (riga PAL) dove appunto questi colori vengono ribaltati, viene trasmesso un segnale del burst diverso da quello trasmesso durante la riga NTSC. La figura indica appunto come per la riga NTSC, il burst risulta in ritardo di  $45^\circ$  rispetto all'asse di modulazione  $-(V_B - V_V)$  mentre per la riga PAL esso risulta invece in anticipo di  $45^\circ$  sempre rispetto alla portante rappresentata dall'asse di modulazione  $-(V_R - V_V)$ .



Riga 1 [riga NTSC]



Riga 3 [riga PAL]



Colore riga 1

Colore riga 3

## Cosa succede quando sopravviene uno spostamento di fase della portante del colore?

Veramente non abbiamo ancora illustrato il meccanismo in base al quale avviene la riproduzione nella « seconda » riga del colore sbagliato in senso opposto a quello della riga precedente. Consideriamo la fig. 139. Supponiamo che il colore trasmesso dallo studio sia ancora un colore porpora. L'orologio del colore (fig. 139a1) ci dice che per riprodurre questo colore è necessario che la fase del vettore che rappresenta la portante del colore deve avere un angolo di  $45^\circ$  rispetto alla fase della « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu (segnale U). Succede però che per uno dei motivi anzidetti, quando la portante del colore arriva al ricevitore questo angolo non è più di  $45^\circ$  ma supponiamo  $75^\circ$  (fig. 139a2). Ciò significa che la portante del colore ha subito durante il tragitto trasmettitore-ricevitore un avanzamento di fase pari ad un angolo  $\varphi = 30^\circ$ . Un semplice ricevitore NTSC fornirà quindi un colore corrispondente ad un angolo di fase di  $75^\circ$  del vettore della portante. Questo angolo di fase non corrisponde affatto al porpora ma ad un colore tendente al rosso (fig. 139a3).

Abbiamo detto però che nella riga successiva (riga 3, osservata sullo schermo), la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso (segnale V) viene invertita di polarità. (E cioè mentre prima era in anticipo di  $90^\circ$  rispetto alla portante modulata dal segnale U ora è in ritardo di  $90^\circ$  sempre rispetto a questa portante. Ma  $+90 - 90$  corrisponde complessivamente a  $180^\circ$  e cioè da positiva (+) è diventata negativa (-) rispetto all'asse di modulazione del segnale U. Ecco perché si dice che ha cambiato polarità, o che è stata « ribaltata » rispetto all'asse di modulazione + U).

L'inversione di polarità di questa componente produce l'inversione della sequenza dei colori nel nostro orologio del colore come già sappiamo. Ciò significa che i colori, l'uno rispetto all'altro, manterranno ancora la posizione che avevano nella riga 1 (riga NTSC). Soltanto che

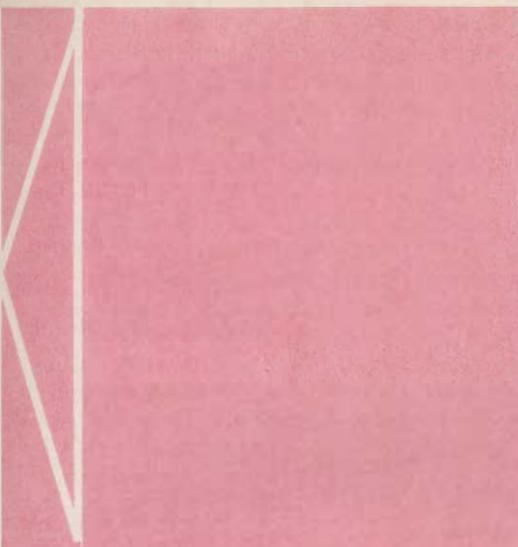


Fig. 139 - Effetto compensativo della modulazione PAL nel caso il segnale di crominanza subisca nel tragitto trasmettitore-ricevitore uno spostamento di fase  $\varphi = 30^\circ$ . Nei tre « orologi » in alto è indicato mediante vettori come il colore porpora originariamente trasmesso (a1), in seguito all'aggiunta all'angolo iniziale del segnale di crominanza  $\alpha = 45^\circ$ , di un angolo supplementare di sfasamento  $\varphi = 30^\circ$  (a2) faccia arrivare al ricevitore un segnale di crominanza con un angolo complessivo  $\alpha + \varphi = 75^\circ$  anziché di  $45^\circ$ . Ciò produce sullo schermo un colore non porpora ma rossastro (a3). Nella riga successiva (riga 3 - orologi del colore in basso) viene invertito l'asse di modulazione del segnale V (b1) per cui il relativo vettore formerà ora un angolo  $-\alpha$  rispetto all'asse di modulazione del segnale U. Anche il segnale di crominanza così ottenuto sarà soggetto ad un angolo di sfasamento  $\varphi = 30^\circ$ , il quale rimanendo positivo anche in questa seconda riga viene aggiunto algebricamente all'angolo primitivo  $\alpha$  facendo assumere al vettore risultante la posizione di  $-\alpha + \varphi = -15^\circ$  rispetto all'asse di modulazione U. Come si vede il vettore del segnale di crominanza risulta ora spostato verso il blu (b2). Nel ricevitore questo vettore spostato verso il blu viene ribaltato intorno all'asse di modulazione U per annullare il ribaltamento avvenuto in trasmissione. Abbiamo quindi la posizione vettoriale indicata in b3 la quale ci dice che in questa seconda riga il colore tende al blu. I colori di queste due righe vengono integrati dall'occhio il quale rivedrà il colore originariamente trasmesso e cioè il porpora, leggermente più pallido a causa di una leggera perdita di saturazione.

la loro successione nell'orologio del colore risulta ora invertita (fig. 139b1).

Naturalmente anche il segnale di cromaticità di questa seconda riga (riga 3) sarà soggetto allo spostamento di fase di  $30^\circ$ . Ma mentre prima l'angolo del vettore del segnale di cromaticità era positivo ( $+\alpha$ ) rispetto all'asse di modulazione del segnale U ora, a causa del ribaltamento dell'asse di modulazione del segnale V, è diventato negativo e cioè  $-\alpha$  (fig. 139b2). Ma l'angolo dello spostamento di fase del segnale di cromaticità ( $\varphi = +30^\circ$ ) si è mantenuto positivo sia nella prima riga (riga con modulazione NTSC) sia nella seconda riga (riga con modulazione PAL). Per cui l'angolo complessivo che il vettore del segnale di cromaticità formerà con l'asse di modulazione del segnale non sarà semplicemente  $-\alpha = 45^\circ$  ma  $-\alpha + \varphi$  e cioè  $-45 + 30 = -15^\circ$  (fig. 139b2). Il vettore del segnale di cromaticità di questa seconda riga (riga 3) risulterà quindi spostato verso il blu, come si può facilmente vedere dall'orologio del colore. Ecco quindi come si è riusciti a riprodurre sulla seconda riga (riga 3) un colore sbagliato in direzione complementare al colore sbagliato della prima riga (riga 1).

Dobbiamo dir grazie 1) « al ribaltamento » dell'asse di modulazione del segnale V rispetto all'asse di modulazione del segnale U, e 2) all'angolo di sfasamento ( $\varphi$ ) subito dal segnale di cromaticità nel tragitto trasmettitore-ricevitore che anche in questa seconda riga si è mantenuto positivo.

Ovviamente, ad ogni tipo di orologio del colore, corrisponde per così dire un determinato circuito, una determinata matrice nella quale vengono formate nelle loro caratteristiche proporzioni quelle tensioni che dovranno in definitiva andare a pilotare il cinescopio a colori. Pertanto, siccome i circuiti del ricevitore sono stati progettati per rispondere ad un segnale NTSC, bisognerà fare in modo che il segnale della riga PAL si adatti a questi circuiti. Perché ciò avvenga basta semplicemente che il vettore della riga PAL spostato in seguito all'aggiunta dell'angolo di sfasamento, venga di nuovo

ribaltato intorno all'asse di modulazione del segnale U (vedi fig. 139b3). **Si dovrà fare cioè nel ricevitore un'operazione inversa a quella effettuata nel trasmettitore.** In pratica, il vettore della riga PAL con aggiunto l'angolo di sfasamento era diventato  $-15^\circ$  rispetto all'asse di modulazione U. Bene, dopo questo ribaltamento intorno a questo asse di modulazione esso assumerà un angolo di  $+15^\circ$  rispetto a questo asse e l'orologio del colore avrà i colori disposti come nella riga NTSC (fig. 139b3). **Anche dopo questo ribaltamento si vede che la seconda riga trasmessa presenta un colore tendente al blu.**

Abbiamo parlato di prima (riga 1) e di seconda riga (riga 3), ma naturalmente questo sistema di trasmissione con fase alternata continua per tutte le righe di un'immagine. Avremo quindi la quinta riga con modulazione NTSC e quindi con colore tendente al rosso anziché al porpora, la settima riga con modulazione PAL e quindi con colore tendente al blu e così via... Ripetiamo: un'immagine le cui righe alternativamente risultano con colori sbagliati in senso complementare, grazie all'azione integratrice dell'occhio umano può apparire con il colore giusto. La colorimetria ci insegna infatti che due linee di colore rispettivamente rosso e blu, poste molto vicine e viste da una certa distanza, appaiono all'occhio (grazie alla regola della mescolazione additiva dei colori), di un colore tendente al porpora (fig. 139c).

C'è da tener presente che la correzione dello sfasamento del segnale di cromaticità realizzata con il sistema PAL, fa rivedere sullo schermo del televisore il colore originariamente trasmesso, ma lo fa vedere un po' sbiadito, nel senso che il ripristino della tinta originaria viene fatto a scapito della saturazione, come appunto indica il vettore più corto dell'orologio del colore di fig. 139c. La saturazione si può comunque correggere. In tutti i televisori PAL manca la manopola della tinta (sempre presente nei ricevitori NTSC) ma c'è quella per correggere la saturazione. Basta infatti aumentare il guadagno dell'amplificatore di cromaticità perché i colori ritornino brillanti. La saturazione, come tante volte abbiamo



Rarissima litografia popolare ottocentesca raffigurante Alessandro Volta nell'atto di compiere esperimenti per la sua pila. Per gentile concessione della Biblioteca Comunale di Como.

**SELEZIONE RADIO TV** è giunta al decennio. Il suo sviluppo in contenuto e divulgazione è aumentato di anno in anno fino al raggiungimento di una corale intesa con ottantamila lettori. Le raccolte di « Selezione Radio TV » costituiscono una preziosa documentazione tecnico-scientifica.

Con l'abbonamento Vi assicurate tutti i fascicoli dell'annata.

## **ABBONATEVI PER IL 1968 A**

**SELEZIONE  
RADIO - TV** *di tecnica*

Fra i vantaggi dell'abbonamento avrete l'invariabilità del prezzo, mentre i fascicoli venduti in edicola dal dicembre 1967 costano L. 500 cadauno.

Rammentate che « Selezione Radio TV » nel 1967 ha offerto ben **[3185]** pagine al Vostro desiderio di apprendere.

detto, è affidata all'ampiezza del segnale di crominanza, e aumentando il guadagno non si fa altro che aumentare l'ampiezza di questo segnale e quindi la saturazione dei colori.

### Un esempio fatto dal dott. Bruch per far comprendere il principio di funzionamento del suo sistema

Quando spiegare in maniera abbastanza semplice la « variante » apportata da lui al sistema NTSC, il dott. Bruch in una conferenza tenuta al « The Institution of Electrical Engineers » di Londra fece pressappoco il seguente discorso.

### Egredi Signori!

Il sistema NTSC è veramente una « perla » dell'ingegneria elettronica. Voi sapete, però che secondo questo sistema, la trasmissione di un **dato colore** è affidata al mantenimento di un **dato angolo di fase** che, perché la riproduzione dei colori risulti fedele, deve rimanere inalterato nel tragitto trasmettitore-ricevitore. Si tratta però di un angolo di fase di un'onda con frequenza di 4,43 MHz! Voi sapete però che tante sono le cause che possono far variare il valore di questo angolo di fase. Le conseguenze di questa alterazione di fase (mi riferisco naturalmente alla « fase differenziale ») voi le conoscete: i colori di una data scena riprodotta su un cinescopio a colori non corrispondono a quelli della scena ripresa nello studio. E per di più sono alterati **chi più chi meno**.

Prendo atto di questa situazione e non ho alcuna pretesa né di buttare a mare il sistema NTSC né purtroppo ho una bacchetta magica che ridia al segnale di crominanza non appena esso perviene nel ricevitore, quel valore di angolo di fase che esso aveva per quel determinato colore al momento della ripresa nello studio.

Facciamo però insieme questa ipotesi! Supponiamo che in quello stesso studio NTSC ci sia un **altro impianto** di trasmissione identico al primo nel quale però il sistema di codificazione sia diverso. Più precisamente supponiamo che in questo secondo trasmettitore, l'orologio del co-

lore « ruoti » in senso contrario, a quello del trasmettitore NTSC. Ciò come voi sapete si può ottenere invertendo per **tutte le righe** la polarità della « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso (segnale V) (fig. 136). L'angolo  $\alpha$  del vettore della portante del colore (mi riferisco anche alla fig. 139b1) da positivo è ora diventato negativo ( $-\alpha$ ).

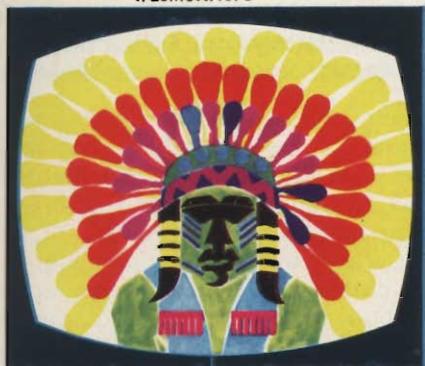
A questo punto, supponiamo che le portanti del colore (segnali di crominanza) di questi due trasmettitori subiscano una alterazione di fase, **per entrambi positive**, pari ad un angolo  $\phi$  di 30°. Sullo schermo di un **ricevitore** accordato **sul vero** trasmettitore NTSC succederà che, per esempio, i colori originariamente porpora, appariranno di colore rosso (fig. 139a3 e fig. 140 in alto a sinistra), mentre sullo schermo di un **secondo ricevitore** accordato sul secondo tipo di trasmettitore, questi colori porpora, appariranno addirittura bluastri (fig. 139b3 e fig. 140 in basso a sinistra).

È interessante notare come l'alterazione del colore introdotta da questo **secondo** trasmettitore in seguito al ribaltamento dell'asse di modulazione del segnale V risulti « complementare » a quella introdotta dal primo. (Si richiami alla mente il triangolo del colore nel quale il porpora si trova al centro della retta di chiusura della curva a « ferro di cavallo » mentre il rosso e il blu si trovano ai due estremi di questa retta).

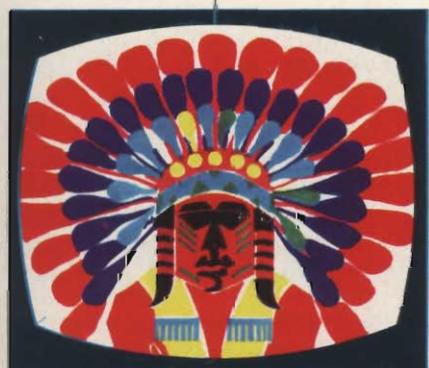
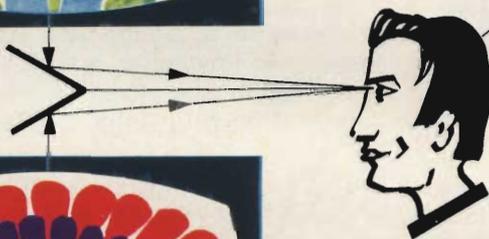
Andiamo avanti con la nostra ipotesi. Supponiamo che queste due immagini con colori **alterati in direzione complementare**, possano essere osservate da un telespettatore munito di un tipo di visore simile a quello usato per vedere immagini in rilievo o stereoscopiche; tale cioè che consenta nel centro ottico del cervello dell'osservatore l'esatta sovrapposizione di queste due immagini. Dopo qualche istante, l'osservatore vedrà **una sola immagine** con colori diversi sia da quelli presenti sul primo schermo, sia diversi da quelli presentati sul secondo schermo. **Saranno cioè i veri colori dell'immagine ripresa nello studio.**

In particolare, i colori **porpora** dello studio non appariranno allo spettatore né

Colori dell'immagine ricevuta dal „Primo”  
trasmettitore



Veri colori dell'immagine trasmessa



Colori dell'immagine ricevuta dal „Secondo”  
trasmettitore

Fig. 140 - In alto a sinistra è riprodotta l'immagine a colori trasmessa dal « primo » trasmettitore. Il segnale di crominanza di questa immagine ha subito durante il tragitto trasmettitore-ricevitore un avanzamento di fase rispetto alla fase del burst nella misura di  $30^\circ$ . I porpora sono diventati rossastri, i rossi giallastri, i gialli verdastri, i verdi tendenti al ciano e i ciani tendenti al blu (controllare con l'orologio del colore di fig. 139 e con l'immagine a destra). In basso a sinistra è riprodotta l'immagine trasmessa dal secondo trasmettitore. Anche il segnale di crominanza di questa immagine ha subito durante il tragitto trasmettitore-ricevitore un avanzamento di fase di  $30^\circ$ , ma questa volta a causa del sistema di modulazione impiegato l'alterazione del colore avviene in senso complementare a quella del primo trasmettitore (vedi fig. 139b3). I porpora tendono al blu, i blu al ciano, i ciani al verde, i verdi al giallo, i gialli al rosso ecc. Queste due immagini osservate con una specie di occhiali stereoscopici vengono sovrapposte nel centro ottico del cervello. Anche i colori riferentisi ad uno stesso punto delle due immagini vengono mescolati additivamente con il risultato che l'osservatore vedrà un'immagine con i veri colori trasmessi.

rossastri né bluastri, in quanto la mescolazione additiva di questi due colori ha prodotto nel centro ottico del cervello dello spettatore la sensazione del porpora (fig. 140).

Non vedrà proprio i colori vividi della scena dello studio, poiché in questo processo di integrazione dei colori si è aggiunto un po' di bianco. I colori cioè hanno riacquisito la tinta originale ma han-

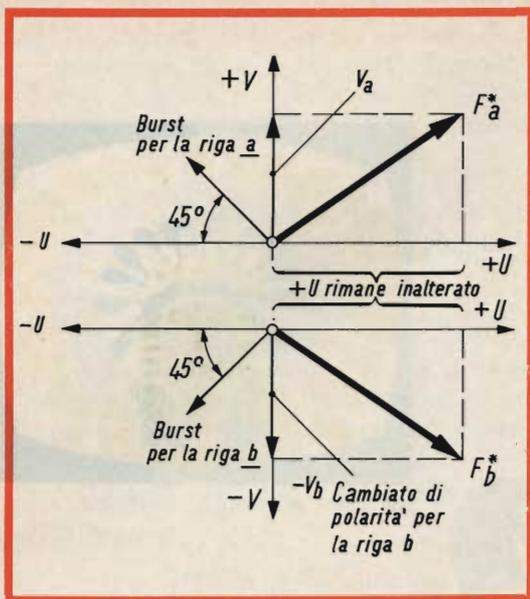


Fig. 141 - Diagramma vettoriale indicante la modulazione PAL. Per la riga a (modulazione NTSC) la fase del burst è ritardata di  $45^\circ$  rispetto alla portante rappresentata dall'asse di modulazione  $-U$ . Per la riga successiva b (modulazione PAL) la fase del burst risulta invece anticipata di  $45^\circ$  rispetto alla portante rappresentata dall'asse di modulazione  $-U$ . Al segnale di crominanza della riga a (indicato dal vettore  $F_a^*$ ) è associata quindi una fase del burst che è ben distinta dalla fase del burst associata al segnale di crominanza della riga b (indicato dal vettore  $F_b^*$ ).

**no perso in saturazione!** Se l'alterazione dell'angolo di fase non è troppo grande questo valore di desaturazione è appena avvertibile.

Tutto quanto abbiamo detto, egregi signori, è un po' campato in aria. Vediamo quindi per prima cosa di risolvere il problema di « combinare » queste due trasmissioni sullo schermo di un unico cinescopio. **La colorimetria ci insegna che l'occhio riesce a fondere insieme due punti di colore diverso posti molto vicini l'uno all'altro.** Di questo fenomeno se ne sono serviti molto bene pittori come **Delacroix** e **Van Gogh**. Sempre dalla colorimetria sappiamo che la definizione o il dettaglio di un'immagine a colori è data dall'informazione di luminanza (segnale di luminanza). Da quanto detto sopra si potrà pertanto dedurre quanto segue: le informazioni di colore di due righe che si

succedono **nel tempo** potranno benissimo essere « fuse insieme » purché venga « salvato » il contenuto di luminanza di ciascuna di queste due righe. La fusione dei due colori delle due righe provocherà **una perdita di dettaglio di colore in senso verticale.** Ma ciò non sarà avvertibile.

Sfruttando quindi questo fenomeno, si prenderanno le due precedenti immagini con colori « fasulli » in senso complementare e per riottenere da questi colori fasulli l'impressione dei colori veri, si dovranno sovrapporre le due immagini su un unico cinescopio. Questa « sovrapposizione » può essere ottenuta in questa maniera: **dopo una riga tolta dalla prima immagine si ponga una riga tolta dalla seconda immagine, e così via per tutte le 625 righe.** Abbiamo cioè una specie di interlacciamento delle immagini (fig. 137).

Ma come è possibile fare ciò con un solo trasmettitore? Semplicissimo. È sufficiente che questo trasmettitore trasmetta **una riga** con vera modulazione NTSC (« primo » trasmettitore fig. 126) e **quella successiva nel tempo** con il « secondo » tipo di modulazione (fig. 136) che chiameremo PAL, perché appunto si differenzia dalla prima in quanto **inverte la polarità dell'asse di modulazione del segnale V.**

Signori! Se l'alterazione dell'errore di fase non è troppo grande, il nostro occhio riuscirà a fare la media dei due colori « sbagliati » di due righe successive. Risultato di questa media: possibilità di « vedere » il vero colore trasmesso (fig. 139c e 140). **E ciò usando un solo trasmettitore ed un solo ricevitore.**

Questo sistema di compensazione dei colori errati dovuti alla variazione io l'ho chiamato **PAL semplice** che, come ormai tutti voi sapete, vuol dire **righe con fase alternata.**

L'**alternazione** si riferisce al cambiamento di polarità di riga in riga della « portante » modulata in ampiezza dal segnale differenza del rosso (segnale V). Voi sapete che questa « portante » è una componente della modulazione in quadratura (fig. 136). L'altra componente è la « portante » modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore del blu (segnale U fig. 136). Questa seconda componen-

te non subisce, nel mio sistema, nessun cambiamento di polarità da una riga all'altra. È evidente — continua il dott. Bruch, — **che per la « valutazione » del segnale di colore sia della riga NTSC sia della riga PAL venga usato nel ricevitore uno stesso e identico circuito.** Di qui la necessità di « ribaltare » i colori dell'« orologio del colore » rispetto all'asse di modulazione del segnale U (vedi figura 139b3) non appena sia stata trasmessa la riga PAL. Ciò può essere attuato nel ricevitore mediante un semplice **commutatore elettronico.** È sufficiente che questo commutatore « ribalti » all'inizio della trasmissione della riga PAL, l'asse di modulazione del segnale V, o in altre parole è sufficiente che esso inverta all'inizio della trasmissione della riga PAL, la polarità della « portante » iniettata nel demodulatore sincrono del segnale V.

**Chi insegnerà a questo commutatore a identificare la riga con modulazione PAL** (e quindi quella nella quale deve ribaltare la portante) **da quella con modulazione NTSC?** Un semplice « segnalino » nascosto nel burst. Osservate la fig. 141. Abbiamo il vettore della riga NTSC ( $F_a^*$ ), in corrispondenza del quale il vettore del burst è  $45^\circ$  sopra l'asse di modulazione del segnale — U. Abbiamo inoltre il vettore della riga successiva, riga PAL ( $F_b^*$ ), in corrispondenza della quale il vettore del burst è  $45^\circ$  sotto lo stesso asse di modulazione. Nella fig. 142 questa variazione di fase è rappresentata (come del resto lo è in realtà) mediante onde sinusoidali.

Questa variazione di fase del burst di riga in riga « viene fuori » sotto forma di **un piccolo segnale di identificazione** nello stadio comparatore di fase del burst. In questo circuito, l'oscillazione del burst viene confrontata con l'oscillazione prodotta dall'oscillatore che fornisce le due « portanti » in quadratura.

Queste portanti iniettate nei due demodulatori sincroni consentiranno di riavere (di demodulare) i segnali differenza di colore. Questo stadio comparatore di fase, infatti oltre **alla tensione continua** che mediante un tubo a reattanza controlla la frequenza e la fase dell'oscillatore locale, produce anche (grazie all'alterna-

zione del burst) un « segnalino » che può pilotare il flip-flop (è il vero nome del commutatore) che cambia la polarità della « portante » iniettata nel demodulatore sincrono del segnale V. Ciò si può vedere molto chiaramente nel circuito di uscita del discriminatore di fase riportato in fig. 143.

Signori, terminò il dott. Bruch, questo è

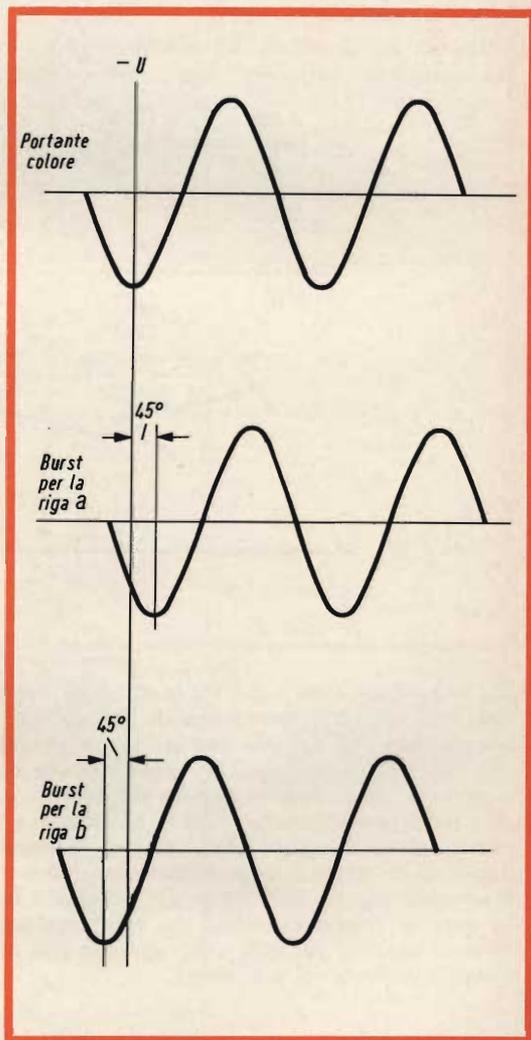


Fig. 142 - Qui è resa in maniera più evidente mediante onde sinusoidali, l'alternazione della fase del burst necessaria per individuare la riga di scansione nella quale nel ricevitore deve essere ribaltato l'asse di modulazione del segnale V prima che esso venga iniettato nel demodulatore sincrono del segnale differenza di colore del rosso (segnale V).

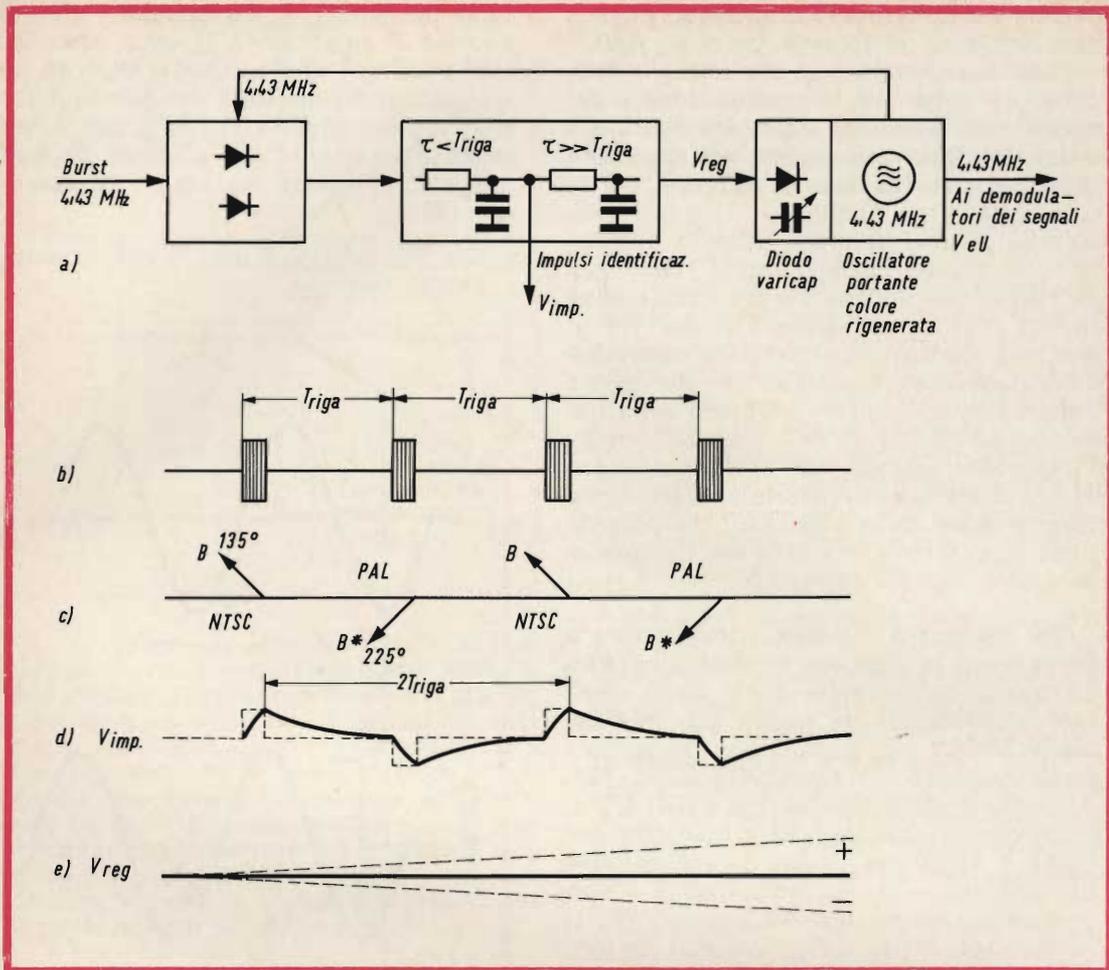


Fig. 143 - Particolare del circuito di uscita del comparatore di fase del burst. In questo circuito si ricavano due segnali. Il **primo segnale** (indicato in d) è il **segnale di identificazione** che verrà applicato al commutatore del segnale dell'oscillatore (o del segnale di crominanza). Esso serve ad individuare la riga con modulazione PAL, ad effettuare per questa riga il ribaltamento dell'asse di modulazione. Nel diagramma b) si vede il segnale del burst separato dal segnale di crominanza mentre nel diagramma c) è indicata mediante un vettore la variazione di riga in riga della fase del burst medesimo. L'asse di riferimento è in questo caso l'asse di modulazione —U. Riferita all'asse —U, questa variazione di fase risulta di  $45^\circ$  sopra e sotto questo stesso asse. Infatti  $180 - 135 = +45^\circ$  e  $225 - 180 = 45^\circ$ .

Il **secondo** segnale indicato in e) è ottenuto filtrando e spianando ulteriormente il primo segnale. La tensione di regolazione ( $V_{reg}$ ) che si ottiene (che può essere positiva o negativa) viene applicata ad un diodo a capacità variabile (tipo varicap) che può correggere la frequenza e la fase della portante del colore rigenerata nel ricevitore.

il PAL semplice. Come vedete è in verità molto **semplice**.

**Ma c'è anche un Pal « più complicato ».**

In realtà il PAL descritto dal dott. Bruch viene chiamato **semplice** perché la compensazione dell'errore di fase viene fat-

ta alterando artificialmente in senso complementare (mediante cambiamento di una componente della modulazione in quadratura) il colore della riga che segue quella nella quale l'alterazione del colore avviene diciamo così « naturalmente » (riga NTSC). I colori **sbagliati** di queste due righe vicine, vengono « sommati » sul



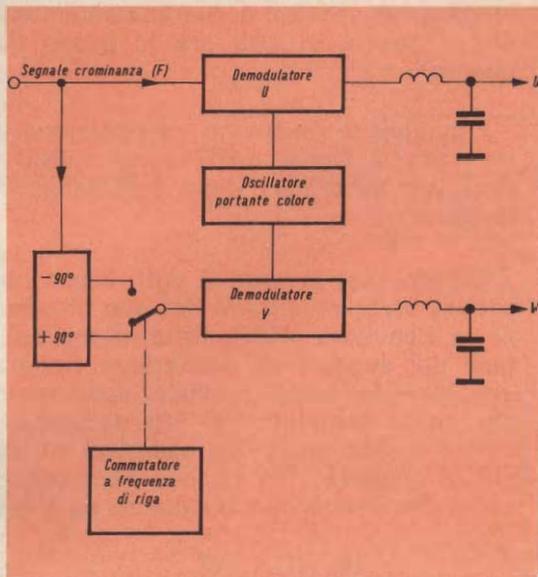


Fig. 145 - Schema a blocchi di un demodolatore PAL semplice. Anche qui c'è un oscillatore che produce la portante rigenerata necessaria affinché i demodolatori sincroni possano estrarre dalle bande laterali del segnale di crominanza (F) i segnali differenza di colore rispettivamente del blu (segnale U) e del rosso (segnale V). Al posto di iniettare nel demodolatore un segnale che cambia di polarità di riga in riga (da  $+90^\circ$  a  $-90^\circ = 0^\circ \div 180^\circ$  e quindi da  $-$  a  $+$ ) per annullare l'analogo ribaltamento alternato avvenuto in trasmissione (vedi fig. 144), si ottiene lo stesso risultato **invertendo di polarità di riga in riga il segnale di crominanza prima che questi venga applicato al demodolatore del segnale differenza di colore del rosso (segnale V).**

e danno effettivamente più fastidio dei colori sbagliati del NTSC.

A questo punto il dott. Bruch, pensò al sistema SECAM, e questo gli suggerì

l'idea fondamentale del suo **PAL con linea di ritardo**. Ma di questo PAL « modificato » ci occuperemo prossimamente.

(continua)

**N**elle maggiori aziende industriali, finanziarie o commerciali, in prevalenza costituite da una sede centrale e da diverse dipendenze periferiche, si ha continuamente la necessità di scambiare una grande quantità di informazioni, i cui elementi essenziali, per vari motivi d'ordine pratico, vengono tradotti in sigle o meglio in dati numerici.

Si sono così sviluppate in questi ultimi anni apparecchiature elettroniche sempre più perfezionate ed efficienti, che consentono l'elaborazione e la trasmissione di dati attraverso le normali linee telefoniche e telegrafiche.

Una delle apparecchiature fondamentali nella trasmissione dei dati è il « modem » (parola risultante dalla fusione di « modulatore » e « demodolatore ») il quale in fase di trasmissione modula i segnali provenienti da apparecchiature di lettura o di elaborazione secondo frequenze comprese nella banda fonica, mentre in ricezione provvede a demodulare i segnali a frequenza fonica provenienti dalle linee di trasmissione in segnali a corrente continua; questi a loro volta serviranno ad azionare organi di memorizzazione o di stampa, o verranno direttamente immessi in elaboratori elettronici.

Il modem può essere collegato ad una qualsiasi apparecchiatura terminale che presenti caratteristiche in accordo con le raccomandazioni del CCITT e la trasmissione può essere effettuata sia tramite collegamenti diretti via filo o via radio, che attraverso la normale rete telefonica commutata. In quest'ultimo caso volendo eseguire una trasmissione ad esempio verso un centro di elaborazione basta che l'operatore, tramite un normale telefono collegato al modem, preannunci al centro stesso l'avvio della trasmissione; dopo di che questa può mettersi in atto appena ai due estremi del collegamento vengano inseriti i terminali di trasmissione e ricezione dati.

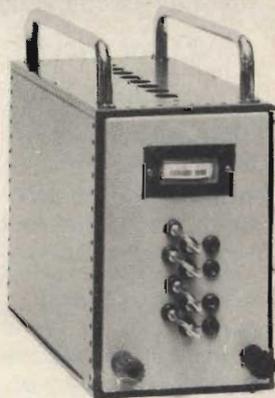


# MONTAFLEX

## LA RISPOSTA A TUTTI I PROBLEMI DI MONTAGGIO

Fornito sotto forma di scatole, basette, piastre, squadrette e supporti nelle più svariate misure, si presta in modo eccezionale per ogni tipo di realizzazione meccanica ed elettrica: interruttori, telai, zoccoli, strumenti, circuiti vari.

Di facile e veloce montaggio è particolarmente indicato per scuole, laboratori, sperimentatori.



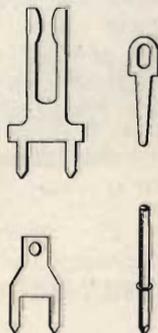
# MONTAPRINT

## CIRCUITO STAMPATO UNIVERSALE

La base ideale per il progetto di circuiti stampati.

Utilissimo per laboratori, piccole officine, studenti e sperimentatori. Le piste conduttrici del Montaprint sono provviste di interruzioni ad intervalli regolari e possono essere interconnesse mediante saldature o con appositi connettori.

Sono disponibili piastre di tutte le dimensioni con piste di 5 o 4 mm.



IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

# LA SCRIVANIA DELLO ZIO



## NUOVO UMANESIMO

*Passa e si spegne anche il 1967.*

*Ognuno di noi coltiva in cuore speranze per il futuro. Ma perché, sorge spontaneo chiederci, sebbene il progresso abbia trasformato e migliorato il nostro modo di vivere in pochi decenni, quasi in pochi anni, navighiamo per le nereggianti acque dell'insoddisfazione?*

*Da tre secoli, da quando Cartesio debellò col metodo il dogmatismo aristotelico, si spezzarono e vanno tuttora spezzandosi i cerchi dell'empirismo. Nacquero il razionalismo e la scienza moderna, ma quasi a rinnovellare il mito dei giganti precipitati dal cielo cui dettero la scalata, l'umanità ebbe a subire per la scienza tre cocenti umiliazioni. La prima di vastità cosmica: l'uomo aveva sempre creduto di essere l'abitante privilegiato della terra, a sua volta centro privilegiato dell'universo, intorno alla quale, quasi vassalli, ruotavano il sole e le altre stelle.*

*Galileo e Copernico rivelarono che la terra è un granello di polvere senza alcun privilegio, sperduto non si sa bene in quale parte dell'universo, che nulla le fa la corte, tolta la bianca luna nelle notti azzurre, e che noi creature siamo poco più di una muffa. Credemmo allora di vantare un'indiscutibile superiorità sugli altri esseri viventi, ma Darwin ci diede la seconda amara delusione, svelandoci attraverso lo studio sull'origine della specie che la nostra evoluzione procede da esseri inferiori. Siamo padroni di noi stessi, dichiariamo allora, per aggrapparci all'ultima signoria che ci illudevamo di possedere, onde non distruggere il nostro orgoglio. Ma ecco Sigmund Freud con la psicanalisi, che ci infligge la terza umiliazione. Nossignori, dice Freud, non siamo padroni di nulla ma siamo schiavi dell'inconscio.*

*Da ciò i vari setticismi, sfociati poi nell'esistenzialismo e nelle sue forme deteriori, più o meno zizzerute, di cui è più bello tacer che dire.*

*E' crollata la coscienza? Assolutamente no. Le speranze accennate al principio rappresentano l'indistruttibilità dello spirito. L'alta scienza dischiusa da Einstein già rivela futuri orizzonti di rinascita. Il fervore delle opere in tutti gli angoli del mondo*

testimoniano la volontà di riscoprimiento dei valori morali. Un nuovo umanesimo è già cominciato. L'augurio di questo mese, denso di liete festività, si svolge ai ridenti approdi della concordia, della pace, della serenità degli animi. Auguri a tutti.

## BUROCRAZIA

*Non lamentiamoci della nostra burocrazia, perché non è soltanto nostra. Tutto il mondo è paese. Magra consolazione ma, in mancanza di meglio, utilizziamola per ora a scopo diversivo.*

*Quando, nel 1938, Enrico Fermi chiese il permesso di residenza permanente negli Stati Uniti, aveva già ricevuto il premio Nobel per la fisica. Tuttavia, c'era e c'è tuttora una legge che regola l'ingresso permanente, in base alla quale il visto viene concesso a chi possiede un livello sufficiente di intelligenza e negato a chi non l'ha. Dunque, la legge c'era e i burocrati americani dovevano rispettarla.*

*Fu così che sottoposero Enrico Fermi a un esame di aritmetica per constatare se aveva nozioni bastanti e riflessi adeguati. Gli chiesero: — Quanto fa quindici più ventisette? Enrico Fermi rispose: — Quarantadue. Per conferma — non si sa mai che il candidato avesse azzeccato la risposta per caso — gli chiesero ancora: — E ventinove diviso due, quanto fa? — Quattordici e mezzo, — fu la risposta. Dopo la quale venne rilasciato, con la massima serietà, tanto di certificato attestante che il premio Nobel professor Enrico Fermi non era deficiente, e poteva quindi risiedere negli Stati Uniti.*

## A CHE SERVE?

*I soliti bastian contrari hanno, da dieci anni in qua, una fonte inesauribile di lamentela. A che serve, dicono, fare voli spaziali, tentare l'approdo sulla luna ed oltre, quando c'è tanto da bonificare qui sulla terra, eccetera eccetera, coi soliti piagnistei.*

*L'esplorazione dello spazio serve anche a trovare la soluzione dei nostri problemi terrestri. Si pensi, per accennare solo a pochi punti poiché ad elencarli tutti non basterebbe questo intero fascicolo, si pensi per esempio ai perfezionamenti degli strumenti di misura che segnarono l'avvento dei circuiti integrati, della cibernetica, dell'automazione, tutti elementi rivoluzionari della tecnica e della produttività.*

*Nella meteorologia, altro esempio di eccezionale interesse, l'astronautica ha consentito di fare passi da gigante. Le fotografie delle formazioni nuvolose, prese da punti prima d'ora inaccessibili, sono alla base non soltanto di future previsioni esattissime e puntuali del tempo, ma persino del controllo del tempo.*

*Esiste già un progetto di collocare sulla Luna, o in un'orbita adatta, uno specchio riflettore dei raggi del sole. Concentrando i raggi nell'occhio di un ciclone, verranno dissolte prima che si formino quelle disastrose tempeste che di quando in quando flagellano qualche parte del mondo. E così via, saranno innumerevoli i vantaggi che l'esplorazione del Cosmo recherà alla piccola Terra.*

*Lieta Natale e prospero anno nuovo.*

Zio RUBEN

**IL REGISTRATORE  
SENZA COMPROMESSI**

Il registratore REVOX è stato progettato con cura e senza economie in ogni più piccolo particolare.

Il registratore REVOX, in tutto il mondo, è scelto dagli esperti più esigenti per impieghi di amatore, di laboratorio e professionali.

Il registratore REVOX ha 2 o 4 tracce mono e stereo, 3 testine doppie, 3 motori, 9,5 e 19 cm/s, bobine fino a 26,5 cm, risposta da 40-18.000 Hz, dinamica fino a 55 dB ed è garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.

**REVOX**  
**G 36**



UN MICROFONO  
CHE SI DISTINGUE

Un microfono BEYER per cantare, suonare,  
parlare, raccogliere il variopinto mondo dei  
suoni.

Un microfono BEYER a nastro, a bobina  
mobile, direzionale, panoramico, sempre a  
livello professionale.

Un microfono BEYER porta un nome che  
rappresenta lo standard di qualità in campo  
internazionale, garantito in Italia dalla So-  
cietà Italiana Telecomunicazioni Siemens.

**BEYER**  
**MICROFONI**



**NUOVI  
COMPONENTI**

# ECONOMICO INTERRUTTORE A RITARDO TERMICO

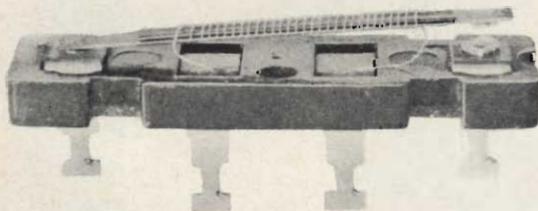
**E'** stato scoperto un componente versatile per una vasta gamma di applicazioni industriali e prodotti commerciali.

Vi sono moltissimi componenti elettrici ed elettronici che chiedono l'applicazione di tensione in una sequenza di tempo predeterminata. Vale a dire che vi sono circuiti eccitati elettricamente e che dopo un ritardo di tempo comanda l'eccitazione di un secondo circuito. Qui non si parla di componenti che realizzino ritardi meccanici con molle o chiusure e aperture manuali di circuiti. Vogliamo piuttosto parlare di un componente, del gruppo dei ritardatori, in cui il ritardo venga causato dalla inerzia termica. Questo gruppo include i termistori di precisione che richiedono circuiti elettronici; il relay ritardatore che può dare delle prestazioni molto precise; e l'interruttore termico che offre una buona ripristinabilità e a un costo proprio basso. E' questo interruttore termico che noi vogliamo esaminare in dettaglio.

Le figure 1 e 2 mostrano l'aspetto esterno e interno dell'interruttore termico costruito dalla Littelfuse Inc. i cui prodotti in Italia vengono distribuiti dalla G.B.C. Italiana. Il disegno della figura 3 aiuta a capire come funziona questo componente. Una lamina bimetallica a sbalzo è saldata ad una estremità. L'altra estremità a cui è fissato un contatto in argento, è libera di muoversi in giù e la lama « si curva » sotto l'azione del calore applicato per mezzo di un avvolgimento riscaldatore.

Aspetto esterno dell'interruttore.

1

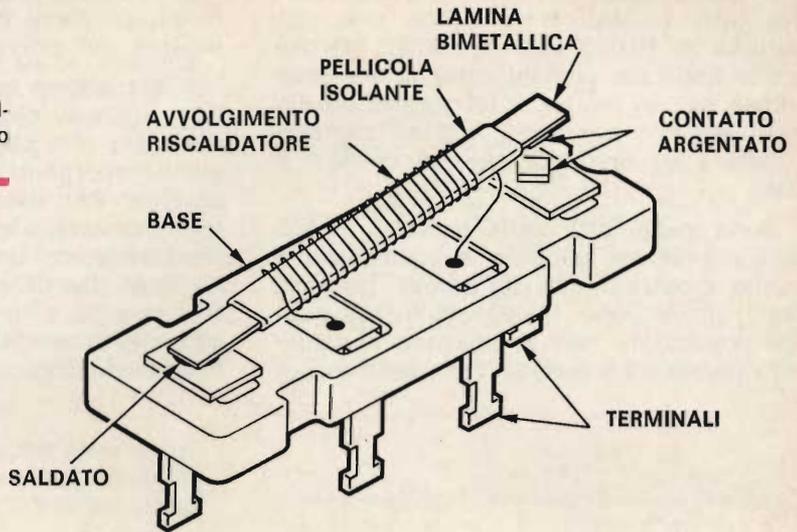


Aspetto interno dell'interruttore.

2

Elementi costitutivi dell'interruttore a ritardo termico.

3



Tra i numerosi fattori che determinano il tempo di intervento per applicazione di potenza all'avvolgimento riscaldatore fino all'incontro dei contatti, possiamo citare: i tipi e dimensioni delle lamine bimetalliche, la distanza tra i contatti, tipo e dimensione del filo dell'avvolgimento, ed infine la potenza applicata all'avvolgimento.

Tutti questi fattori sono stabiliti durante la fabbricazione o da determinate condizioni di impiego. Praticamente, la gamma di ritardo per interruttori di questo tipo è compresa tra 1 secondo e 2 minuti. Per pochi secondi è sufficiente una alimentazione di 2 W. Comunque, per un ritardo di 2 minuti, è necessaria una alimentazione di 8 W e una lamina bimetallica più massiccia.

Prima di esaminare le applicazioni tecniche per gli interruttori a ritardo termico, diamo uno sguardo alla gamma dei due tipi Littelfuse, l'816001 con ritardo da 3 a 6 secondi e l'816002 con ritardo da 1,5 a 3,5 secondi a 25°C di temperatura ambiente. Naturalmente, ambienti caldi danno una maggior velocità di chiusura, mentre ambienti più freddi danno maggior ritardo di chiusura. La curva della figura 4 mostra la influenza della temperatura ambiente su questi due interruttori.

Temperature estreme possono aumentare o diminuire il tempo di ritardo fino a 3 volte in assenza di un circuito compensatore.

Ambedue gli interruttori hanno molte caratteristiche in comune. La tensione di riscaldamento è 6,3 V efficaci e la corrente 0,31 A. La pressione di contatto nominale è 25 g; la resistenza di contatto 0,1  $\Omega$  e la rigidità dielettrica 1500 V.

L'impiego normale di questo interruttore è con una corrente di contatto di 6 A di tempo certo, 3 A non induttivi e 0,5 A induttivi. La lama non è del tipo a scatto così da prevenire scintille, ciò che costituisce un fattore chiave per limitare i disservizi per interruzione di corrente.

Il filo della resistenza ha un alto coefficiente di temperatura. Nell'istante iniziale è ammesso un picco elevato di potenza, seguito da una graduale diminuzione.

Il filo è isolato dalla lama da un dielettrico per alta temperatura che può lavorare a 200°C di esercizio.

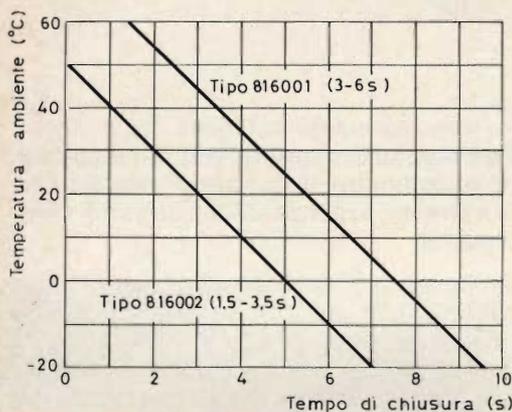
L'interruttore funziona egregiamente dopo essere stato sottoposto a vibrazioni prodotte da 10 a 55 colpi ad intervalli di 0,030" per 30 minuti in ogni direzione.

Le specifiche, per interruttori di questo tipo, generalmente danno una vita minima di 10.000 cicli operativi; perché molte delle più comuni applicazioni sono intese per un tempo di lavoro per giorno piuttosto che per uso continuo; ciò corrisponde ad una vita che va da 5 a 8 anni.

Sono state fatte delle prove a 10.000 cicli per alcuni campioni e queste prove hanno mostrato che si poteva lavorare bene anche dopo 125.000 cicli, ma queste prestazioni non si possono considerare normali. La gamma della tensione di

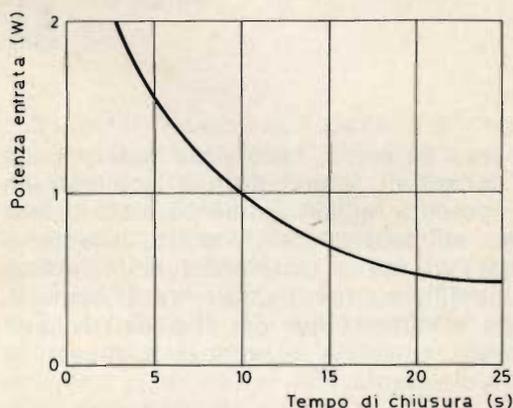
Al di sotto di un certo livello di potenza, il calore non può più essere sufficiente per provocare la chiusura.

L'interruttore termico può essere montato sia sul circuito stampato sia per fissaggio allo chassis per mezzo di terminali sporgenti dalla sommità del co-perchio. Per montaggio a pannello con foro centrale, viene adottata una flangia filettata come da figura 6. L'interruttore si fissa alla flangia piegando i terminali di fissaggio e la flangia viene fissata al pannello o al telaio per mezzo di una boccola filettata.



Influenza della temperatura ambiente sugli interruttori.

4



5 Curva di potenza tempo.

riscaldamento è limitata dalla massima tensione di entrata che può essere permessa.

Sostanzialmente, una più alta tensione di riscaldamento produce deformazioni permanenti nella lama.

Comunque è perfettamente accettabile usare minori potenze per aumentare la cadenza.

La figura 5 presenta la curva potenza-tempo per il tipo 816002. A 2 W o a piena potenza, il ritardo viene ad essere un poco più di 3 secondi.

A mezza potenza esso viene ad essere aumentato a 10 secondi.

Ad 1/4 di potenza il tempo di chiusura arriva a 23 secondi.

## APPLICAZIONI

Vi sono molte applicazioni, già realizzate o potenziali per un interruttore a ritardo termico. È possibile il controllo luminoso di garage e piani caricatori, sia per comandi di porte scorrevoli, sia per controllo fotoelettrico. Può mantenere acceso o far intervenire il comando pochi minuti dopo che il circuito si è chiuso e il veicolo ha lasciato il posto.

Nelle applicazioni radio, l'interruttore ritardato darà abbastanza tempo per preriscaldare B prima che venga applicata una maggior tensione proteggendo i tubi.

L'interruttore ritardato può essere usato come protezione nei circuiti di controllo della combustione per essere sicuri che una scintilla di accensione non si

verifichi prima che il combustibile sia introdotto nella camera di combustione.

Mentre sembrano esservi più applicazioni per i tipi a contatti normalmente aperti, possono trovare buon impiego anche tipi normalmente chiusi.

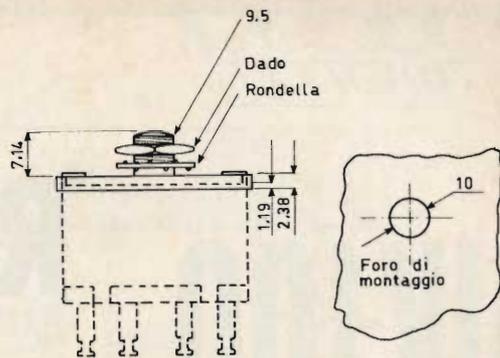
La figura 7 mostra un interruttore normalmente chiuso sensibile alla corrente, usato in un circuito a tempo di ripristino o in un circuito di rottura. Quando si raggiunge un determinato livello di corrente, il riscaldatore induce l'interruttore ad aprirsi disinserendo il circuito riscaldatore.

La lama allora si raffredda abbastanza da ristabilire il contatto ed il ciclo, se la corrente nel circuito sarà ancora abbastanza alta, si ripeterà.

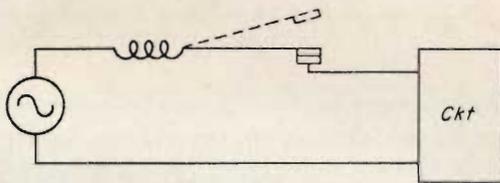
Un'applicazione molto popolare è costituita dal circuito di neutralizzazione automatica nella maggior parte dei ricevitori per televisione a colori. Poiché il tubo a raggi catodici è sensibile ad impurità nel colore causate dall'influenza del campo magnetico terrestre e da campi di apparecchiature elettriche vicine, è necessario smagnetizzare lo schermo magnetico del tubo. Prima questo era fatto periodicamente da un tecnico che usava una bobina di neutralizzazione. I costruttori di apparecchi per TV a colori hanno sviluppato il sistema per la neutralizzazione automatica disponendo delle bobine intorno al C.R.T. Uno dei circuiti opera come segue (fig. 8): quando l'interruttore viene girato nella posizione ON, il secondario del trasformatore di potenza viene alimentato in c.a. e smagnetizza la bobina attraverso la potenza fornita dal raddrizzatore e dal condensatore filtro. Il condensatore si scarica riducendo la smagnetizzazione del campo della bobina. Nel frattempo l'interruttore termico normalmente aperto, con il suo riscaldatore alimentato a 6,3 V dal secondario, ha iniziato a chiudersi.

L'interruttore chiude in pochi secondi e rimane chiuso.

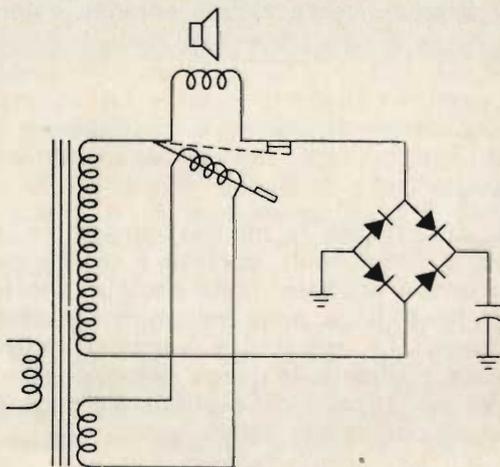
Quindi, prima che la bobina (set) sia riscaldata, la neutralizzazione è avvenuta. L'interruttore termico si adatta a un grande numero di variazioni includenti



6 Flangia filettata per il montaggio a pannello.



7 Circuito a tempo di ripristino.



8 Circuito di principio per la neutralizzazione automatica della bobina nei TVC.

contatti multipli, compensazione ambiente e altri controlli di corrente.

L'interruttore termico può anche essere ermeticamente sigillato ma sacrificando il basso costo.

L'essenziale semplicità della struttura di questo interruttore termico permette operazioni d'alta affidabilità.



# UK100

# MICRO RICEVITORE AM

Questa scatola di montaggio permette la realizzazione di un eccezionale ricevitore radio AM, senz'altro uno dei più piccoli del mondo. Il circuito elettrico, interamente formato da componenti miniaturizzati, consente risultati straordinari che rendono possibile un buon ascolto con auricolare, senza neppure usare alcuna antenna esterna.

**C**onsiderate le minime dimensioni di tutti i componenti, durante il montaggio occorrerà adottare molta cautela, specie nel fissaggio e nella saldatura dei componenti. Le resistenze vengono individuate mediante le fasce colorate stampate sul corpo, il cui significato è espresso dal codice dei colori:

nero	= 0	verde	= 5
marrone	= 1	blu	= 6
rosso	= 2	viola	= 7
arancio	= 3	grigio	= 8
giallo	= 4	bianco	= 9

Iniziando a leggere da una estremità del corpo le prime due fasce indicano le prime due cifre, mentre la terza fascia indica il numero degli zeri da aggiungere per avere il valore della resistenza espresso in ohm.

Lo stesso codice dei colori vale anche per i condensatori quando questi sono di piccole dimensioni, mentre se le dimensioni lo consentono viene stampato direttamente sul corpo il valore della capacità in microfarad.

I transistor impiegati in questo caso vengono individuati grazie all'anello colorato; la disposizione dei loro terminali, come pure quella dei diodi, è indicata nel disegno allegato alla scatola di montaggio.

Tutti i componenti vanno fissati sulla parte isolata del circuito stampato. Dato il tipo di montaggio molto compatto è consigliabile rivestire i terminali con tubetti di plastica isolante. Infilati i terminali negli appositi fori e lasciati sporgere non più di due millimetri dalla parte ramata, si procede alla saldatura che va eseguita in maniera rapida e precisa con un saldatore a punta sottile.

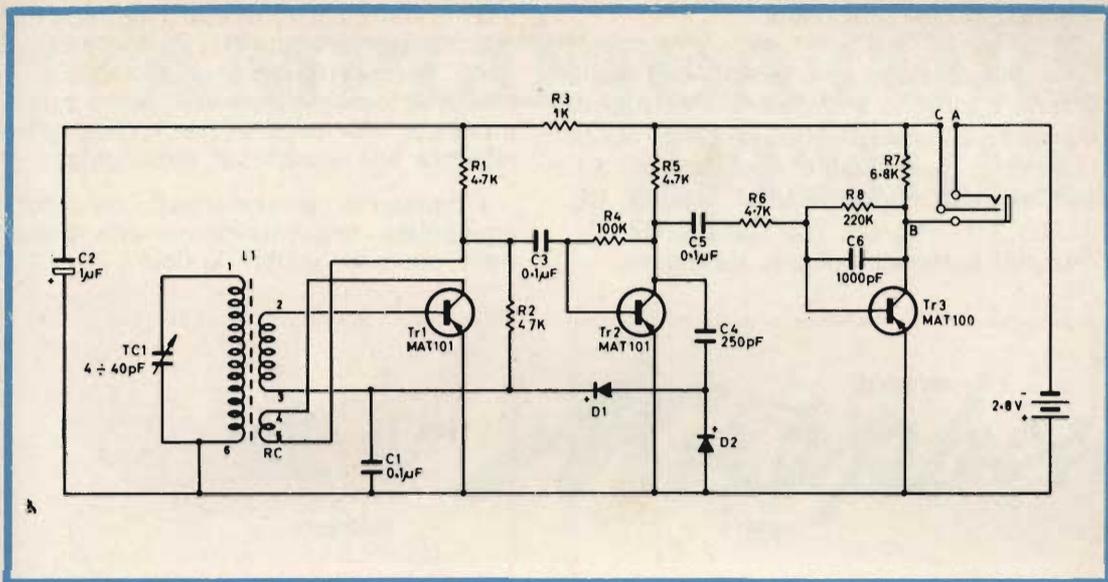


Fig. 1 - Schema elettrico.

## Funzionamento del circuito

Lo schema elettrico è mostrato in figura 1; esso è abbastanza semplice, per cui bastano poche parole ad illustrarne il funzionamento. Il segnale a radiofre-

quenza viene raccolto da L1 e dal condensatore variabile TC1, e poi amplificato da Tr1 e Tr2 prima della rivelazione. Il guadagno e la selettività vengono aumentati dalla reazione positiva applicata a L1 tramite la bobina di reazione RC. L'uscita a radiofrequenza da Tr2 viene inviata tramite C4 al rivelatore a doppio diodo (D1 e D2).

Il segnale rivelato è costituito da tre parti: un residuo di radiofrequenza che viene eliminato da C1; una tensione continua il cui livello è proporzionale all'intensità del segnale usato per controllare Tr1; un segnale audio che viene inviato alla base di Tr1.

A questo punto il segnale audio viene amplificato da Tr1, Tr2 e Tr3 e poi inviato al jack d'uscita. Il sistema di amplificare sia il segnale a radiofrequenza sia il segnale audio, permette di aumentare notevolmente la sensibilità dell'apparecchio. L'uso di microtransistor, funzionanti a bassa tensione, consente un minimo consumo di corrente; l'alimentazione è a 2,8 V mediante due pile al mercurio.

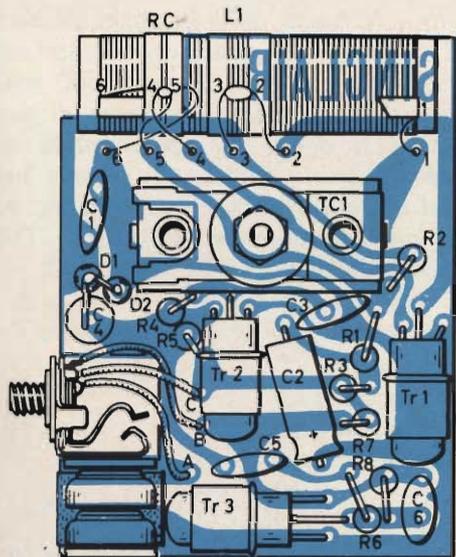


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

## Montaggio dei componenti

La disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato è mostrata in figura 2. È consigliabile adottare per il montaggio la seguente successione: L1, TC1, C1, C3, R2, R1, R3, R7, R6, R8, C6, R4, R5, Tr1, Tr2, C5, Tr3, C2, D1, D2, C4, fermagli batterie, jack per auricolare.

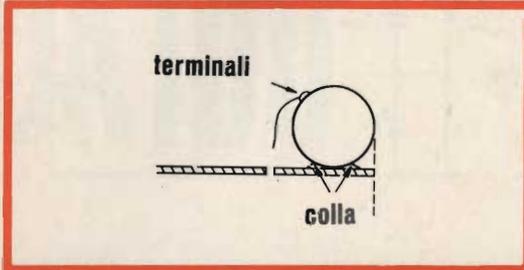


Fig. 3 - Montaggio dell'antenna L1.

L'antenna in ferrite L1 va incollata all'estremità destra sulla piastra, nella posizione indicata in figura 3; si estrae la bobina RC e si saldano prima gli avvolgimenti 1, 2, 3 e 6, quindi si infila nuovamente RC su L1 e si saldano i suoi terminali 4 e 5.

Il condensatore variabile TC1 deve essere fissato alla piastra come indicato in figura 4; nella stessa figura appare anche la manopola di sintonia, ma questa in realtà va inserita solo a montaggio ultimato.

Il montaggio di resistenze e condensatori non presenta difficoltà: tutte le resistenze sono disposte verticalmente ri-

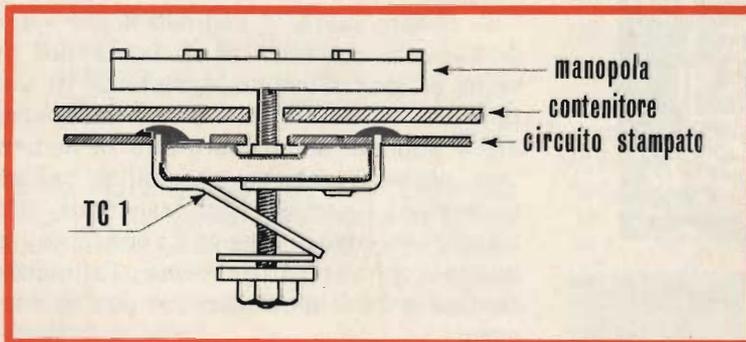


Fig. 4 - Fissaggio del condensatore variabile e della manopola di sintonia.

spetto alla piastra, inoltre i terminali dei condensatori a disco C1, C3, C5 e C6, devono essere ripuliti fino alla radice, in modo da poter disporre il corpo proprio attaccato alla piastra (vedi illustrazione allegata alla scatola di montaggio).

I transistor vanno disposti con il corpo appoggiato orizzontalmente alla piastra, nelle posizioni visibili in figura 2.

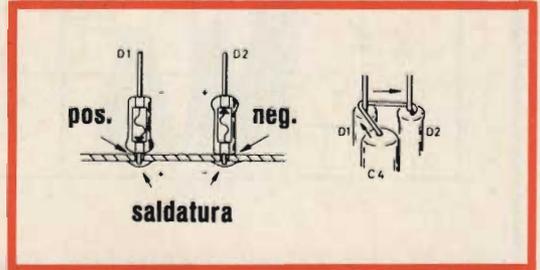


Fig. 5 Sistema di fissaggio dei diodi e del condensatore C4.

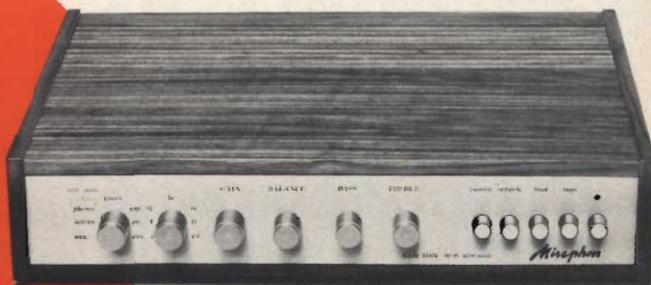
L'assemblaggio di D1, D2 e C4 appare in figura 5; essi vanno montati verticalmente ed i loro terminali superiori vanno uniti assieme. Attenzione all'identificazione dei terminali dei diodi; sottolineiamo che il positivo (anodo) appare come una piccola semisfera attraverso il corpo in vetro. I fermagli delle batterie vanno saldati sugli appositi spazi del circuito stampato; questi spazi devono poi essere ricoperti incollandovi un pezzo di nastro isolante il quale va poi rivoltato sulla parte superiore (figura 6). Come batteria al mercurio da 1,4 V si possono adottare per esempio le Hellesens (G.B.C. I/138-3).

# AMPLIFICATORE STEREO

44 + 44

*Miraphon*

MST 4



Z/756

## CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza max di picco su $8 \Omega$	: 44 + 44 W
Risposta in frequenza	: 10 ÷ 80.000 Hz $\pm$ 1 dB
Distorsione	: $\leq$ 0,25 %
Regolazione bassi	: + 15 — 15 dB a 50 Hz
Regolazione alti	: + 15 — 15 dB a 10.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo	: $\geq$ 70 dB
Ingressi	: N° 3 basso livello N° 4 alto livello
Transistori impiegati	: N° 20 + 4 diodi
Dimensioni	: 448 x 100 x 330 mm
Prezzo listino	: L. 137.200

**RICHIEDETE I CATALOGHI MIRAPHON ALLA G.B.C. ITALIANA**

## Taratura e assemblaggio

La taratura va eseguita ad orecchio, ascoltando attraverso l'auricolare collegato all'apposito jack. Svitando la vite

Ora il lavoro è finito: il vostro piccolo « scatolino » è pronto ad accompagnarvi garbatamente in qualsiasi luogo e a qualsiasi ora. Buon divertimento!

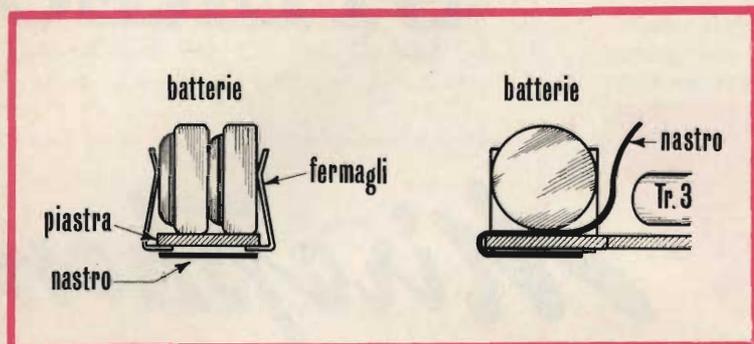


Fig. 6 - Sistema di fissaggio dei fermagli e delle batterie.

del condensatore variabile TC1, fino a che la lamina del variabile è completamente allargata, si deve riuscire a sentire una o due stazioni trasmettenti. Quindi spostare RC lungo L1 fino a sentire un fischio ed un ronzio; eventualmente provare ad infilare RC in senso opposto. Ora avvitando la vite si devono sentire altre stazioni e l'apparecchio è pronto per l'assemblaggio finale. Per questo si fa passare il jack per cuffia nel foro dello scatolino contenitore e lo si blocca con il proprio dado. Quindi togliere vite e rondella da TC1, introdurre al suo posto il perno della manopola di sintonia e fissarlo con rondella isolante e dado (vedi figura 4); la bobina RC va ora spostata lungo L1 fino a trovare il punto limite oltre il quale comincia il fischio.

Sintonizzarsi su una stazione nota, quindi togliere la carta protettiva dal retro della scala graduata e incollarla alla manopola, in modo da leggere l'esatta frequenza in corrispondenza del punto di riferimento sulla scatola.

Seguendo questo accorgimento l'utente sarà in grado di scegliere le stazioni trasmettenti che più desidera. Ricordiamo che l'apparecchio entra in funzione solo inserendo il jack dell'auricolare.

DESCRIZIONE	N.
Resistenze R1, R5, R6 - 4,7 k $\Omega$	3
Resistenza R2 - 47 k $\Omega$	1
Resistenza R3 - 1 k $\Omega$	1
Resistenza R4 - 100 k $\Omega$	1
Resistenza R7 - 6,8 k $\Omega$	1
Resistenza R8 - 220 k $\Omega$	1
Condensatori C1, C3, C5 - 0,1 $\mu$ F	3
Condensatore C2 - 1 $\mu$ F elettr.	1
Condensatore C4 - 250 pF	1
Condensatore C6 - 1.000 pF	1
Diodi D1, D2	2
Transistor Tr1 - MAT 101 (marrone)	1
Transistor Tr2 - MAT 101 (rosso)	1
Transistor Tr3 - MAT 100 (arancio)	1
Antenna ferrite L1	1
Circuito stampato	1
Jack per auricolare	1
Auricolare	1
Manopola di sintonia	1
Scala graduata	1
Contenitore	1
Dadi e rondelle	

N.B. - I terminali del jack per auricolare vanno piegati secondo il profilo visibile in figura 2.

Kit completo UK/100 - SM 1100  
in confezione « Self-Service ».  
Prezzo di listino L. 7.700.

# Hirschmann



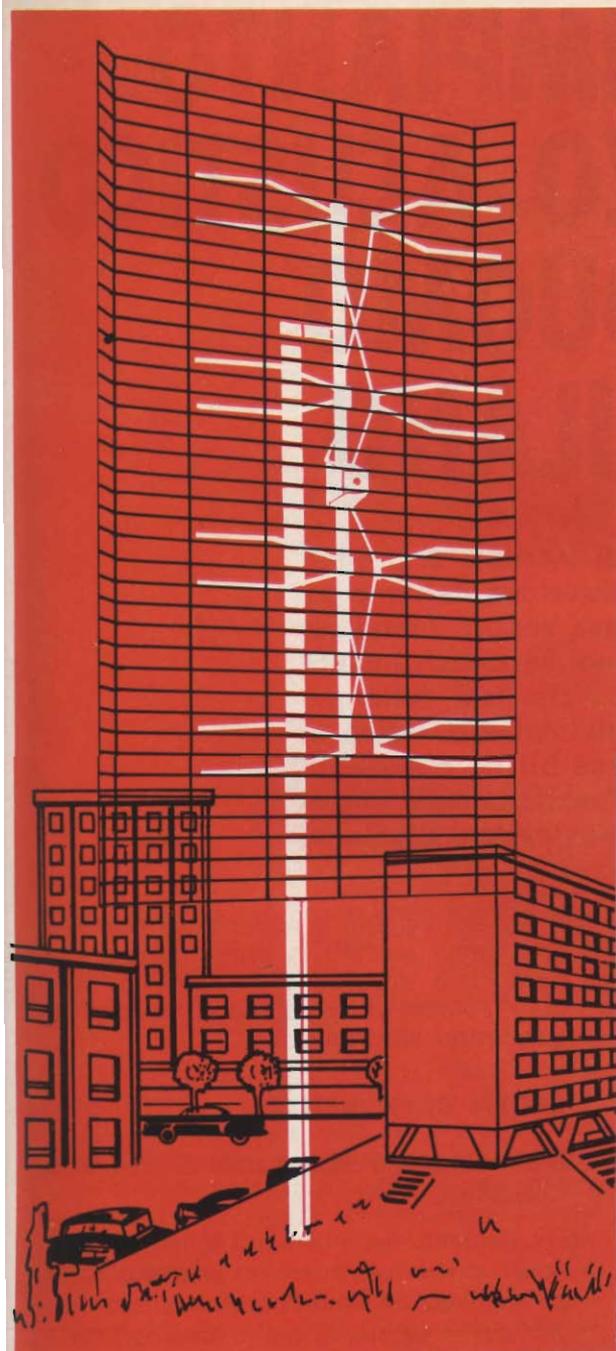
Richard Hirschmann, 73 Esslingen, P.O.B. 110, West-Germany

**8 Dipoli**  
**Guadagno 14dB**  
**Rapporto Av-In 25dB**

Catalogo N°

*Voici  
l'antenne  
de nouvelle  
conception*

**ANTENNA UHF**  
**A LARGA BANDA**  
**CON RIFLETTORI A GRIGLIA**



# NUOVO IMPIANTO DI RINFORZO ACUSTICO DEL DUOMO DI MILANO

**Vengono esaminati i criteri di progettazione nella realizzazione dell'impianto di amplificazione sonora installato nel Duomo di Milano. Successivamente vengono riportati i risultati delle misure effettuate sull'impianto. Infine si descrivono le possibilità d'impiego. L'impianto è stato eseguito dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.**

**U**n problema che frequentemente si presenta al progettista di impianti di sonorizzazione è quello relativo al rinforzo del parlato in edifici destinati allo svolgimento di funzioni religiose; in questo caso gli impianti si differenziano soprattutto per la distanza talvolta notevole fra oratore ed ascoltatori e per le caratteristiche architettoniche dell'ambiente. Queste due circostanze si riscontrano in modo particolare nel Duomo di Milano. Le caratteristiche architettoniche dell'edificio e la completa assenza di superfici capaci di assicurare un'efficace assorbimento dell'energia sonora irradiata hanno, in passato, reso difficoltosa la realizzazione di impianti tali da consentire una buona intelligibilità del parlato ed una uniforme distribuzione delle zone utili di ascolto.

Il progressivo sviluppo delle tecniche connesse ai problemi di irradiazione elettroacustica ed i più razionali criteri di progetto adottati hanno consentito di realizzare un impianto altamente funzionale.

Qui nel seguito si esporranno i principi che hanno guidato la progettazione, con particolare riguardo allo studio dei parametri relativi al tipo e alla ubicazione dei trasduttori elettroacustici.

## **CRITERI DI PROGETTO**

### **Determinazione della banda di frequenza riprodotta.**

L'impianto del Duomo di Milano può essere considerato come un esempio tipico di impianto di sonorizzazione atto a funzionare in ambiente molto riverberante e di vaste dimensioni.

Il problema della determinazione della banda di frequenza ottima da utilizzare nella sonorizzazione di ambienti così vasti è legato essenzialmente al tipo di sorgente sonora che si vuole amplificare ed al tempo di riverberazione dell'ambiente.

Il Duomo di Milano presenta un tempo di riverberazione eccezionalmente elevato, dell'ordine dei 13 secondi a chiesa vuota e con presumibile diminuzione a 6 secondi con chiesa affollata.

Un criterio essenziale per limitare verso il basso la banda di frequenza è quello di evitare di introdurre nell'ambiente

tazione. Accurate prove hanno dimostrato che la potenza acustica concentrata nelle armoniche superiori alla quarta è estremamente ridotta e tale comunque da rendere inapprezzabile l'introduzione di eventuali limitazioni di frequenza, superiori ai 10.000 Hz, specie se la sorgente sonora è la voce umana. Una banda superiore ai 7.000 Hz è opportuna solo nel caso di par-

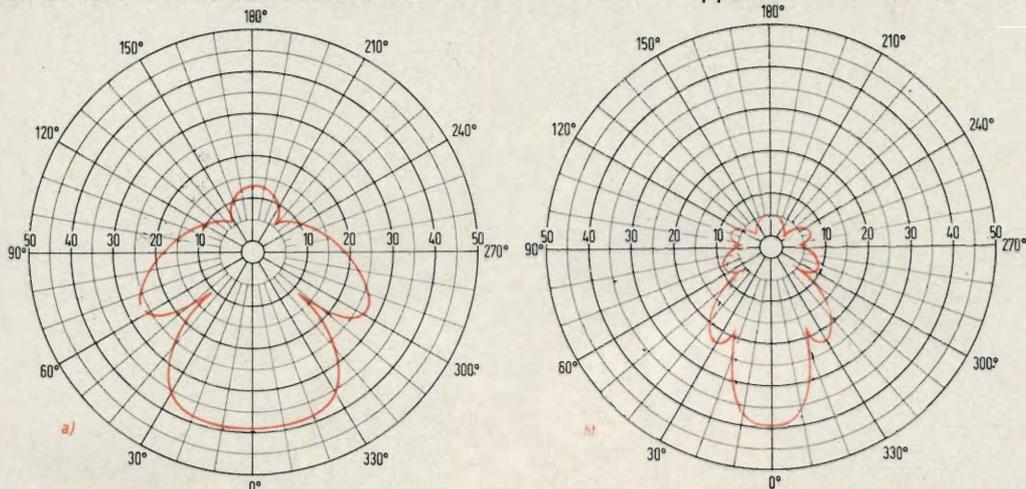


Fig. 1 - Diagrammi di direttività orizzontale (a) e verticale (b) del trasduttore utilizzato nell'impianto.

le frequenze più basse dello spettro acustico al fine di prevenire l'eccitazione delle frequenze naturali di risonanza, tanto più basse quanto maggiori sono le dimensioni dell'edificio.

La limitazione verso il basso della banda trasmessa trova ulteriori giustificazioni nel fatto che nella gamma delle basse frequenze si concentra solitamente un'elevata potenza acustica e che inoltre le basse frequenze si propagano, in un ambiente del tipo in questione, con grande facilità a causa dello scarso assorbimento che le superfici marmoree presentano rispetto a queste frequenze. Per conseguenza l'attenuazione delle basse frequenze nella riproduzione a mezzo di trasduttori elettroacustici è legalmente compensata dal minor assorbimento dell'ambiente.

Nel caso in questione le frequenze basse sono attenuate fino a 300-400 Hz. Per quanto riguarda la gamma delle alte frequenze, valgono i seguenti criteri di valu-

colari riproduzioni musicali: esigenze di equilibrio tonale della banda trasmessa consigliano anch'esse un tale valore di limitazione.

La soluzione adottata prevede perciò un'attenuazione dell'intensità sonora a partire da 7.000 Hz circa, il cui valore è però tale che la banda utile riprodotta (intesa come la banda in cui il livello sonoro diminuisce più di 10 dB rispetto al livello medio nella ottava di massima emissione) termina a 10.000 Hz. Nel caso che debba venir diffusa musica o canto, è stata prevista la possibilità di regolazione dei toni alti, per ottenere una elevata fedeltà di riproduzione.

### Scelta e ubicazione dei trasduttori

Per quanto riguarda la scelta e l'ubicazione dei trasduttori, da cui dipende la distribuzione dell'intensità sonora in tutte le zone del tempio, si è partiti da precedenti esperienze. Queste hanno dimo-stra-



Fig. 2 - Linea di suono con regolatore di volume.

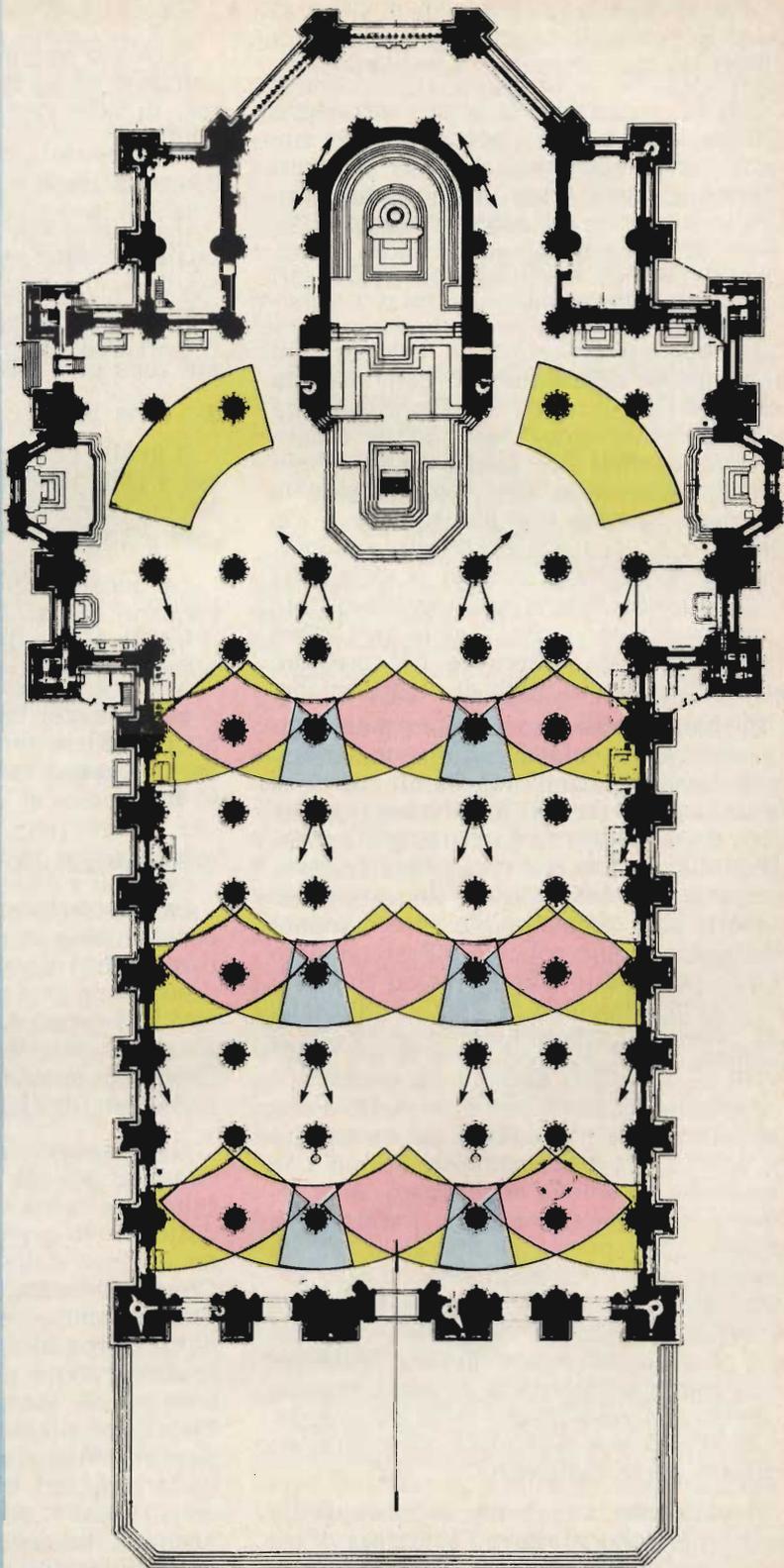


Fig. 3 - Distribuzione teorica delle zone d'ascolto. Vedi descrizioni dettagliate nel testo.

to che soltanto con l'impiego di linee di suono si potevano ottenere nel Duomo di Milano risultati abbastanza soddisfacenti.

Con la progettazione e la costruzione di linee di suono più rispondenti alle moderni teorie sull'irradiazione di sorgenti direzionali, i progettisti hanno potuto trovare la soluzione più adatta di questo problema di sonorizzazione. La figura 1 mostra le curve di direttività dei trasduttori impiegati nell'impianto.

Si vogliono ora porre in evidenza gli elementi che consentono di realizzare una uniforme distribuzione del suono su tutta la zona interessata, evitando di creare dannosi squilibri di livello sonoro; tali squilibri provocano infatti solitamente la creazione di zone ove più agevole è l'ascolto, con conseguente locale addensamento di persone, a scapito di altre zone meno favorite. Poiché non sempre queste zone coincidono con quelle a buona visuale, si può ingenerare nei presenti un pregiudizievole stato di disattenzione.

Si ritiene opportuno sottolineare l'effetto negativo di tale situazione sull'attenzione prestata dagli ascoltatori, come è dimastrato da recenti esperimenti di studiosi di psicologia funzionale. Tali esperimenti dimostrano che il coefficiente di ritenzione delle informazioni ricevute attraverso la sola via auditiva è sensibilmente inferiore a quello relativo all'eccitamento congiunto delle facoltà visive ed auditive; il crescente impiego di mezzi audiovisivi per favorire l'apprendimento si ricollega appunto a queste teorie.

Ponendo la determinazione spaziale dell'onda irradiata, deducibile dai diagrammi di fig. 1, in opportuna correlazione con l'area che si voleva sonorizzare, si è ottenuta la disposizione dei trasduttori riportata nella pianta di fig. 3. In questa pianta si sono schematizzate le aree coperte da ciascun trasduttore sotto forma di settori di colonna circolare, ove i raggi e gli archi delimitano la zona entro cui la massima differenza di livello ammessa rispetto al livello medio di 96 dB è uguale o inferiore a 3 dB. Tali aree vengono indicate come isofoniche.

Analizzando la sovrapposizione delle aree isofoniche, si rileva l'esistenza di tre zone caratteristiche di ascolto;

### 1. zona gialla

Il livello sonoro ivi esistente è quello generato da un solo trasduttore, cioè trattasi di area isofonica a 96 dB di livello medio;

### 2. zona rossa

Il livello sono è ivi dovuto alla sovrapposizione delle aree isofoniche di due trasduttori, che singolarmente producono un livello di 96 dB. La somma dei due valori dà un livello medio di ascolto in questa zona pari a 99 dB;

### 3. zona blu

Il livello sonoro è ivi dato dalla somma dei livelli prodotti da tre trasduttori. Il livello complessivo medio risulta quindi pari a 102 dB.

Le considerazioni che precedono confermano quindi, in linea di principio, che il livello medio di ascolto risulta uguale o superiore a 102 dB per il 50%.

Le aree dei bracci laterali del Duomo sono sufficientemente coperte ciascuna da un solo trasduttore sistemato come in figura.

## Sincronizzazione delle emissioni sonore

La precedente trattazione sulla distribuzione delle zone di ascolto prospicienti i trasduttori è valida solo nell'ipotesi che il suono da essi generato non venga alterato dal suono emesso dai trasduttori di altre file; tale fenomeno infatti pregiudicherebbe sostanzialmente la geometria delle zone di ascolto.

Dalla disposizione dei trasduttori si deduce facilmente che le aree isofoniche relative alla seconda e terza fila di trasduttori sono modificate dall'arrivo del suono emesso dalla o dalle file precedenti. Questo fenomeno, di per sé assai grave, è ulteriormente peggiorato dal fatto che detto suono è in forte ritardo acustico rispetto al suono di provenienza diretta. Ad esempio, la zona d'ascolto della seconda fila riceve il suono diretto dei suoi trasduttori, più il suono, ritardato di 100 ms, dei trasduttori della prima fila. La terza zona riceve il suono diretto, quello della seconda fila ritardato di 100 ms e quello della prima fila ritardato di 200 ms.

In tali condizioni, la intelligibilità del parlato risulta gravemente compromessa. Per tale motivo è stato utilizzato uno speciale dispositivo capace di alimentare le tre file di trasduttori con un segnale elettrico ritardato progressivamente di 100 ms per la seconda fila e di 200 ms per la terza. In questa situazione il suono generato dalla prima fila di trasduttori giunge in qualsivoglia zona d'ascolto sempre sincronizzato al suono generato localmente, eliminando così i noti e dannosi effetti di mascheramento e di eco.

## RILIEVI PRATICI

Per stabilire le caratteristiche elettroacustiche dell'impianto è stata effettuata una vasta serie di misure di diverso genere.

Innanzitutto sono state rilevate le curve isofoniche, relative cioè a punti in cui giunge un eguale livello sonoro. A questo scopo è stata utilizzata una apparecchiatura mobile, munita di microfoni, fonometri e sistemi di registrazione dei dati. I risultati ottenuti sono stati riportati su un reticolo riprodotte la pianta del Duomo. In base a questo rilevamento si può dire che la realizzazione pratica dell'impianto ha perfino superato i dati teorici relativi alla distribuzione delle zone d'ascolto: infatti lo scarto massimo tra i vari livelli non supera i 7 dB. Oltretutto si è ottenuto un progressivo decremento dell'intensità sonora dall'altare verso l'ingresso, in modo da riprodurre nell'uditorio la reale sensazione che si prova avvicinandosi alla sorgente viva della parola.

L'intensità sonora di un impianto di amplificazione è un elemento soltanto quantitativo di giudizio, poichè non entra nel merito del tipo di suono generato.

Per un buon ascolto è infatti necessario che la qualità del suono riprodotto dal trasduttore sia il più possibile simile a quella del suono originario, evitando che l'introduzione di componenti spurie influenzi sgradevolmente l'ascolto. Tali componenti spurie o distorsioni possono aver origine in tutti i numerosi elementi che compongono la catena di amplificazione e di trasduzione; condizione necessaria perché un impianto sia qualitativamente va-

lido è che queste distorsioni non superino complessivamente determinati limiti.

Dalle misure eseguite, è risultata una percentuale di distorsione armonica inferiore al 2%, con l'impianto funzionante al 77% della potenza massima, cioè già in condizioni di creare nel tempio un elevatissimo livello sonoro.

Un valore così ridotto di distorsione armonica conferisce all'impianto un'eccellente fedeltà di riproduzione.

Anche le curve di risposta ottenute hanno rispettato le previsioni teoriche abbastanza da vicino: entro 5 dB la banda trasmessa va da circa 300 Hz fino oltre 6.000 Hz.

Le prove più delicate e di più difficile realizzazione sono state senz'altro quelle destinate a rilevare le caratteristiche d'intelligibilità del parlato; difficili perché sono state necessariamente effettuate con metodi soggettivi. Infatti i rilievi sono stati basati sulle impressioni raccolte da un certo numero di persone, disposte in vari punti all'interno del Duomo, ad ascoltare una sequenza di parole trasmessa attraverso l'impianto. Per ridurre le possibilità di errori soggettivi gli ascoltatori sono stati cambiati di posto nel corso di prove successive, inoltre si è tenuto conto di eventuali errori di pronuncia del lettore.

A conclusione si sono ottenuti risultati molto soddisfacenti: l'intelligibilità è ottima tranne che nelle zone dei bracci laterali del tempio; tuttavia anche questa deficienza è scomparsa ripetendo le prove in condizioni di affollamento della chiesa, quando il suono riflesso dalle pareti laterali viene maggiormente attenuato.

## STRUTTURA DELL'IMPIANTO

Le apparecchiature componenti l'impianto (vedi schema elettrico a blocchi in fig. 4) consentono di ottenere le seguenti prestazioni.

— preamplificazione ed amplificazione di segnali provenienti da 30 microfoni con regolazione individuale di livello a mezzo di dosatori a cursore e successiva miscelazione. Di questi microfoni 26 sono previsti per il tempio e 4 per la cantoria;

- amplificazione di un segnale prelevato da una linea telefonica scelta tra tre in arrivo con regolazine di volume indipendente e possibilità di diffusione di detto segnale miscelato con quelli provenienti dai microfoni del tempo;
- amplificazione di un segnale proveniente da uno dei due preamplificatori installati rispettivamente sull'altare della « Madonna dell'Albero » e sull'altare di « San Giovanni Bosco » con possibilità di miscelazione con tutti gli altri segnali;
- inserzione telecomandata dei due impianti autonomi dei due altari laterali indipendentemente dalla presenza dell'operatore al banco di comando e non condizionati al funzionamento dell'impianto del tempo;
- possibilità di inserire o disinserire dal banco di comando uno dei due impianti degli altari laterali con precedenza sui comandi locali;
- inserzione telecomandata di 20 linee di distribuzione agli altoparlanti operata dal banco di comando, con lampada di conferma di linea inserita;

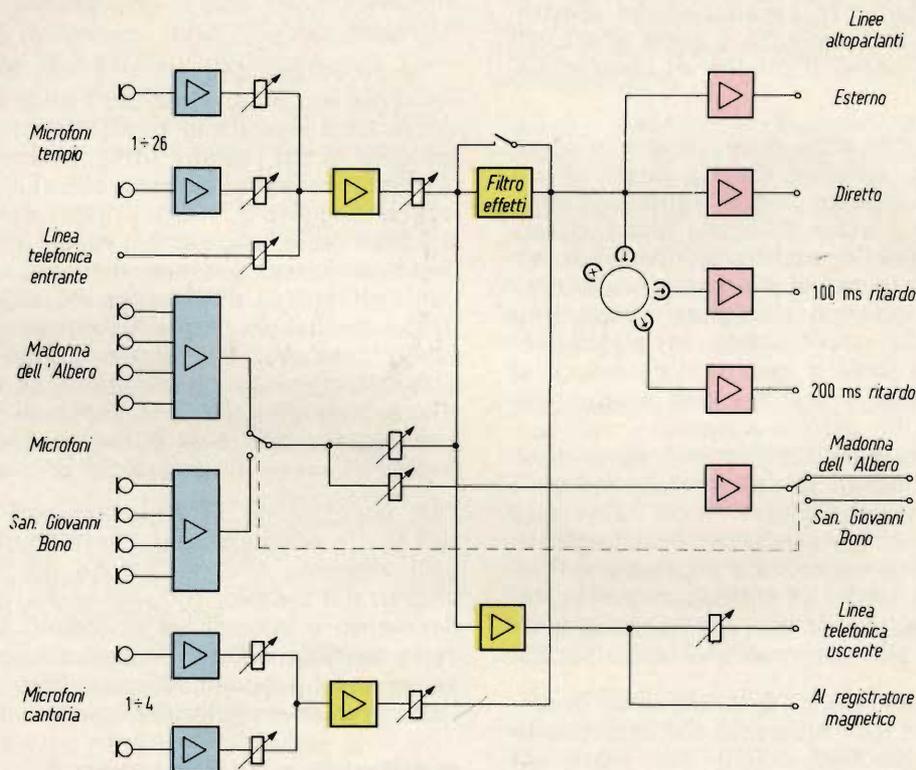


Fig. 4 - Schema elettrico a blocchi dell'impianto.

- regolazione generale di volume delle 26 linee microfoniche del tempo;
  - regolazione generale di volume delle quattro linee microfoniche della cantoria;
  - funzionamento contemporaneo dei trasduttori del tempo e del sagrato.
- Sul banco di comando sono inoltre possibili:

- controllo acustico e strumentale di tutte le linee entranti;
- un controllo acustico inseribile sulle uscite generali dei microfoni del tempio, della cantoria e sulla miscelazione

La centrale di amplificazione può erogare una potenza nominale di 1270 W ottenuti con l'uso di quattro unità di 300 W per la sonorizzazione del tempio e del sagrato e con una unità di 70 W per gli im-

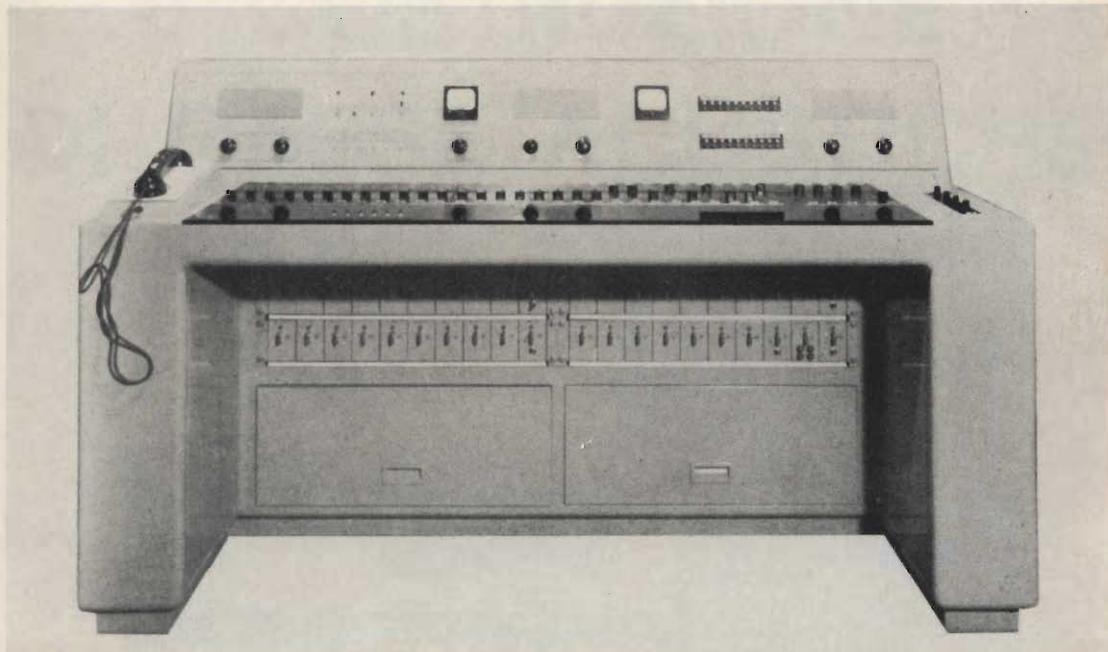


Fig. 5 - Vista frontale del tavolo di regia.

di tutti i segnali sia prima che dopo il filtro-effetti;

- il controllo strumentale del segnale in uscita dal banco di comando.

pianti degli altari laterali. È completata da una sesta unità di 300 W di riserva, inseribile con rapida manovra mediante connettore ad innesto.

**FIRENZE**



VIA G. MILANESI, 28/30  
TELEF. 486.303

**LIVORNO**

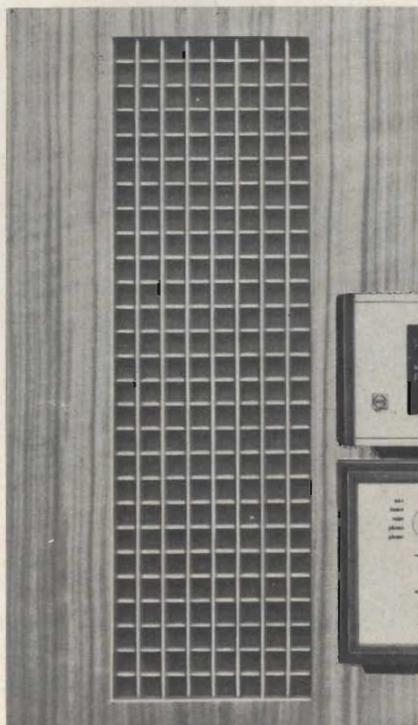


VIA DELLA MADONNA, 48  
TELEF. 31.017

**SALE DI AUDIZIONE HI-FI**

# Barran's

COSTRUITO SU LICENZA GARRANZ



## HI-FI



**Amplificatore stereo 50 W mod. G/PA50** - Potenza musicale per canale: 25 W - Distorsione: 0,2%

Risposta di frequenza: 10 ÷ 60.000 Hz - Impedenza: 4-8-16Ω - Dimensioni: 385x150x280 - **Z/670**

**Amplificatore di potenza stereo mod. G/AP140** - Potenza music. per canale: 50 W - Distorsione: 0,1%

Risposta di frequenza: 5 ÷ 100.000 Hz - Impedenza: 4-8-16Ω - Dimensioni: 400x185x260 - **Z/672**

**Preamplificatore stereo mod. G/P140** - Controlli: alti, bassi antirombo, antifruscio, fisiologico

Ingressi: microfono, testina magnetica di registrazione, sintonizzatore, registratore

Rapporto segnale/disturbo: 80 dB - Dimensioni: 410x150x210 - **Z/674**

**Sintonizzatore FM stereo mod. G/S1** - Impedenza d'antenna: 300Ω - Distorsione: 0,2%

Risposta di frequenza: 30 ÷ 20.000 Hz - Dimensioni: 377x110x230 - **Z/676**

**Diffusore acustico a tre vie mod. G/SMB 15** - Potenza: 15 W - Impedenza: 8Ω

Risposta di frequenza: 35 ÷ 15.000 Hz - Dimensioni: 380x660x270 - **A/868**

**Diffusore acustico a due vie mod. G/SMB 20** - Potenza: 20 W - Impedenza: 16Ω

Risposta di frequenza: 30 ÷ 25.000 Hz - Dimensioni: 760x800x370 - **A/868-2**

**Diffusore acustico a tre vie mod. G/SMB 30** - Potenza 30 W - Impedenza: 8Ω

Risposta di frequenza: 25 ÷ 25.000 Hz - Dimensioni: 760x800x440 - **A/868-4**



# CALCOLO E COSTRUZIONE DI CASSE ACUSTICHE BASS REFLEX

Si descrive come realizzare casse acustiche bass reflex, con ottime caratteristiche con l'aiuto di semplici nomogrammi e con pochi strumenti alla portata di tutti.

**F**ra i vari tipi di casse acustiche, quelle di tipo «bass reflex» presentano il maggior numero di fattori positivi a loro vantaggio. Essi sono il costo, la complessità, le prestazioni, le dimensioni. L'unico elemento a loro sfavore è la difficoltà di progetto, che però ora è stata superata dagli studi di una nota casa costruttrice di altoparlanti e riassunti nel presente articolo. I risultati dei calcoli sono stati posti sotto forma di nomogrammi, cioè di grafici che permettono di ottenere gli stessi risultati degli sperimentatori senza dover rifare calcoli spesso lunghi e difficili.

## Calcolo

Bisogna prima di tutto conoscere la risonanza dell'altoparlante che si intende usare in aria libera e racchiuso in una cassa di un determinato volume, chiamato «standard box».

Per far questo occorrono un oscillatore di bassa frequenza, anche di tipo economico, un voltmetro elettronico, o comunque ad alta impedenza d'ingresso e un

resistore da 100 a 1000 ohm. Quest'ultimo valore verrà scelto a seconda della tensione fornita dal generatore e dalla sensibilità del voltmetro, comunque si sceglierà il valore più alto possibile.

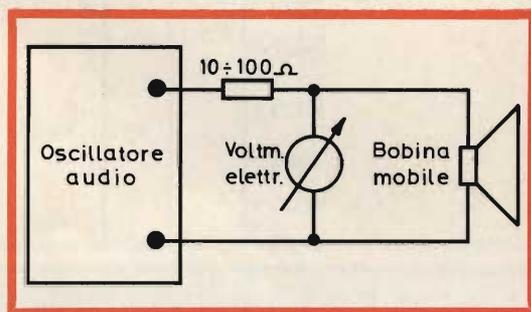


Fig. 1 - Circuito per determinare la frequenza di risonanza.

Si collegano ora gli strumenti come indicato in fig. 1. È sufficiente esplorare con il generatore la gamma delle frequenze

Tabella 1 - STANDARD BOX

Diametro altopar.	A (cm)	B (cm)	C (cm)
20	25	22	17
25	36	21	22
30	36	21	27

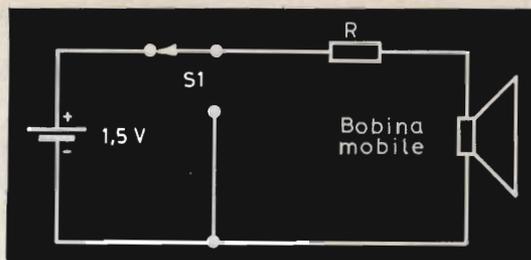


Fig. 2 - Circuito per determinare lo smorzamento.

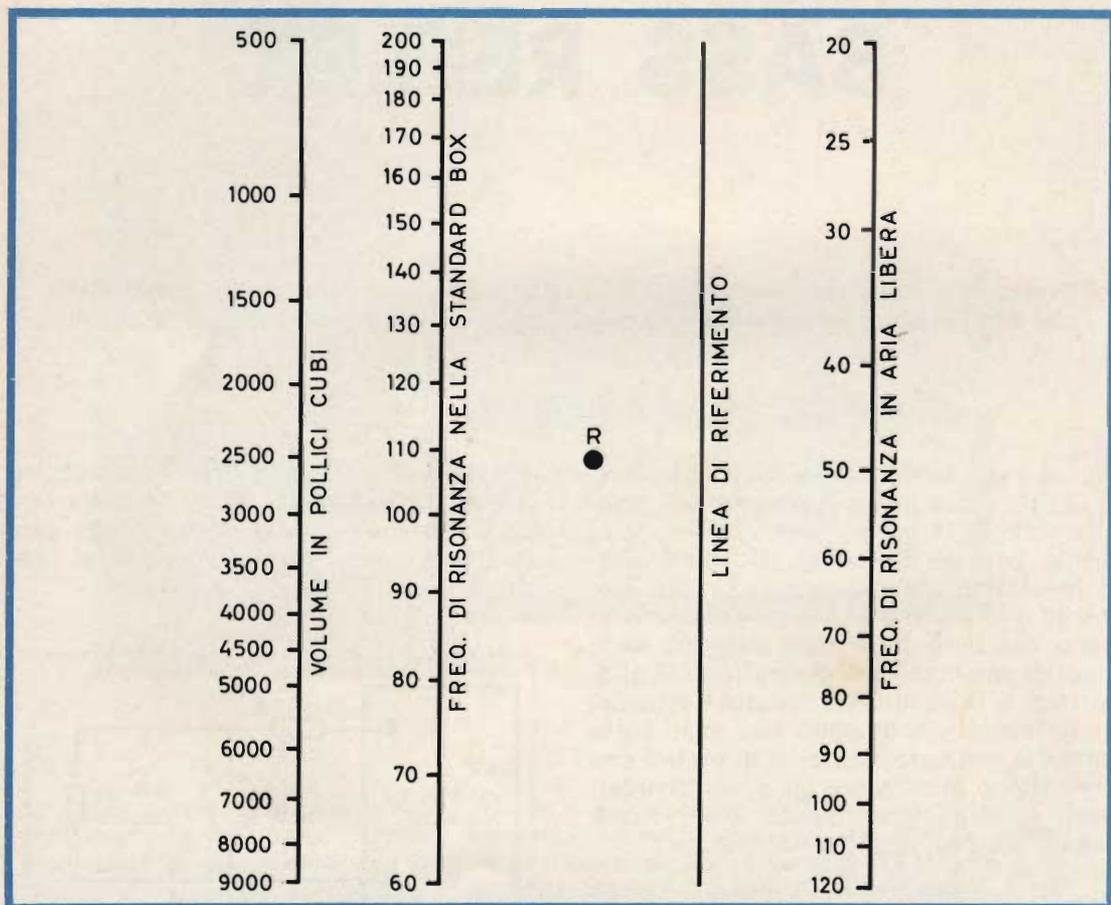


Fig. 3 - Nomogramma per altoparlanti da 20 centimetri.

molto basse (dai 20 ai 100 Hz circa) e tenere d'occhio la lancetta del voltmetro. Quando si passerà per la frequenza di risonanza dell'altoparlante si avrà un picco nella lettura. Si prende nota di questo valore. Per trovare la risonanza dell'altoparlante nello « standard box » occorre

naturalmente costruire lo « standard box ». Questo non è altro, appunto, che una scatola di dimensioni nte. Le dimensioni variano a seconda del diametro dell'altoparlante usato e si trovano in tabella 1. Occorre curare bene la costruzione dello standard box: usare viti e abbondante col-

la e sigillare accuratamente tutte le fessure. È sufficiente appoggiare l'altoparlante sul foro dello standard box (all'esterno naturalmente) e usando la stessa disposizione strumentale di fig. 1 trovare la risonanza dell'altoparlante nello standard box. Durante le misure è conveniente esercitare una certa pressione sull'altoparlante in modo da migliorare la tenuta fra questo e lo standard box. Allo scopo è sufficiente premere con una mano l'altoparlante contro lo standard box. Il valo-

La procedura da usare è la seguente:

1. Localizzare, sulla scala di destra, il valore della frequenza di risonanza in aria libera trovato.
2. Localizzare sulla scala contrassegnata « risonanza nello standard box », la frequenza trovata appunto nella misura con standard box.
3. Unire i due punti trovati in 1 e 2 con una retta.

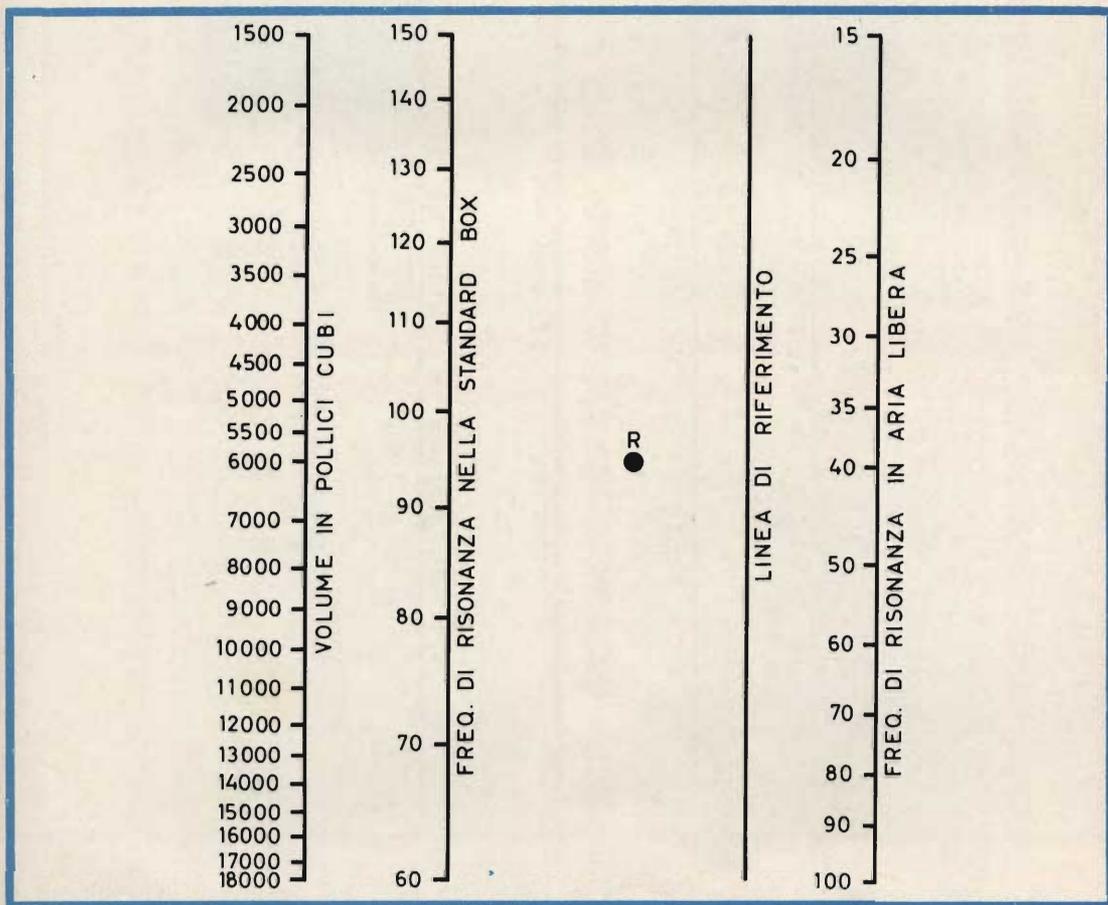


Fig. 4 - Nomogramma per altoparlanti da 25 e 30 centimetri.

re trovato questa volta sarà maggiore delle prime misure e può essere da due a quattro volte le risonanze in aria libera.

A questo punto, usando uno dei nomogrammi di fig. 3 o 4, a seconda del diametro dell'altoparlante da usare, si sceglie il valore del volume della cassa acustica.

4. Tracciare una retta passante per l'intersezione della retta tracciata in 3 con la linea di riferimento e il punto fisso R.

5. La retta tracciata in 4 intersecherà la scala di sinistra in un punto che indica il volume della cassa in pollici cubi.

Una volta ottenuto il volume della cassa le sue dimensioni possono essere ricavate dal nomogramma di fig. 5. Si ha così il doppio vantaggio di evitare la fatica di trovare le dimensioni per tentativi e di ottenere dal nomogramma le dimensioni che meglio armonizzano fra di loro secondo i dettami dell'industrial design. Chi ha comunque delle particolari esigenze è libero di scegliere le dimensioni, cercan-

la larghezza e la profondità della cassa in centimetri e si possono leggere collegando con una linea le due scale esterne, naturalmente in corrispondenza del valore di volume trovato in precedenza. Attenzione però: il volume trovato è quello interno della cassa; quindi alle tre dimensioni ora trovate, occorre aggiungere una quantità corrispondente allo spessore del legno che si intende usare.

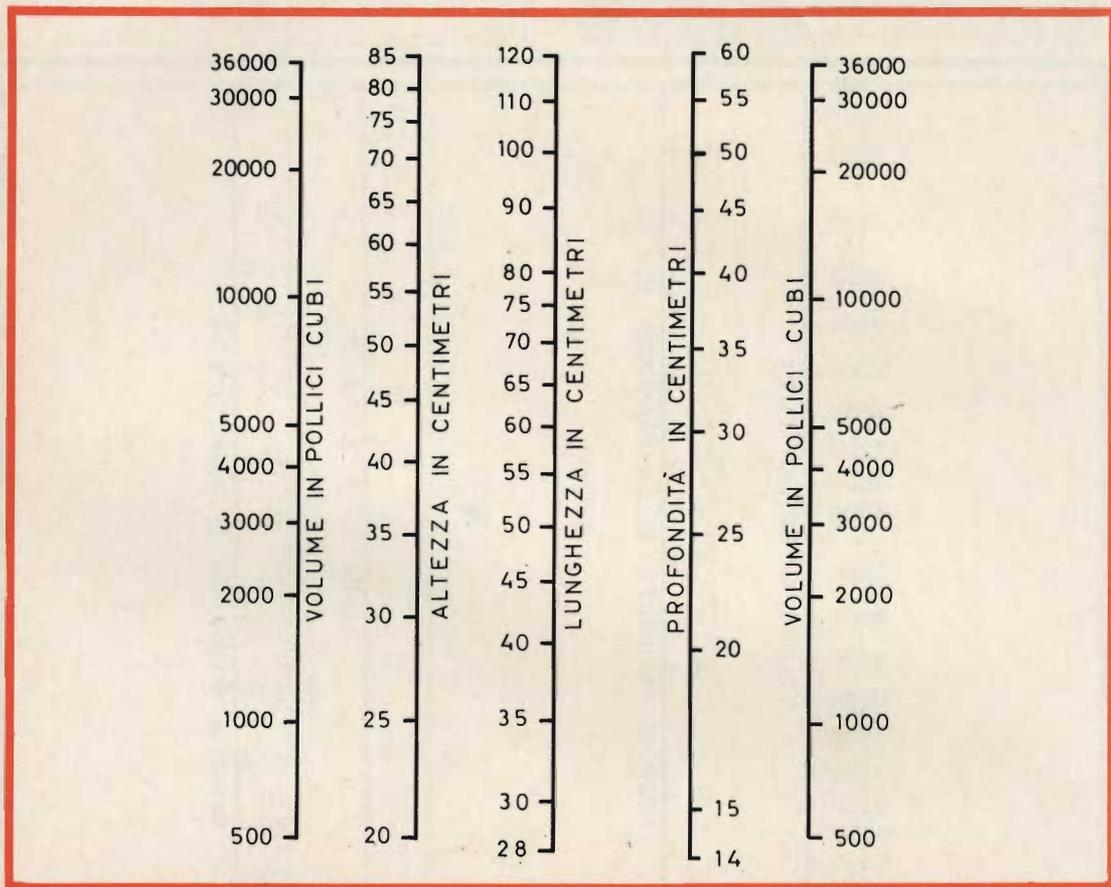


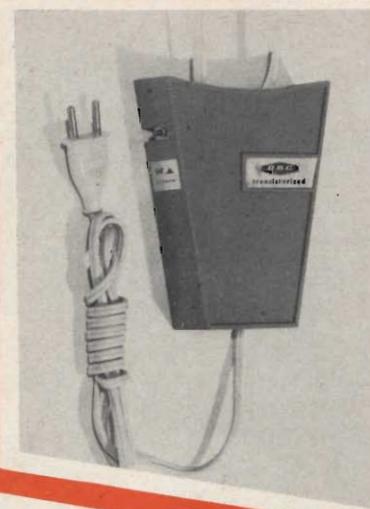
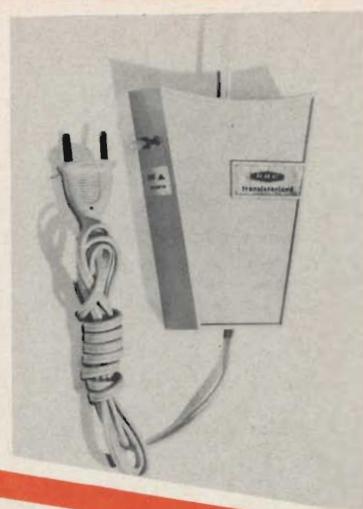
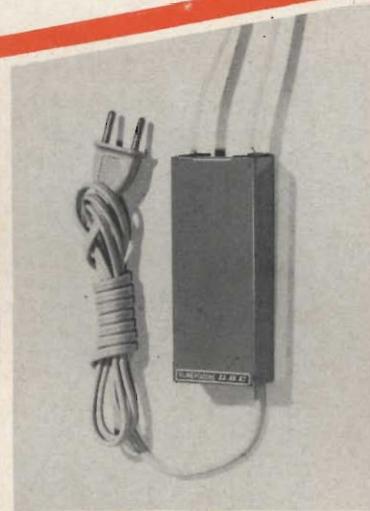
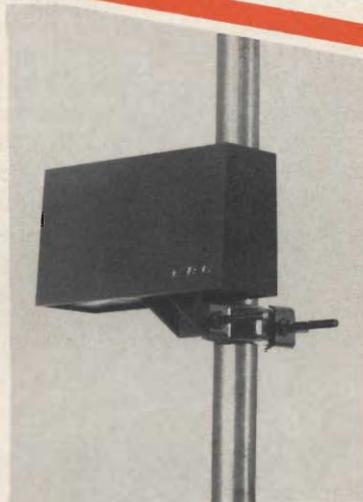
Fig. 5 - Nomogramma che traduce il volume in pollici cubi nelle tre dimensioni in centimetri (lunghezza, altezza, profondità).

do però di evitare la forma di parallelepipedo a sezione quadrata, o peggio ancora un cubo, o un parallelepipedo con una dimensione molto diversa delle altre due. L'uso del nomogramma è semplicissimo: le due scale esterne sono uguali e indicano il volume da ottenere in pollici cubi. Le tre scale interne indicano la lunghezza,

Il foro per l'altoparlante va eseguito naturalmente sulla parete frontale della cassa in posizione che non sia il centro di simmetria della parete stessa. Essa va quindi eseguito verso una estremità della parete frontale ed il suo diametro dipende da quello dell'altoparlante da usare e ricavabile dalla tabella.

## Amplificatori da palo o sottotetto completi di alimentatore (220 V)

NA/1090 VHF 18 dB (8 volte) rumore 4,5 dB 1 transistor - NA/1100 UHF 18 dB (8 volte) rumore 7 dB 1 transistor - NA/1070 adatto per la Svizzera canale H 17 dB con mix UHF e mix B.C - NA/1090 VHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 4,5 dB - NA/1100 UHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 7 dB - NA/1040 amplificatore doppio VHF banda III + UHF. Uscita miscelata - NA/1030 amplificatore doppio VHF banda I + UHF. Uscita miscelata. Nelle richieste specificare sempre il canale. Altri tipi fino a tre canali amplificati o miscelati, tipi intermedi per lunghe distanze, tipi speciali commutabili, disponibili su domanda.



### Amplificatori retro TV sintonizzabili a 1 transistor 12 dB (4 volte)

NA/1140 Booster VHF banda III  
NA/1150 Booster VHF Banda I - NA/1160  
Booster FM - NA/1170 Booster UHF (21-37)

### Amplificatori retro TV sintonizzabili a 2 transistor 18 dB (7 volte)

NA/1260 Super Booster VHF banda III  
NA/1270 Super Booster VHF banda I  
NA/1280 Super Booster FM  
NA/1250 Super Booster UHF (21-37)

### Demix elettronico 2 transistor sintonizzabile 12 dB + 12 dB

NA/1230 Banda I + UHF  
NA/1240 Banda III + UHF

### Demix elettronico 1 transistor sintonizzabile in UHF 6 dB + 10 dB

NA/1210 Banda III + UHF  
NA/1200 Banda I + UHF

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTOR



Diametro altoparlante	Diametro foro
20 cm	17 cm
25 cm	22 cm
30 cm	27 cm

Poiché i migliori risultati si ottengono con il condotto di diametro maggiore possibile, si cercherà di rispettare questo requisito usando il nomogramma di fig. 8 che è appunto quello relativo al diametro del condotto maggiore. L'uso è anche qui molto semplice. Sulla scala orizzontale si individuerà il punto corrispondente alla frequenza di risonanza in aria libera. Da questo punto si innalza la perpendicolare fino ad incontrare la curva corrispondente al volume della cassa. Dal punto d'intersezione si traccia ora la luce orizzontale parallela alla base di diagramma fino ad incontrare la scala verticale di sinistra sulla quale si leggerà la lunghezza del

Occorre adesso provvedere all'« accordatura » della cassa per mezzo della apertura chiamata « porta » con relativo condotto. Questo non è altro che un robusto tubo di cartone che si prolunga all'interno della « porta ». La lunghezza e il diametro del condotto si ricavano dai nomogrammi in fig. 6, 7 e 8.

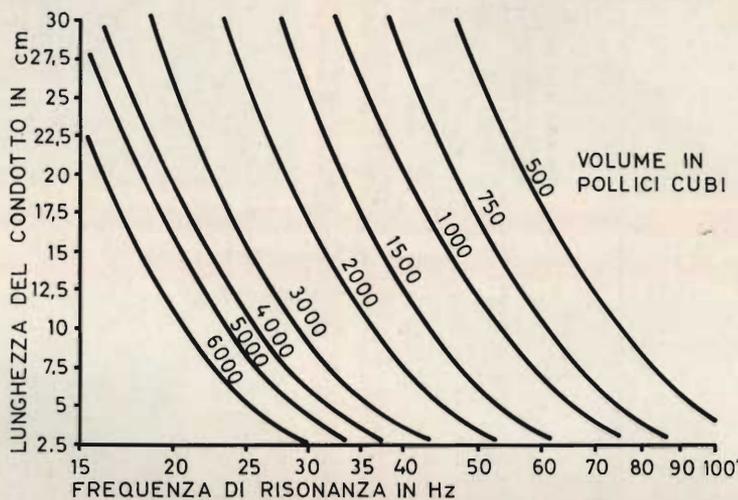


Fig. 6 - Nomogramma per calcolare la lunghezza del condotto, adottando per lo stesso un diametro di 5 centimetri.

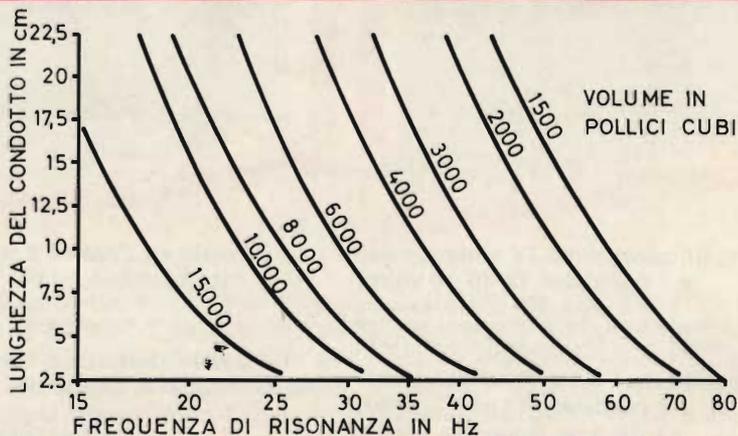


Fig. 7 - Nomogramma per calcolare la lunghezza del condotto adottando per lo stesso un diametro di 7,5 centimetri.

# noi ricreiamo per voi una scintillante ribalta musicale

amplificatori stereofonici hi-fi • radiatori  
acustici • altoparlanti • microfoni e cuffie  
• registratori a nastro • giradischi • sin-  
tonizzatori e ricevitori per filodiffusione

**SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI  
SIEMENS s.p.a.**



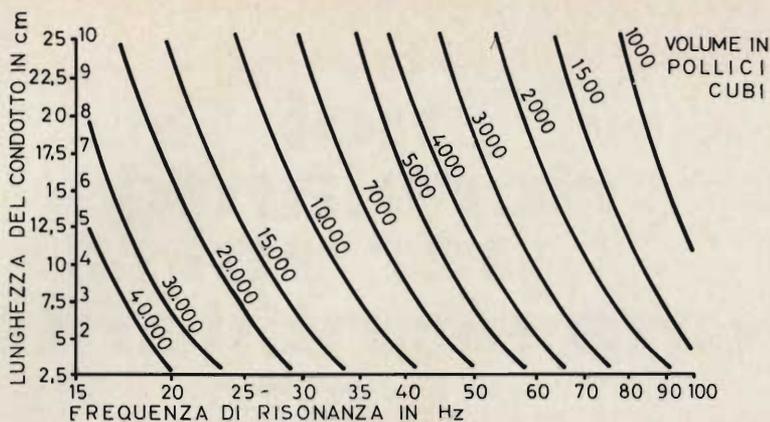


Fig. 8 - Nomogramma per calcolare la lunghezza del condotto adottando per lo stesso un diametro di 12 centimetri.

condotto. La lunghezza così trovata comprende naturalmente lo spessore del pannello frontale. Può darsi che usando il nomogramma di fig. 8 non si riesca ad ottenere la lunghezza del condotto perché non esiste l'intersezione della verticale del punto di risonanza con le curve del volume, oppure che la lunghezza del condotto trovato sia superiore alla profondità del mobile; in questo caso occorre fare un altro tentativo con il nomogramma di fig. 7 e in caso di risultato negativo con quello di fig. 6. In ogni caso la lunghezza del condotto deve essere almeno 35 mm inferiore alla profondità della cassa.

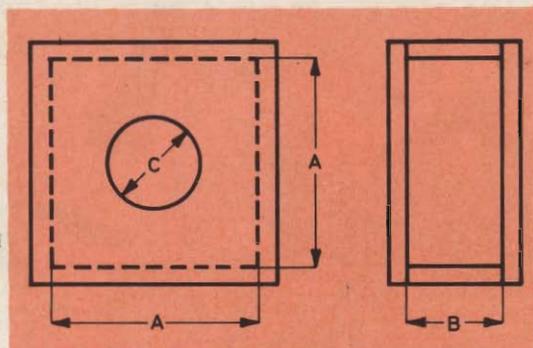
### Costruzione

Siamo ora in possesso di tutti gli elementi per costruire la cassa.

È già stato detto con che criterio scegliere la disposizione del foro per l'altoparlante. Il foro che costituisce la « porta » va eseguito quanto più possibile vicino al foro dell'altoparlante. Naturalmente vi può essere più di un altoparlante, poiché quello di cui si parlava finora era il « woofer » o altoparlante per i bassi. Se questo è del tipo biassiale o addirittura triassiale, cioè composto da due o da tre distinti altoparlanti per i bassi, i medi e gli acuti, fisicamente componenti un tutto unico, questo sarà l'unico altoparlante della cassa. Altrimenti occorrerà prendere anche un tweeter per gli acuti almeno. Questo non causa alcun problema dato il piccolo diametro che normalmente hanno questi altoparlanti.

Per ottenere dei buoni risultati le pareti della cassa devono essere esenti da vibrazioni. Si consiglia quindi di usare materiale di spessore non inferiore a 20 mm. Durante l'assiatura non conviene lesinare viti e colla, ed occorre sigillare accuratamente tutte le fessure.

Contrariamente a quanto si vede non è detto sia indispensabile rivestire le pareti interne con materiale assorbente di smor-



Disegno schematico quotato di una cassa acustica.

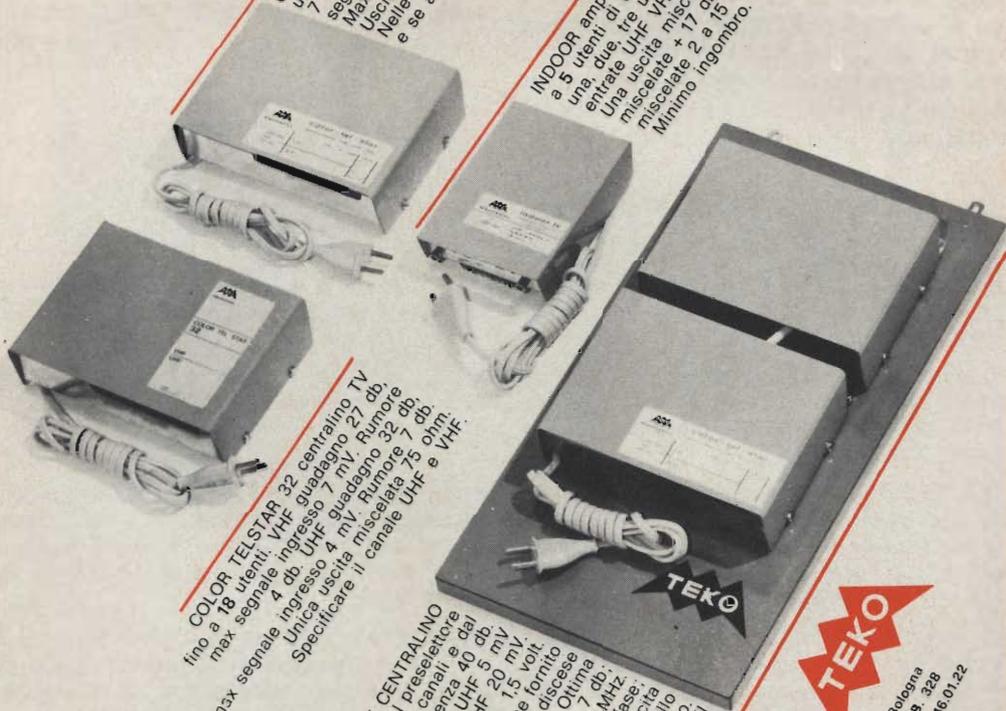
**AMPLIFICATORI  
A TRANSISTOR  
PER IMPIANTI TV**

**COLOR TELSTAR centralino fino a 10 utenti VHF 27 db segnale max ingresso 7 mV Rumore 4 db UHF 26 db Max segnale max ingresso 8 mV Uscite miscelate con ripartitore 1 canale e se a una, due, tre, quattro discese**

**INDOOR amplificatore centralino TV fino a 5 utenti di uso universale con entrate UHF VHF separate o miscelate + 17 db. Tre uscite miscelate 2 a 15 db e 1 a 21 db. Due uscite miscelate 220 volt 50 Hz.**

**COLOR TELSTAR 32 centralino TV fino a 18 utenti VHF guadagno 27 db max segnale max ingresso 7 mV Rumore 4 db UHF guadagno 32 db max segnale max ingresso 4 mV Rumore 7 db. Unica uscita miscelata 75 ohm. Specificare il canale UHF e VHF.**

**fino a 34 AMPLIFICATORE CENTRALINO post amplificatore di preselettore UHF VHF fino a 3 canali e dai Max segnale di potenza 40 db. Segnale d'ingresso UHF 5 db a 75 ohm con segnale VHF 20 mV larghezza di banda superiore a 9 MHz. per una, due, tre, quattro discese cifra di rumore ca 4 a 7 db. Specificare il canale del preselettore e il numero di uscite del post amplificatore**



40100 Bologna  
P. O. B. 328  
telefono 46.01.22

zamento, perché può darsi che la cassa vada già bene così come si trova a questo punto del progetto.

Una volta assieme la cassa completamente ma prima di procedere ad una chiusura definitiva occorre fare una semplice prova con il circuito di fig. 2, dove R è dato dal rapporto fra l'impedenza dell'altoparlante e il fattore di smorzamento dell'amplificatore che si intende usare. Se non si conosce il valore del fattore di smorzamento si può assumere per R un valore pari a 0,5 ohm. Occorre quindi scattare il deviatore alternativamente da una posizione all'altra in modo piuttosto rapido. Se il « click » che si udirà dall'altoparlante a seguito di questa manovra è secco e pulito, privo cioè di rimbombi e risonanze la cassa non richiede smorzamento, altrimenti nel caso di « click » con rimbombo o risonanza occorre suonare l'altoparlante. Per far ciò è sufficiente pre-

parare un quadrato di materiale acustico leggermente più grande dell'altoparlante e con spessore di 2 o 3 centimetri tipo lana di vetro o materiale plastico spugnoso. Al centro del quadrato si può praticare un'apertura delle dimensioni del magnete dell'altoparlante. Si fissa quindi il quadrato intorno all'altoparlante, preferibilmente con una cucitrice a punti metallici o con borchie piantate.

A questo punto non resta che passare alle rifiniture, come l'applicazione della tela sul frontale della cassa e il trattamento delle altre superfici. Per questo si lascia la più libera scelta a seconda del gusto e delle esigenze del costruttore. Per quanto riguarda la tela si consiglia di usare una a trama larga per una migliore resa degli acuti.

L. M.

(Da « Electronic World »)

**L**o sviluppo tecnologico nel campo dell'elettronica e specialmente in quello dei semiconduttori è stato negli ultimi anni così rapido da causare problemi finanziari e industriali non indifferenti.

Questa tendenza è iniziata con l'invenzione dei transistori al germanio ed è continuata con quella dei transistori Planari al silicio; si è accentuata in seguito all'introduzione dei circuiti integrati, mentre si annuncia già l'avvento dell'integrazione su larga scala (LSI).

Ogni sviluppo importante in questo campo impone dunque all'industria elettronica la necessità di riorganizzare le sue linee di produzione e di rivedere i suoi metodi, creando una situazione di disagio a lungo andare pericolosa. E' quindi necessario che i costruttori di semiconduttori tengano conto di questo problema nell'impostare i loro programmi di ricerca a lungo termine.

La SGS ritiene di aver contribuito alla sua soluzione con la messa a punto di un nuovo concetto che dovrebbe eliminare o ridurre fin d'ora l'imbarazzo creato dall'obsolescenza tecnologica, pur permettendo all'industria elettronica di mantenersi continuamente aggiornata.

Questo concetto, definito « logica compatibile ad assorbimento di corrente » (CCSL), è basato sulla realizzazione di una serie di famiglie di circuiti integrati pienamente compatibili fra di loro.

Da un lato il concetto CCSL evita le limitazioni inerenti agli attuali tipi di microcircuiti, che vengono prodotti in famiglie rigidamente separate tra le quali il progettista elettronico è costretto a scegliere, permettendo di offrire un insieme di famiglie perfettamente compatibili e quindi impiegabili simultaneamente secondo le prestazioni ottime richieste dal sistema; dall'altro lato, i circuiti integrati su larga scala che la SGS sta sviluppando, saranno a loro volta compatibili con il gruppo CCSL e potranno anzi essere gradualmente introdotti nei sistemi senza richiedere alcuna importante modifica nel progetto o nei metodi di fabbricazione.

# COMPLESSO HI-FI STEREO "SENS" FV/781

**NOTE DI  
SERVIZIO**



*Questo complesso è stato realizzato dalla G.B.C. espressamente con lo scopo di fornire al pubblico un completo impianto di alta fedeltà e di costo accessibile.*

*L'apparecchio comprende un giradischi-cambiadischi automatico a 4 velocità, un amplificatore stereo a transistor con potenza totale musicale di 12 W, e due altoparlanti bicono di elevata resa acustica.*

*Come cambiadischi è stato adottato l'ormai ben noto modello 160 della ELAC, munito di una cartuccia piezoelettrica di buone caratteristiche. Esso può funzionare come giradischi con comando manuale o automatico per un solo disco, di cui è anche possibile la ripetizione continua, e come cambiadischi automatico per gruppi di dischi aventi la stessa velocità.*

*L'amplificatore stereo a transistor è caratterizzato da tre particolari salienti: transistor d'ingresso al silicio, accoppiamento diretto tra i vari stadi, transistor finali a simmetria complementare; con il che vengono ottenuti tre buoni risultati, rispettivamente: migliore rapporto segnale-disturbo, migliore linearità nella risposta di frequenza, possibilità di collegamento diretto degli altoparlanti. Inoltre il circuito risulta stabilizzato tecnicamente grazie alla presenza nello stadio finale di un resistore NTC e di due resistori di protezione sugli emettitori dei transistor.*

*Il complesso comprende due altoparlanti bicono, disposti opportunamente per riprodurre l'effetto stereofonico.*

*Il mobile in legno pregiato può essere fissato a parete mediante le apposite staffe di sostegno, oppure può essere « integrato » in scaffali o librerie a completare elegantemente qualsiasi tipo di arredamento.*

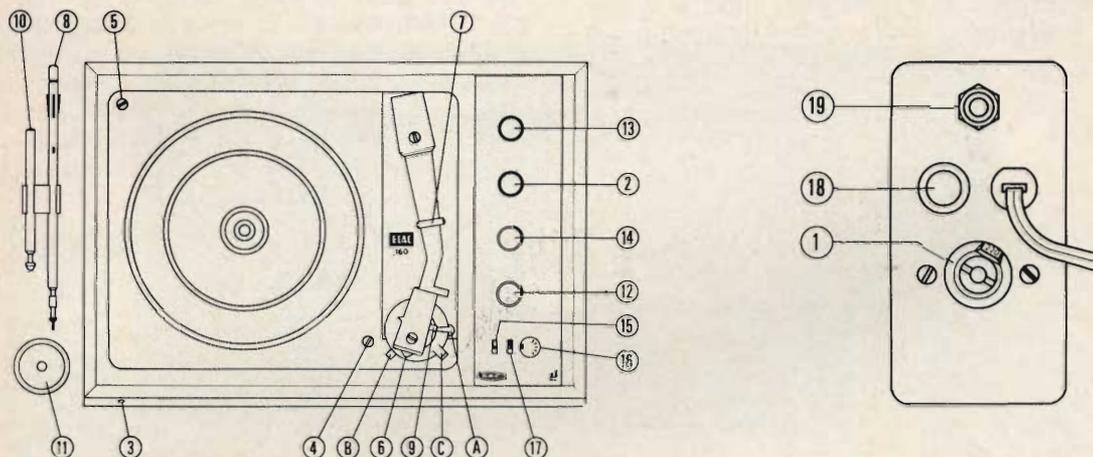
# ISTRUZIONI PER L'USO

## Alimentazione

Disposto il cambiotensione (1) sul valore nominale di tensione si collega alla presa di rete la spina del cordone di alimentazione il fusibile inserito nel portafusibile è del tipo semiritardato; il suo valore deve essere scelto secondo la tensione di alimentazione con le seguenti corrispondenze: 220V-0,10A; 160V-0,125A; 140V-0,16A; 125V-0,16A; 110V-0,2A.

Spostando l'interruttore (15) sulla posizione ON si dà tensione all'amplificatore e si vedrà illuminarsi la spia (3).

Il giradischi riceve l'alimentazione da una presa posta sul trasformatore di alimentazione dell'amplificatore, e risulta quindi automaticamente adatto per qualsiasi tensione.



## Caratteristiche tecniche

### Cambiadischi automatico « ELAC » mod. 160

4 velocità - pick-up piezoelettrico con due puntine: per microscollo-stereo e per 78 giri - funzionamento come cambiadischi automatico e come giradischi con comando automatico, manuale e per ripetizione continua.

### Amplificatore stereo a transistor

Potenza d'uscita musicale: 12 W (6 per canale)  
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20000 Hz ± 1 dB  
Distorsione: 1%  
Rapporto segnale-disturbo: 60 dB  
Sensibilità ingresso piezo: 250 mV su 1 MΩ  
Sensibilità ingresso aux: 250 mV su 47 KΩ  
Regolazione toni alti: 20 dB  
Regolazione toni bassi: 20 dB  
Impedenza d'uscita: 8Ω  
Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz.  
Dimensioni: 900 x 343 x 220

### LEGENDA

1	Cambiotensione
2	Volume
3	Lampada spia
4	Vite di bloccaggio
5	Vite di bloccaggio
6	Astuccio protezione puntine
7	Ferma braccio
8	Perno di guida lungo
9	Leva cambio puntina
10	Perno di guida corto
11	Adattatore per dischi con foro 38 mm
12	Toni bassi
13	Toni alti
14	Bilanciamento
15	Interruttore ON-OFF
16	Connettore per collegamenti esterni
17	Commutatore mono-stereo
18	Fusibile
19	Preso altoparlante supplementare
A	Leva automatismo
B	Leva cambio velocità
C	Leva avviamento

## **Funzionamento come cambiadischi automatico**

*Prima di mettere in funzione il giradischi occorre liberare la piastra, svitando le due viti di bloccaggio (4) e (5). Poi togliere l'astuccio di protezione della puntina (6) tirandola verso il basso e infine staccare la leva ferma braccio (7).*

*Infilare nel foro centrale del piatto il perno lungo portadischi (8); su di esso introdurre solamente dischi di eguale velocità, mantenendo in basso i più grandi ed in alto i più piccoli. Disporre poi la leva (A) in modo che il relativo indice sia sulla posizione di funzionamento automatico 17; selezionare la velocità di rotazione con la leva (B).*

*Scegliere il tipo di puntina sulla cartuccia, tenendo presente che, per dischi microsolco e stereo a 16, 33 e 45 giri, il lato rosso della levetta (9) deve essere rivolto verso l'alto, mentre per i dischi a 78 giri deve essere verso l'alto il lato verde.*

*Avviare il cambiadischi spostando a sinistra la leva (C) fino all'arresto e poi rilasciarla. A questo punto l'apparecchio inizia la riproduzione ed alla fine si ferma automaticamente.*

## **Funzionamento automatico per un solo disco**

*Infilare nel foro centrale il perno corto (10) con la punta rivolta verso il basso; per i dischi con foro centrale da 38 mm occorre inserire sul perno l'apposito adattatore (11). Spostare la leva A su 17, 25 o 30 secondo il diametro del disco scegliere la velocità di riproduzione ed il tipo di puntina nel modo precedentemente descritto. Tirando verso sinistra la leva (C) il giradischi entra in funzione e tutte le operazioni vengono eseguite automaticamente. Alla fine della riproduzione il braccio si riporta in posizione di riposo; comunque in caso di bisogno il giradischi può essere fermato tirando la leva (C) e premendo il perno (10).*

*Infilando nel foro centrale il perno (10) con la punta rivolta verso l'alto il giradischi lavora in riproduzione continua, cioè alla fine del disco il braccio si alza, si riporta verso il bordo esterno e inizia una nuova esecuzione del disco stesso.*

## **Funzionamento come giradischi normale**

*La procedura da adottare è simile a quella descritta nel paragrafo precedente, solo che invece di azionare la leva (C) di avviamento si solleva manualmente il braccio e lo si porta ad appoggiare dolcemente sul disco.*

## **Funzionamento dell'amplificatore**

*L'amplificatore è munito dei comandi: volume, toni alti, toni bassi, bilanciamento.*

*Il comando volume (2) regola l'intensità del suono emesso attraverso gli altoparlanti; essa aumenta ruotando la manopola in senso orario.*

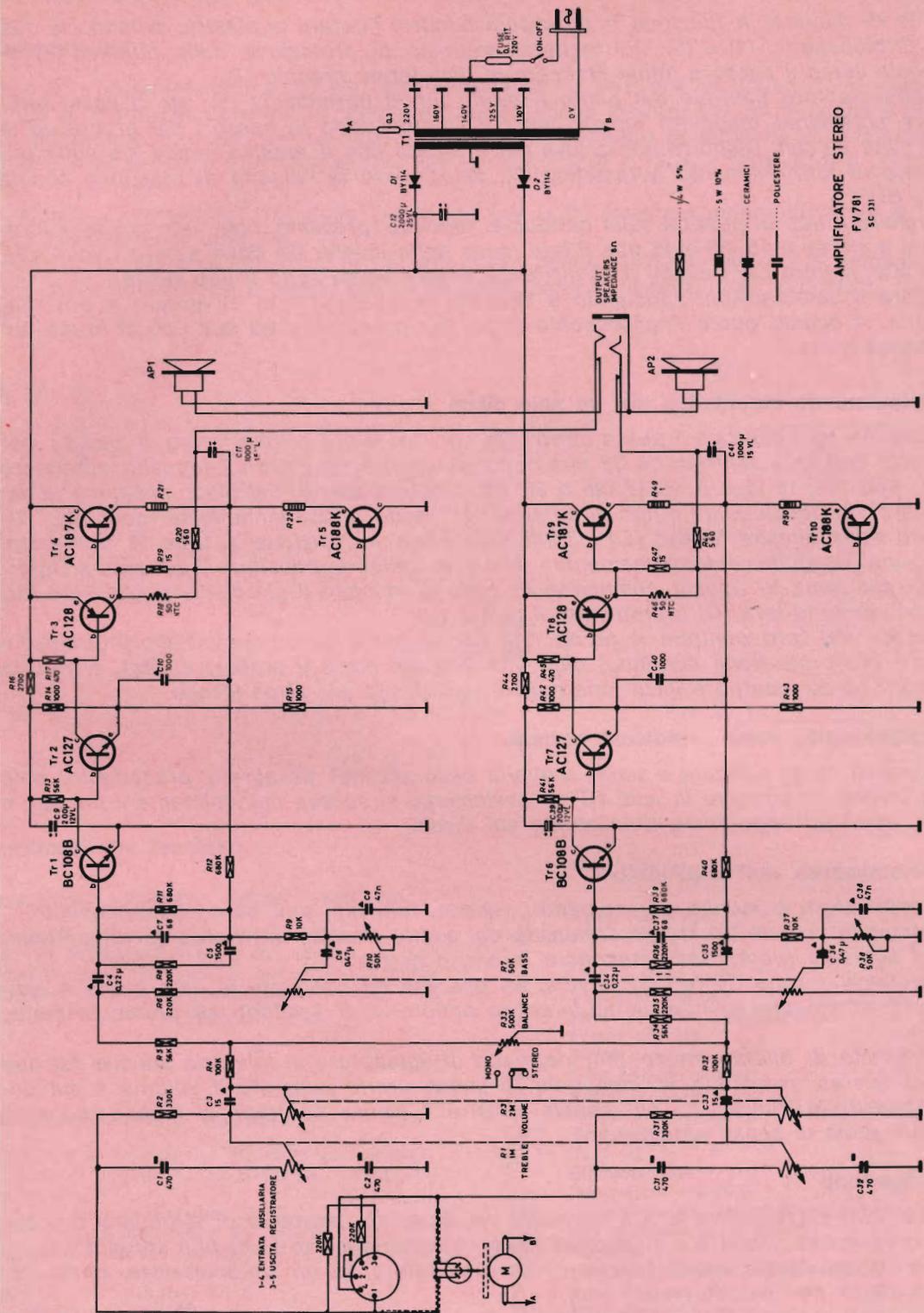
*I regolatori di tono (12) e (13) servono ad esaltare ed attenuare le note basse e acute; essi attenuano i toni se ruotati in senso antiorario, li esaltano se ruotati in senso orario.*

*Il controllo di bilanciamento (14) permette di equilibrare le intensità sonore dei due canali stereo. Ruotando la manopola in senso orario aumenta il volume e sul canale destro e diminuisce sul canale sinistro. L'azione contraria si ottiene ruotando la manopola in senso antiorario.*

## **Collegamenti**

*Il connettore (16), visibile sul pannello dei comandi, permette di effettuare due tipi di collegamenti. I poli 1 e 4 servono come ingresso ausiliario per una sorgente di segnali ad alto livello, quale l'uscita di un registratore, di un sintonizzatore, di un demodulatore per filodiffusione, ecc.*

*I poli 3 e 5 servono come uscita per il collegamento di un registratore, cui inviare i segnali provenienti dal giradischi o da una sorgente ausiliaria.*



AMPLIFICATORE STEREO  
FV 781  
S.C. 331

- ..... 5%
- ..... 5 W 10%
- ..... CERAMICI
- ..... POLIESTERE

1-4 ENTRATA AUSILIARIA  
3-5 USCITA REGISTRATORE

TREBLE VOLUME  
BALANCE  
MONO  
STEREO

OUTPUT IMPEDANCE 8Ω

# NovoTest

MOD. TS 140

**20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.  
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE**

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 150 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 $\mu$ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 $\mu$ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	$\Omega$ x 0,1 - $\Omega$ x 1 - $\Omega$ x 10 - x 100 $\Omega$ x 1 K - $\Omega$ x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 M $\Omega$
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 $\mu$ F (aliment. rete) da 0 a 50 $\mu$ F - da 0 a 500 $\mu$ F - da 0 a 500 $\mu$ F (alimentazioni batteria)

Il tester interamente progettato e costruito dalla CASSINELLI & C. - Il tester a scala piú ampia esistente sul mercato in rapporto al suo ingombro; è corredato di borsa in moplén, finemente lavorata, completa di maniglia per il trasporto (dimensioni esterne mm. 140 x 110 x 46). Pannello frontale in metacrilato trasparente di costruzione robustissima. - Custodia in resina termoindurente, fondello in antiurto, entrambi costruiti con ottimi materiali di primissima qualità. - Contatti a spina che, a differenza di altri, in strumenti simili, sono realizzati con un sistema brevettato che conferisce la massima garanzia di contatto, d'isolamento e una perfetta e costante elasticità meccanica nel tempo. Disposizione razionale e ben distribuita dei componenti meccanici ed elettrici che consentono, grazie all'impiego di un circuito stampato una facile ricerca per eventuali sostituzioni dei componenti, inoltre garantisce un perfetto funzionamento elettrico anche in condizioni ambientali non favorevoli. Galvanometro del tipo tradizionale e ormai da lungo tempo sperimentato, composto da un magnete avente un altissimo prodotto di energia (3000-4000 maxwell nel traferro). - Ssospensioni antiurto che rendono lo strumento praticamente robusto e insensibile agli urti e al trasporto. - Derivatori universali in C.C. in e C.A. indipendenti e ottimamente dimensionati nelle portate 5 A. Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm. 115. graduazione in 5 colori.

**ECCEZIONALE!!!**  
CON CERTIFICATO DI GARANZIA

*Cassinelli & C.*  
VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47  
MILANO



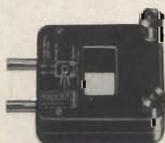
IN VENDITA PRESSO  
TUTTI I MAGAZZINI DI  
MATERIALE ELETTRICO  
E RADIO-TV

**Prezzo L. 10.800**  
franco ns. stabilimento

## UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

### ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

**RIDUTTORE PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE ALTERNATA**  
Mod. TA6/N  
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



**DERIVATORI PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE CONTINUA**  
Mod. SH/30 portata 30 A  
Mod. SH 150 portata 150 A



**PUNTALE PER LA MISURA  
DELL'ALTA TENSIONE**  
Mod. VC1 N port. 25.000 V c.c.



**TERMOMETRO A CONTATTO  
PER LA MISURA ISTANTANEA  
DELLA TEMPERATURA**  
Mod. T1/N  
campo di misura da -25° - 250°



**CELLULA FOTOELETTRICA  
PER LA MISURA  
DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO**  
Mod. LI/N  
campo di misura da 0 a 20.000 Lux



**B R E V E T T A T O**

### DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI** - Biagio Grimaldi  
Via Pasubio 116
- BOLOGNA** - P.I. Sibani Attilio  
Via Matteotti 14
- CAGLIARI** - Pomata Bruno  
Via Logudoro 20
- CATANIA** - Cav. Buttà Leonardo  
Via Ospizio dei Ciechi 32
- FIRENZE** - Dr. Alberto Tiranti  
Via Frà Bartolommeo 38
- GENOVA** - P.I. Conte Luigi  
Via P. Saivago 18
- MILANO** - Presso ns. sede  
Via Gradisca 4
- NAPOLI** - Cesariano Vincenzo  
Via Strettola S. Anna alle Pa-  
ludi 62
- PESCARA** - P.I. Accorsi Giuseppe  
Via Osento 25
- ROMA** - Tardini di E. Careda e C.  
Via Amatrice 15
- TORINO** - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè  
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

# EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

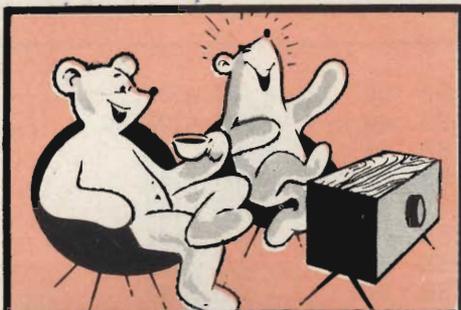
Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di equivalenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di semiconduttori.

TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN	TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN
AA 114	≈ AA 137	ACY 23	≈ AC 122/30
AA 116	≈ AA 112	ACY 29	≈ AC 150
AA 121	≈ AA 137	ACY 30	≈ AC 131/30
AA 130	≈ AA 112	ACY 33	≈ AC 131/30
AA 131	≈ AA 137		
AAZ 15	≈ OA 182	AD 130	≈ AD 149
AAZ 17	≈ AA 136	AD 136	≈ AD 160
		AD 143	≈ AD 138
		AD 145	≈ AD 138
AC 107	≈ AC 160	AD 153	≈ AD 138
AC 120	≈ AC 117	AD 156	≈ AD 152
AC 121	≈ AC 117		
AC 125	≈ AC 170	ADY 22	≈ AD 138
AC 126	≈ AC 171	ADY 27	≈ AD 149
AC 127	≈ AC 186		
AC 128	≈ AC 117	AF 114	≈ AF 134
AC 132	≈ AC 131	AF 115	≈ AF 135
AC 134	≈ AC 122 rot	AF 116	≈ AF 137
AC 135	≈ AC 131	AF 117	≈ AF 137
AC 136	≈ AC 131/30	AF 124	≈ AF 134
AC 137	≈ AC 171	AF 125	≈ AF 135
AC 138	≈ AC 122 rot	AF 126	≈ AF 136
AC 139	≈ AC 117	AF 127	≈ AF 137
AC 141	≈ AC 179	AF 129	≈ AF 106
AC 142	≈ AC 178	AF 130	≈ AF 134
AC 151	≈ AC 122	AF 131	≈ AF 135
AC 152	≈ AC 131/30	AF 132	≈ AF 138
AC 153	≈ AC 131	AF 133	≈ AF 137
AC 153 K	≈ AC 117	AF 164	≈ AF 134
AC 154	≈ AC 117	AF 165	≈ AF 135
AC 161	≈ AC 160	AF 166	≈ AF 136
AC 162	≈ AC 170	AF 168	≈ AF 135
AC 163	≈ AC 171	AF 170	≈ AF 137
AC 173	≈ AC 131	AF 171	≈ AF 137
AC 174	≈ AC 131	AF 172	≈ AF 137
AC 176	≈ AC 186	AF 193	≈ AF 137
AC 176 K	≈ AC 179	AF 194	≈ AF 134
AC 180	≈ AC 131	AF 195	≈ AF 135
AC 181	≈ AC 186	AF 196	≈ AF 136
AC 184	≈ AC 131	AF 197	≈ AF 137
AC 185	≈ AC 186	AF 198	≈ AF 138
ACY 20	≈ AC 131/30	ASY 70	≈ AC 131/30

TIPO		EQUIVALENTE TELEFUNKEN		TIPO		EQUIVALENTE TELEFUNKEN	
BA 102	≈ BA 101	OA 5	≈ OA 182				
BA 110	≈ BA 121	OA 7	≈ AA 135				
BA 111	≈ BA 150	OA 9	(AA 135)				
BA 114	≈ BA 147	OA 47	≈ AA 135				
BA 119	≈ BA 124	OA 70	≈ OA 160		≈ AA 138		
BA 120	≈ BA 121	OA 72	(OA 172)		≈ AA 113		
BA 121	= BA 121	OA 73	≈ OA 159		≈ AA 137		
BA 124	= BA 124	OA 79	≈ OA 172		≈ AA 111		
BA 125	= BA 125	OA 81	≈ OA 150		≈ AA 132		
BA 147	= BA 147	OA 85	≈ OA 161		≈ AA 133		
BA 150	= BA 150	OA 90	≈ AA 112				
		OA 91	≈ AA 132		≈ AA 133		
		OA 95	≈ AA 133				
BC 114	≈ BC 149						
BC 117	≈ BF 114						
BCY 50	≈ BC 108 A	OC 30	≈ AD 152				
BCY 51	≈ BC 108 A	OC 30 A	≈ AD 152				
BCY 58	≈ BC 107 B	OC 70	≈ AC 122				
BCY 59	≈ BC 107 B	OC 71	≈ AC 122				
		OC 72	≈ AC 131				
		OC 74	≈ AC 117				
		OC 75	≈ AC 116				
		OC 76	≈ AC 131				
		OC 79	≈ AC 124				
		OC 169	≈ AF 137				
		OC 170	≈ AF 136				
		OC 171	≈ AF 134				
		OC 303	≈ AC 122				
		OC 304	≈ AC 122				
		OC 305	≈ AC 122				
		OC 306	≈ AC 150				
		OC 307	≈ AC 131				
		OC 308	≈ AC 131				
		OC 318	≈ AC 117				
		SFD 104	≈ AA 137				
		SFD 106	≈ AA 137		≈ AA 113		
		SFD 107	≈ AA 138				
		SFD 108	≈ AA 132				
		SFD 112	≈ AA 137				
		SFT 124	(AC 117)				
		SFT 125	(AC 117)				
		SFT 131	≈ AC 131		≈ AC 117		
		SFT 212	≈ AD 138				
		SFT 241	≈ AC 131/30				
		SFT 242	≈ AC 131/30				
		SFT 316	≈ AF 138		≈ AF 137		
		SFT 317	≈ AF 137		≈ AF 136		
		SFT 319	≈ AF 137				
BF 108	≈ BF 114						
BF 109	≈ BF 114						
BF 110	= BF 110	≈ BF 114					
BF 117	≈ BF 114						
BF 140	≈ BF 114						
BF 153	≈ BF 194						
BF 156	≈ BF 114						
BF 157	(BF 114)						
BF 158	(BF 173)						
BF 159	(BF 173)						
BF 160	(BF 195)						
BF 163	(BF 167)						
BF 164	(BF 167)						
BF 165	≈ BF 195						
BF 166	(BF 167)						
BF 174	≈ BF 114						
BF 175	(BF 167)						
BF 177	(BF 114)						
BF 178	(BF 114)						
BF 189	≈ BF 184						
BFX 18	≈ BF 173						
BFX 19	≈ BF 173						
BFX 20	≈ BF 173						
BFX 21	≈ BF 173						
BFY 45	≈ BF 114						
C 444	≈ BC 129						

TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN	TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN
SFT 320	≈ AF 137	2 N 223	≈ AC 117
SFT 321	(AC 131)	2 N 224	≈ AC 117
SFT 322	≈ AC 131	2 N 225	≈ 2xAC 117 P
SFT 323	≈ AC 131	2 N 226	≈ AC 117
SFT 337	≈ AC 160	2 N 227	≈ 2xAC 117 P
SFT 351	≈ AC 122 rot	2 N 235 A	≈ AD 149
SFT 352	≈ AC 122 rot	2 N 241	≈ AC 131
SFT 353	≈ AC 122 grün	2 N 241 A	≈ AC 131
SFT 354	≈ AF 136	2 N 249	≈ AC 117
SFT 357	≈ AF 135	2 N 265	≈ AC 122
SFT 358	≈ AF 134	2 N 279	≈ AC 122/30
SFT 367	≈ AC 131	2 N 280	≈ AC 122/30
SFT 377	≈ AC 186	2 N 283	≈ AC 122
		2 N 284	≈ AC 122/30
TF 65	≈ AC 122	2 N 284 A	≈ AC 122/30
TF 65/30	≈ AC 122/30	2 N 320	≈ AC 117
TF 66	≈ AC 131	2 N 362	≈ AC 131
TF 66/30	≈ AC 131/30	2 N 368	≈ AC 122
TF 78	≈ AD 155	2 N 370	≈ AF 137
TF 78/30	≈ AD 169	2 N 371	≈ AF 137
TF 80	≈ AD 149	2 N 373	≈ AF 137
TF 80/30	≈ AD 149	2 N 374	≈ AF 137
		2 N 405	≈ AC 122
2 N 34	≈ AC 122	2 N 406	≈ AC 122
2 N 36	≈ AC 122	2 N 407	≈ AC 131
2 N 37	≈ AC 122	2 N 408	≈ AC 131
2 N 38	≈ AC 122	2 N 586	≈ AC 131
2 N 43	≈ AC 131/30	2 N 624	≈ AF 134
2 N 43 A	≈ AC 131/30	2 N 698	≈ BF 114
2 N 61	≈ AC 131	2 N 699	≈ BF 114
2 N 64	≈ AC 122	2 N 720	≈ BF 114
2 N 65	≈ AC 122	2 N 1008	≈ AC 131
2 N 104	≈ AC 122	2 N 1107	≈ AF 136
2 N 105	≈ AC 122	2 N 1108	≈ AF 137
2 N 109	≈ 2 N 106 ≈ AC 122/30	2 N 1110	≈ AF 137
2 N 131	≈ AC 122	2 N 1111	≈ AF 137
2 N 131 A	≈ AC 122	2 N 1111 A	≈ AF 137
2 N 132	≈ AC 122	2 N 1111 B	≈ AF 137
2 N 132 A	≈ AC 122	2 N 1225/5	≈ AC 122
2 N 133 A	≈ AC 122	2 N 1266	≈ AC 122
2 N 138	≈ AC 131	2 N 1274	≈ AC 122/30
2 N 186 A	≈ AC 131	2 N 1416	≈ AC 117
2 N 187	≈ AC 122	2 N 1425	≈ AF 137
2 N 188	≈ AC 122	2 N 1499 A	≈ AF 106
2 N 188 A	≈ AC 131	2 N 1515	≈ AF 137
2 N 189	≈ AC 131	2 N 1516	≈ AF 137
2 N 191	≈ AC 131	2 N 1517	≈ AF 137
2 N 206	≈ AC 122	2 N 1524	≈ AF 137
2 N 215	≈ AC 122	2 N 1525	≈ AF 137
2 N 217	≈ AC 131/30	2 N 1631	≈ AF 135

TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN		TIPO	EQUIVALENTE TELEFUNKEN
2 N 1632	≈ AF 135		2 SB 39	≈ AC 122
2 N 1633	≈ AF 136		2 SB 40	≈ AC 122/30
2 N 1634	≈ AF 136		2 SB 41	≈ AD 149
2 N 1635	≈ AF 135		2 SB 42	≈ AD 149
2 N 1636	≈ AF 135		2 SB 47	≈ AC 122
2 N 1637	≈ AF 135		2 SB 54	≈ AC 122
2 N 1742	≈ AF 137		2 SB 56	≈ AC 131
2 N 2089	≈ AF 134		2 SB 57	≈ AC 122
2 N 2428	≈ AC 122		2 SB 65	≈ AC 122
2 N 2447	≈ AC 122/30		2 SB 66	≈ AC 131
2 N 2448	≈ AC 122/30		2 SB 67	≈ AC 124
2 N 2449	≈ AC 122		2 SB 68	≈ AC 122/30
2 N 2450	≈ AC 122		2 SB 73	≈ AC 122
2 N 2484	≈ BC 107		2 SB 75	≈ AC 122
2 N 2495	≈ AF 106		2 SB 77	≈ AC 131
2 N 2836	≈ AD 149		2 SB 94	≈ AC 122
2 N 3395	≈ BC 130		2 SB 100	≈ AC 122
2 N 3396	≈ BC 130		2 SB 110	≈ AC 122
2 N 3397	≈ BC 130		2 SB 111	≈ AC 122
2 N 3707	≈ BC 149		2 SB 112	≈ AC 122
2 N 4105	≈ AC 186		2 SB 113	≈ AC 122
2 N 4106	≈ AC 131		2 SB 114	≈ AC 122
2 N 4107	≈ AC 196	+ AC 131	2 SB 115	≈ AC 122
2 SA 58	(AF 134)		2 SB 116	≈ AC 122
2 SA 60	≈ AF 134		2 SB 117	≈ AC 122
2 SA 72	≈ AF 136		2 SB 151	≈ AD 138/50
2 SA 73	≈ AF 137		2 SB 156	≈ AC 117
2 SA 75	≈ AF 137		2 SB 156 A	≈ AC 117
2 SA 92	≈ AF 135		2 SB 161	≈ AC 122
2 SA 93	≈ AF 136		2 SB 162	≈ AC 122
2 SA 234	≈ AF 106		2 SB 168	≈ AC 122
2 SA 235	≈ AF 106		2 SB 169	≈ AC 122
2 SA 239	≈ AF 106		2 SB 170	≈ AC 122
2 SA 240	≈ AF 106		2 SB 171	≈ AC 122
2 SA 246	≈ AF 106		2 SB 173	≈ AC 122
2 SA 266	≈ AF 134		2 SB 175	≈ AC 122
2 SA 267	≈ AF 135		2 SB 176	≈ AC 131
2 SA 268	≈ AF 136		2 SB 185	≈ AC 122
2 SA 269	≈ AF 137		2 SB 186	≈ AC 122
2 SA 270	≈ AF 135		2 SB 187	≈ AC 122
2 SA 271	≈ AF 137		2 SB 188	≈ AC 122
2 SA 272	≈ AF 137		2 SB 189	≈ AC 117
2 SA 273	≈ AF 136		2 SB 200	≈ AC 124
2 SA 275	≈ AF 135		2 SB 202	≈ AC 117
2 SA 350	≈ AF 134		2 SB 290	≈ AC 122
2 SB 22	≈ AC 131		2 SB 364	≈ AC 131
2 SB 32	≈ AC 122		2 SD 33	≈ AC 186
2 SB 33	≈ AC 122		2 SD 37	≈ AC 186
2 SB 37	≈ AC 131		2 SD 38	≈ AC 175



## VIDEO RISATE



... Così è già predisposta per la TV a colori!...



È una super-antenna! Oltre a ricevere il primo e il secondo canale, riesce anche a segnalare la direzione del vento...



Vede? Va tutto bene finché non si schiaccia il tasto dello « STOP »!...



Scommetto che si tratta di un nuovo mangiadischi!

# SISTEMA DI RADIOCOMANDO PER MODELLI NAVIGANTI

**RADIO  
COMANDO**

L'autore esamina dapprima le diverse tecniche oggi adottate nella realizzazione di sistemi di radiocomando; quindi passa a descrivere il funzionamento ed il montaggio del circuito di questo radiocomando a cinque canali per modello navigante.

**C**redo che sarà utile, per chi non ha avuto modo di seguire da vicino lo sviluppo della tecnica dei radiocomandi, dare uno sguardo panoramico alle molte soluzioni del problema che si presentano attualmente; ciò anche allo scopo di giustificare quelle adottate in questa realizzazione.

L'elettronica applicata ai radiocomandi ha avuto, come è facile intuire un grandissimo sviluppo con l'arrivo del transistor. È infatti il suo impiego in grande scala che ha permesso la produzione anche industriale (U.S.A., Inghilterra, Germania ecc.) di dispositivi di radiocomando di notevole complessità che consentono l'esecuzione delle più difficili figure acrobatiche da parte di modelli di aerei abilmente pilotati. Non tutti sanno che si svolgono regolarmente gare nazionali e internazionali di questo « sport ».

Cominciando dai sistemi più semplici e meno moderni di radiocomando, si possono elencare:

- 1) Sistemi monocanale a portante modulata e non.

La trasmittente è munita di un solo pulsante; premendolo si fa giungere al ricevitore un segnale che, demodulato e poi amplificato è in grado di azionare un relais. Al relais segue un « attuatore » elettromeccanico che può avere diversa costituzione e funzionalità a seconda dei costruttori. (L'attuatore è il dispositivo che esegue materialmente il comando ed in esso troveremo sempre un organo, per es. una leva, da collegare meccanicamente a ciò che si desidera comandare). Questi attuatori, che raramente vengono autocostruiti, hanno una caratteristica comune: il funzionamento sequenziale. Ossia ad ogni impulso o treno d'onda che fa eccitare il relais, l'attuatore cambia di posizione. Ad es.: al 1° impulso il timone passa da centro a destra e qui si ferma finché ad un eventuale 2° impulso il timone passa da destra al centro. Ad un 3° impulso: timone a sinistra, ad un 4° impulso al centro e così via.

Questo sistema di radiocomando risulta semplice da realizzare, ma poco pratico da usare. Inoltre il timone può assumere soltanto tre posizioni.

Bisogna però ricordare che taluni di questi attuatori (Marimat, Rotomatic, Kinematic ecc.) pur essendo impiegati con sistema monocanale, possono attuare due distinti comandi. Si tratta di ingegnosi meccanismi sensibili alla durata dell'impulso: impulsi brevi fanno attuare il comando del timone e lunghi il comando del motore secondo la sequenza: motore fermo - avanti - fermo - indietro - fermo, eccetera.

Occorre però una certa abilità manuale per ottenere impulsi di giusta durata.

#### 2) Sistemi pluricanali con selettore a lamine vibranti.

Sul trasmettitore si trovano tanti pulsanti quanti sono i canali (anche 10 in pratica) e ad ognuno corrisponde una frequenza di modulazione. Premendo un determinato tasto, una sola delle lamine dello speciale relais entra in vibrazione (risonanza meccanica) chiudendo ritmicamente un leggero contatto elettrico facente parte del circuito di un attuatore. Non è da credere che 10 canali significhino altrettanti comandi. In genere con due canali si ottiene il comando di un elemento che deve assumere svariate posizioni. Per es. il comando di un timone viene ottenuto con due pulsanti, di cui uno determina il movimento verso destra e l'altro verso sinistra. La rotazione del timone sarà limitata o ampia a seconda che si premerà il pulsante brevemente o a lungo.

Alcuni degli attuatori per sistemi pluricanali sono detti « autoneutralizzanti », ossia sono così congegnati che al cessare del comando si fermano automaticamente nella posizione di centro. Occorre anche tener presente che, eccetto i tipi più recenti impieganti transistori, tali attuatori richiedono, oltre a quello a lamine vibranti, un bel gruppetto di relais con conseguente spesa e peso.

#### 3) Sistemi pluricanali con selettore a filtri L.C.

Rappresentano un perfezionamento dei sistemi a lamine vibranti, inteso anche nel senso della transistorizzazione. Il segnale, rivelato e amplificato dal ricevitore vero e proprio, viene inviato all'in-

gresso di un gruppo di amplificatori selettivi utilizzando filtri LC.

Premendo uno dei tasti del trasmettitore, uno solo degli amplificatori reagisce, azionando un relais oppure, attraverso un amplificatore a transistor, direttamente il motorino di un attuatore.

#### 4) Sistemi mono e pluricanale « proporzionali ».

Si tratta di dispositivi che realizzano un collegamento a distanza più rigido e completo che non i precedenti. La differenza più visibile rispetto ai non proporzionali consiste nella presenza sulla cassetta del trasmettitore non di pulsanti che possono essere soltanto « chiusi » o « aperti », ma di grosse manopole o di vere e proprie leve di comando (tipo cloche degli aerei). In ogni istante la posizione angolare della manopola o della leva viene ripetuta a distanza dalla posizione del timone, alettone, ecc. ed ogni movimento delle prime viene prontamente riprodotto.

Sono evidenti i vantaggi nella radioguida soprattutto di un aeromodello con questo tipo di dispositivi. Purtroppo, per ottenere tutto ciò, non si può evitare di incappare in circuiti alquanto complessi sia sul trasmettitore che sul ricevitore.

Gli attuatori poi non sono tanto facili da autocostruire in special modo quelli con dispositivi di « feedback » che sono i più fedeli.

#### 5) Sistemi pluricanali « proporzionali digitali » per aeromodelli.

Consentono il comando contemporaneo di due ed anche quattro attuatori di tipo proporzionale! La cassetta del trasmettitore è munita di una o anche due leve mobili sia su di un piano orizzontale che verticale. Per es. il movimento in senso verticale comanda il timone di profondità e quello in senso orizzontale i giri del motore; un movimento obliquo agisce contemporaneamente sul timone e sul motore in modo proporzionale. Per ottenere questo occorre un dispositivo commutatore che alternativamente fa trasmettere la modulazione del canale timone e del canale motore. È possibile ottenere questa commutazione piuttosto

rapida impiegando circuiti logici da cui la denominazione « digitali ». Si tratta ovviamente dell'ultimo grido in fatto di radiocomandi; un complesso del genere (ricevitore, trasmettitore, attuatori) viene offerto per L. 375.000! Da tutto ciò risulta che c'è radiocomando e radiocomando...

### Tipo di radiocomando adottato

Nella realizzazione in questione, destinata a un modello di rimorchiatore lungo cm 60 con spazio limitato, mi sono attenuto ai criteri seguenti:

a) ottenere un complesso di sicuro funzionamento;

b) non usare le lamine vibranti e limitare al massimo i relais sostituendoli con transistori impiegati come « relais statici ».

c) autocostruire gli attuatori;

d) il sistema dev'esser previsto in modo che il trasmettitore entri in fun-

zione soltanto durante la trasmissione dei comandi, cosa che non si verifica coi sistemi proporzionali;

e) alimentare con un'unica batteria tutti gli apparati del modello.

Dato che i comandi desiderati erano: comando diretto del timone (non sequenziale), comando del motore (non sequenziale), comando di una sirena elettronica, ne è risultato un sistema a 5 canali con selettore a filtri LC. Due canali servono per attuare il comando di direzione rispettivamente verso destra e verso sinistra. Altri due canali sono necessari per attuare il comando del motore acceso-spento e per l'inversione di marcia. Questi ultimi due comandi sono indipendenti ed è quindi possibile invertire la marcia del motore senza prima arrestarlo: manovra molto utile in casi di emergenza. Il quinto canale serve per azionare una speciale sirena elettronica. L'intero complesso descritto, utilizzando 30 transistori è montato su quattro piccoli



Fig. 1 - La vista « aperta » del battello permette di apprezzare la disposizione compatta e funzionale dei diversi blocchi circuitali.

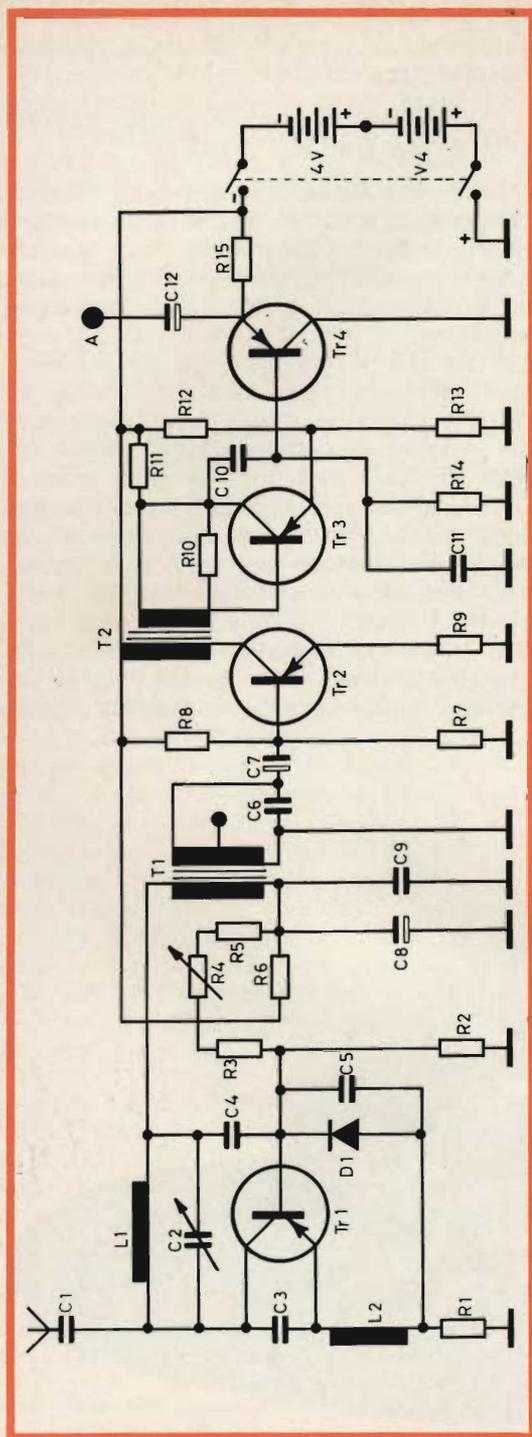


Fig. 2 - Schema elettrico completo della parte ricevente. I valori dei componenti sono elencati in tabella 1.

pannelli eseguiti col sistema del circuito stampato (Print-Kit) che contengono rispettivamente: pannello 1 - Ricevitore, pannello 2 - comando timone, pannello 3 - comandi motore, pannello 4 - comando sirena.

Dato che i suddetti pannelli fanno capo ad un'apposita morsettiera, essi risultano elettricamente indipendenti l'uno dall'altro e facilmente smontabili. In pratica sono stati realizzati e messi a punto uno dopo l'altro nell'ordine seguente.

### La parte ricevente

È formata da 4 stadi (schema di figura 2):

a) Rivelatore superreattivo. È stata adottata questa soluzione non risultando in pratica necessario l'uso di un circuito supereterodina. È stato impiegato il sistema ad autospegnimento, perfezionato coll'impiego del diodo nel circuito di base. Si ottiene in tal modo di ridurre la componente a frequenza ultrasonica di spegnimento al minimo indispensabile riducendo anche di molto il caratteristico « soffio » di questi ricevitori. La sensibilità e la selettività risultano perfettamente adeguate al caso. È da notare che il funzionamento è regolare a patto che l' $h_{FE}$  del transistor non sia inferiore a 200. Chi volesse riprodurre lo schema indicato dovrà tener presente ciò ed eventualmente aumentare il valore del condensatore di reazione  $C_3$ . Altri schemi possono essere usati come per es. quello di figura 2 che non è assolutamente critico. Qualunque sia lo schema adottato, sarà sempre opportuno disaccoppiare l'alimentazione dello stadio con i componenti  $R_6$ ,  $C_8$ ,  $C_9$ . Il bypass ceramico  $C_9$  assicura il disaccoppiamento anche per le componenti a radio frequenza.

b) Amplificatore di B.F. Serve per portare ad un livello sufficiente il segnale demodulato ottenuto dal 1° stadio. Il solo particolare degno di nota è il condensatore  $C_6$  in parallelo al secondario del trasformatore  $T_1$ ; il suo scopo è di eliminare i residui della componente ultrasonica di spegnimento. Per questa componente il condensatore offre infatti una reattanza sufficientemente bassa.

c) Lo stadio del transistor Tr3 non è, come si potrebbe pensare a prima vista un amplificatore. Si tratta invece di un efficace circuito limitatore o tosatore.

La sua funzione è ben precisa e inevitabile. Esso consente un funzionamento del complesso rigorosamente indipendente dalla distanza trasmettitore-ricevitore (ovviamente entro i limiti della portata massima). Se tale dispositivo non esistesse, il segnale presentato ai vari filtri che hanno il compito di selezionare le frequenze dei diversi canali, varrebbe moltissimo al variare della distanza suddetta; se il complesso venisse allora regolato poniamo alla distanza di 30 metri, funzionerebbe pessimamente a 3 metri (con fusione fra i vari comandi). Se venisse invece regolato a 3 metri, a 30 metri sarebbe completamente « sordo ».

Il motivo di questo è che non è possibile realizzare un filtro con una curva di selettività ideale (a fianchi verticali) mentre in pratica si ottiene la curva di selettività con fianchi più o meno inclinati ben nota ai radiotecnici.

Il limitatore indicato nello schema è studiato in modo che l'ampiezza picco-picco dei segnali in uscita non può superare  $\approx 170$  mV e questo per l'ottimo motivo che la tensione  $V_{CE}$  è appunto di quest'ordine. Il transistor più precisamente lavora come un interruttore sulla retta di carico indicata in fig. 4. Dato che la tensione  $V_{CE}$  è inferiore a quella di gomito ( $V_{CEK}$ ), la corrente di base al di sopra di un determinato valore non ha più effetto sulla  $I_c$  come risulta dalle curve fornite e ovviamente sulla tensione d'uscita. Il risultato pratico che si ottiene è che fra 1 metro e la distanza massima di funzionamento la tensione d'uscita ha la medesima ampiezza ( $\sim 150$  mV p.p.) e forma quadrata.

d) L'ultimo stadio è un « emitter follower » e viene impiegato allo scopo di avere una sorgente di segnale a bassa impedenza da distribuire ai vari amplificatori selettivi. Se tale impedenza non fosse sufficientemente bassa ci sarebbero da temere notevoli difficoltà nella messa a punto e interferenze fra un selettore e l'altro.

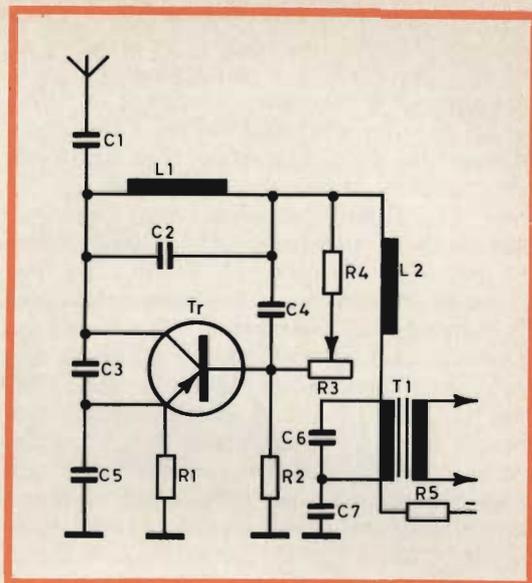


Fig. 3 - Un'altra soluzione possibile per la parte rivelatore; il relativo elenco dei componenti è in tabella 2.

### Realizzazione e messa a punto

Prima di cominciare la realizzazione del circuito stampato, è consigliabile mettere a punto il 1° stadio, ricevitore supereattivo, montato provvisoriamente su lastrina di bachelite con rivetti o simili. L'uscita, ossia i capi del secondario, verrà collegata ad un amplificatore di

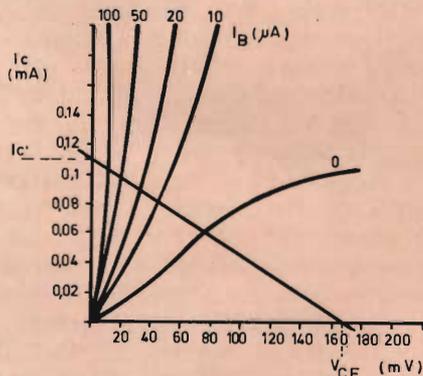


Fig. 4 - Famiglia di curve  $I_c = f(V_{CE})$  per un transistor OC71.

B.F. Occorre connettere un'antenna avente pressappoco le stesse dimensioni di quella che verrà poi utilizzata. Se il funzionamento è regolare si otterrà un forte soffio di intensità dipendente dalla regolazione del potenziometro; tale soffio dovrà cessare toccando colle dita la bobina L1. Tener presente che l'assorbimento dello stadio dovrà essere  $0,4 \div 0,5$  mA. Se ciò non si verificasse pur essendo lo schema rispettato, sostituire il transistor o aumentare C3. A questo punto si può sintonizzare il circuito alla frequenza desiderata, agendo sul trimmer C2, con l'aiuto di un generatore modulato o di un trasmettitore. La regolazione del reostato R4 va effettuata con questo criterio: al soffio più intenso corrisponde maggior sensibilità del ricevitore, ma maggior criticità. In pratica conviene regolare per un'intensità alquanto inferiore al massimo e controllare che tutto funzioni anche riducendo la tensione d'alimentazione di 1 o 1,5 V.

Messo a punto lo stadio a supereazione si può passare al disegno del circuito stampato dell'intero pannello, dato che gli stadi 2°, 3° e 4° non richiedono messa a punto. Le dimensioni dell'originale sono mm 70 x 47. È opportuno sistemare la bobina L1 verso il bordo del circuito ed evitare che abbia altri componenti troppo vicini (tenere circa 1 cm di distanza); collegare il collettore dell'AF114 molto brevemente e direttamente a C2 senza servirsi del circuito stampato.

Il terminale centrale di C2 sarà quello che attraverso C4 va alla base del transistor. Il collegamento fra l'emettitore e L2 dovrà essere molto breve. Gli altri stadi possono essere montati con lo stile della « radiolina giapponese » purché non si tengano troppo vicini T1 e T2. A montaggio eseguito si colleghi la batteria con milliamperometro in serie: l'assorbimento dovrà essere dell'ordine di 5 mA. Se fosse completamente differente... caccia all'errore. Inoltre la caduta di tensione ai capi della R9 di 220  $\Omega$  dovrà essere dell'ordine di 0,4 V, mentre ai capi della R15 dell'emitter follower dovrà essere dell'ordine di 4 V.

Se questi valori fossero molto differenti da quelli indicati, agire rispettivamente su R8 e R14.

## Comando del timone

È costituito da due parti, comprendenti 3 stadi ciascuna (schema di fig. 5) elettricamente e costruttivamente simmetrici, alimentati ciascuno a 4 volt. Il segnale proveniente dal ricevitore viene inviato alle basi dei due amplificatori selettivi Tr1 e Tr4. Questi transistori (al silicio per minimizzare gli effetti delle variazioni di temperatura) sono polarizzati appena un po' al di sopra dell'interdizione.

Infatti la R di base è molto elevata e la Ic ridotta. Il segnale presente in base si ritrova debolmente amplificato al collettore ma rovesciato di fase; attraverso L1 e C3 e L2 e C9 il segnale al collettore tende a passare alla base introducendo controreazione. Però, quando il segnale d'ingresso ha la stessa frequenza di quella di risonanza dei filtri (circuiti risonanti parallelo a R elevato) la controreazione è praticamente inesistente dato che l'impedenza del filtro è massima.

Ne consegue che il segnale al collettore ha, già per questo motivo, ampiezza massima per la frequenza di risonanza.

Ma a quest'effetto se ne somma un altro dovuto ai diodi rispettivamente D1 e D4. Infatti nelle condizioni di risonanza, i diodi, data la maggior ampiezza della tensione alternata di collettore, entrano robustamente in conduzione, naturalmente ogni volta che l'alternanza è tale da rendere negativo il catodo rispetto all'anodo. (Si ricordi che fino a tensione di 0,2 V praticamente un diodo al germanio non conduce). In questa situazione si viene a formare sui catodi di D1 e D4 una tensione pulsante di valore mediamente positivo rispetto agli emettitori dei transistori; ora tra i suddetti catodi e le basi di Tr1 e Tr4 esiste una connessione rappresentata dal filo delle bobine L1 e L2 (resistenza dell'ordine di 100  $\Omega$ ).

È chiaro così che, soltanto alla risonanza, la polarizzazione e quindi l'amplificazione dei transistori diventa normale e l'effetto di amplificazione selettiva risulta moltissimo rinforzato dalla presenza dei diodi. La tensione alternata prodotta dagli amplificatori viene raddrizzata e

filtrata rispettivamente dai diodi D2-D3 e D5-D6 e dai condensatori C5-C11 montati in circuito duplicatore di tensione. Le uscite dei duplicatori sono i terminali di C5 e C11 ai capi dei quali si localizzano tensioni continue.

In una realizzazione di tale circuito, mantenendo la tensione d'ingresso costante a 0,5 mV si sono ottenuti, alla frequenza di risonanza di 1650 Hz, 1,15 V continui all'uscita del duplicatore. A 1550 Hz la tensione continua era ridotta a 40 mV.

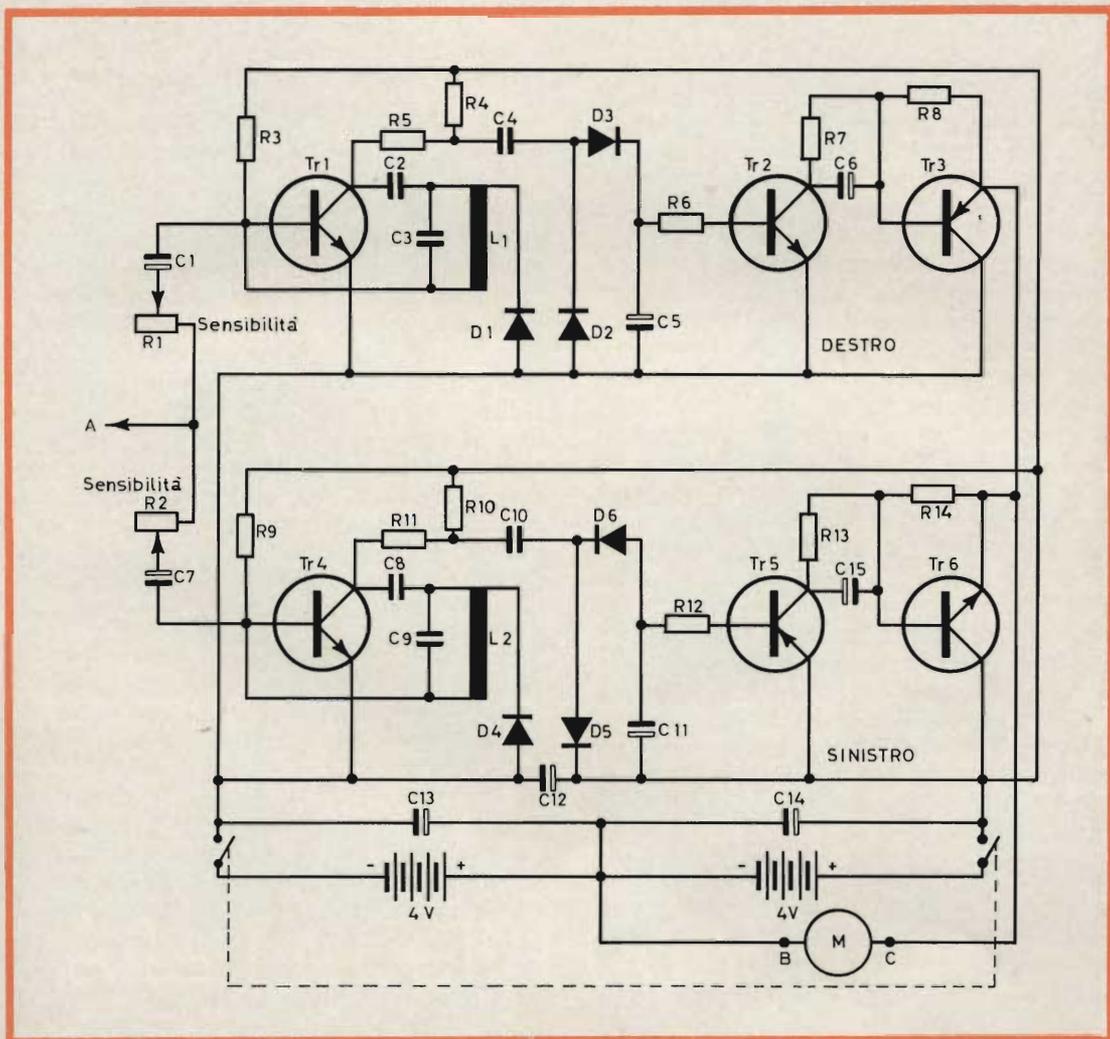


Fig. 5 - Schema elettrico del circuito di comando del timone. I valori dei componenti sono elencati in tabella 3.

È da notare che l'ingresso dei duplicatori non può essere connesso direttamente ai collettori di Tr1 e Tr4 altrimenti risulterebbero troppo caricati i circuiti risonanti con riduzione della selettività.

Gli stadi dei transistori Tr2-Tr3 e Tr5-Tr6 sono amplificatori in c.c. e costituiscono due « relais statici ». Osservando in un primo tempo il circuito di Tr2, Tr3 si nota che in assenza di segnali prove-

nienti da « A », sia l'OC140 che l'AC128 sono interdetti: infatti non esiste polarizzazione di base per il primo e la tensione  $V_{BE}$  del secondo è praticamente nulla. Conclusione: il motorino M che si trova in serie all'emettitore di Tr3 non è percorso da corrente il che è come dire che Tr3 equivale ad un **interruttore aperto**.

Ignoriamo per il momento C6 e pensiamo a cosa accada quando un segnale avente frequenza pari a quella di risonanza del filtro L1 C3 arriva alla base di Tr1: una tensione positiva, rispetto al polo — dell'alimentazione, raggiunge la base di Tr2 attraverso la resistenza di protezione R6; il transistoro da interdetto diventa conduttivo lasciando circolare corrente nella R7 e R8. Questa corrente (convenzionalmente) percorre il circuito: presa centrale fra le batterie, motore, R8, R7 collettore ed emitter di Tr2, polo negativo dell'alimentazione; ne deriva che la caduta di tensione ai capi di R8 rende la base di Tr3 negativa rispetto all'emitter e, dato che il transistoro è PNP, esso lascia circolare una forte corrente che, partendo dalla presa centrale della batteria attraversa il motore, che si porrà in rotazione, giunge all'emettitore di Tr3 poi al collettore e al polo negativo dell'alimentazione. In queste condizioni, il morsetto C del motore è connesso al negativo dell'alimentazione attraverso la bassa resistenza di Tr3 in piena conduzione che equivale pertanto a **interruttore chiuso**.

Una situazione analoga si verifica quando giunge un segnale di frequenza pari a quella di risonanza del filtro L2-C9. Infatti una tensione che, dato il montaggio dei diodi del duplicatore, questa volta è negativa rispetto al polo positivo dell'alimentazione, raggiunge la base di Tr5 e lo porta in conduzione facendo circolare corrente in R13 e R14. La caduta di tensione ai capi della R14 questa volta la polarità tale da rendere positiva la base di Tr6 rispetto al suo emettitore. Risultato: lo stesso Tr6 (NPN) lascia circolare una forte corrente che, partendo dal + dell'alimentazione raggiunge collettore poi emettitore del Tr6 stesso, quindi il morsetto C del motore, la presa centrale

delle batterie, il + dell'alimentazione e così via.

Riassumendo: quando funziona la metà superiore del circuito il morsetto C è connesso al — e il motore ruoterà in un certo senso; quando funziona la metà inferiore il morsetto è collegato al + e si avrà rotazione in senso opposto.

Resta da esaminare la funzione dei condensatori da 1.000  $\mu$ F C6 e C15.

Il loro scopo è quello di agevolare lo « spunto » del motorino sotto carico. All'atto dell'avviamento, ogni motore elettrico assorbe corrente in misura molto superiore che non quando è in rotazione; ciò perché quando il motore è fermo non può generare forza controelettrica e la corrente assorbita è determinata dalla sola resistenza ohmica degli avvolgimenti. Siccome il relais statico chiude meno perfettamente il circuito che non ha un buon relais elettromagnetico (infatti il transistoro in saturazione corrisponde ad una resistenza bassa ma non nulla) ne deriva che proprio al momento dell'avviamento Tr3 e Tr6 produrrebbero una eccessiva caduta di tensione ostacolando l'avviamento stesso.

Per ovviare ci si vale di C6 e C15: infatti, all'arrivo del comando, tali condensatori sono scarichi e rappresentano un corto circuito momentaneo per R7 e R13. Le correnti di base e quindi di collettore di Tr3 e Tr6 sono elevate e restano tali finché i suddetti condensatori non sono carichi (frazione di secondo); ma intanto il motorino si è avviato. A proposito di quest'ultimo (1) è da notare che si tratta di un tipo previsto per funzionamento fra 1,5 e 3 V che spunta con 200 mA per assorbire in seguito, sempre sotto carico, 80 mA. Nella realizzazione in questione, in assenza di comando, la tensione fra emettitore e collettore di Tr3 e Tr6 coincide praticamente con quella tra i morsetti di un accumulatore (4 V nominali) segno questo che la corrente dispersa a « relais statico » aperto è più che trascurabile. All'arrivo del segnale, la suddetta tensione è allo spunto di circa 1 V e di 2 V a motore avviato. Questo significa che al motore vengono applicati 3 V allo spunto e 2 V in seguito.



# Alta Fedeltà Lenco

L'alto livello produttivo dell'industria svizzera di precisione, una elevata qualità tecnica e una assoluta razionalità formale sono le principali caratteristiche dei giradischi Lenco che, costruiti in una vasta gamma di tipi, sono in grado di soddisfare ogni esigenza.

## L 77 Hi-Fi stereo superprofessionale

Giradischi a 4 velocità costruito per l'amatore più esigente. La piastra di montaggio è in acciaio. Il piatto, in lega antimagnetica, ha un diametro di mm 300 e un peso di kg 3,7.

Il braccio, il cui corpo poggia verticalmente su cuscinetti a sfere radiali di precisione e orizzontalmente su due piani autoregolabili a scorrimento è in equilibrio statico e dinamico. La pressione di lettura può essere regolata, con assoluta precisione da 0 a 8 g.

Il braccio è provvisto di un dispositivo ad ammortizzamento idraulico per la posa e il sollevamento del disco che assicura la massima durata della puntina e del disco stesso.

La testa del braccio sfilabile permette il montaggio di qualsiasi tipo di testina. Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri. È dotato di un cambiattensioni per 115 V, 145 V e 220 V / 50 Hz. Dimensioni della piastra: mm 385 x 330.

# Lenco

Lenco Italiana Spa  
Via del Guazzatore 225  
Osimo (Ancona)

Il meccanismo della timoneria è quello indicato in fig. 6 ed è consigliabile per la grande sicurezza di funzionamento e per il fatto che si evitano interruttori di fine corsa. Il timone ruota per un angolo di  $90^\circ$  ( $45^\circ$  per parte) in un tempo poco superiore a  $1''$  che è risultato in pratica adeguato. La vite senza fine ha un diametro esterno di 4 mm e la ruota dentata ha 50 denti e un diametro esterno di 21 mm (2). La puleggia d'ottone (tipo per scala parlante) solidale all'asse del timone, ha un diametro alla gola di 13 mm mentre il cilindretto su cui si avvolge la cordina di seta (3 giri) ha un diametro di 3,5 mm. Il materiale per gli alberini ( $1,5 \div 2$  mm di diametro) può essere ottenuto da... ferri da calza in acciaio. Occorre naturalmente studiare e

Invece la cordina è fissata in un punto adatto della puleggia solidale al timone per esempio con una goccia di Bostik Epoxy 103.

### Controlli e messa a punto

Il pannello 2 (dimensioni 70 x 60 mm) può essere direttamente montato a circuito stampato tanto più se si ha la possibilità di selezionare prima i transistori. Converterà cominciare col montare prima gli amplificatori selettivi e i duplicatori di tensione e controllarne il funzionamento. La cosa è attuabile con l'aiuto di un generatore di B.F. collegato all'ingresso e di una testa, predisposto per la portata in volt continui più bassa, collegato all'uscita del duplicatore. Facendo variare la frequenza del generatore, aven-

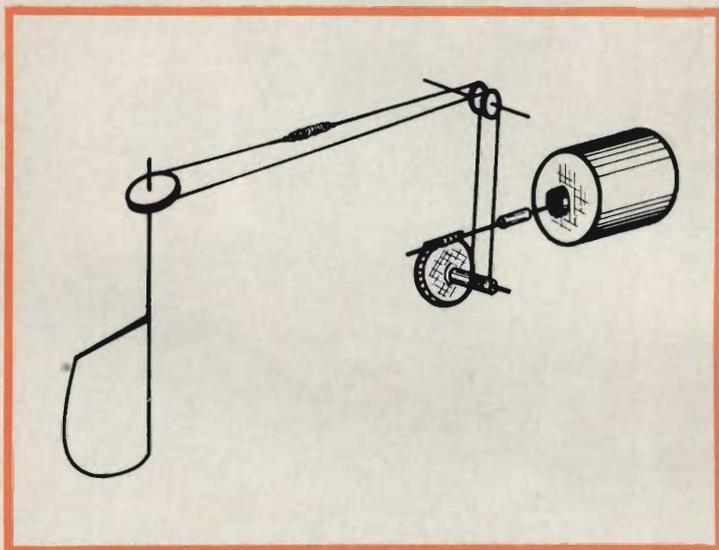


Fig. 6 - Esempio di realizzazione meccanica del comando del timone.

realizzare molto bene un telaio di ottone (spessore  $0,8 \div 1$  mm) che tenga rigidamente assieme motorino e ingranaggi. I fori per gli alberini devono essere eseguiti con molta precisione. È indispensabile un « giunto elastico » — pezzetto di tubetto di plastica — fra l'albero motore e quello della vite senza fine. La sottile molletta deve risultare debolmente tesa onde la cordina possa slittare abbastanza facilmente sul cilindretto nel caso che il timone sia per esempio a sinistra e si insista inavvertitamente a comandarlo in tale direzione.

te l'attenuatore regolato per poche decine di mV, ad un certo punto la lancetta del tester dovrà fare un brusco salto in avanti. Ciò avverrà per la frequenza di risonanza del filtro di cui si dovrà tener nota realizzando il trasmettitore. Circa il calcolo e la costituzione di  $L_1$ ,  $L_2$ , si vedrà per esteso più avanti. Se la risonanza non si verificasse anche col circuito esattamente eseguito, si può dubitare della bobina  $L_1$  o  $L_2$  o del transistorore con  $h_{FE}$  insufficiente. In questo caso si può diminuire la  $R_3$  o  $R_9$  fino anche a 500 k $\Omega$ .

Messi a punto gli amplificatori selettivi, si possono montare e provare uno alla volta gli amplificatori in continua (« relais statici »).

Il risultato dipenderà sia dal motorino impiegato che dal guadagno in corrente dei transistori. Comunque quello che

La seconda condizione dipende... pure dai transistor Tr2 e Tr5 e l'ideale sarebbe usare transistori al silicio che hanno una corrente di disposizione praticamente nulla. È da notare però che i transistori al silicio PNP sono piuttosto rari. Se eventualmente il motore girasse troppo



Vista laterale del modello navigante.

dobbiamo ottenere è che un voltmetro connesso fra collettore ed emettitore di Tr3 o Tr6 indichi la tensione più bassa possibile quando arriva il comando e la più alta (in pratica la stessa della batteria) in condizioni di riposo. La prima condizione è in relazione con il famigerato coefficiente  $h_{FE}$  (guadagno statico di corrente) che purtroppo può variare fra transistori aventi la stessa sigla, di oltre 100%. (Per es. il ben noto OC71, secondo il costruttore, ha un guadagno in corrente tipico di 47, ma compreso fra 30 e 75).

piano si può tentare di aumentare le R8 e R14. Sarà bene munire di alette Tr3 e Tr6.

---

(1) È un motorino facente parte di un attuatore « Marimat ». Dovrebbe esser facile trovare qualcosa di equivalente o migliore nei negozi specializzati. Inoltre sono in arrivo imminente motorini prodotti dalla Philips proprio per impiego sui radiocomandi.

---

(2) Sono reperibili nei negozi specializzati in articoli di modellismo.

Tabella 1

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
C1	10 pF	B/11
C2	3/30 pF trimmer	O/31
C3	15 pF ceramico	B/11
C4	5.000 pF ceramico disco	B/144
C5	1.000 pF ceramico disco	B/158-2
C6	20.000 pF ceramico disco	B/144-2
C7	6,4 $\mu$ F - 25 V.L.	B/297
C8	100 $\mu$ F - 12 V.L.	B/352-5
C9	10.000 pF ceramico disco	B/144-1
C10	100.000 pF ceramico disco	B/144-4
C11	10.000 pF ceramico disco	B/144-1
C12	6,4 $\mu$ F - 25 V.L.	B/297
D1	Diode OA95	—
L1	20 spire affiancate filo 5/10 avvolte su tubetto $\varnothing$ 6 mm con nucleo ferromagnetico	—
L2	Impedenza per R.F. 100 $\mu$ H	O/497-2
R1	15 k $\Omega$	D/66-4
R2	47 k $\Omega$	D/66-4
R3	5,6 k $\Omega$	D/66-4
R4	10 k $\Omega$ pot. semifisso	D/150-5
R5	10 k $\Omega$	D/66-4
R6	470 $\Omega$	D/66-4
R7	2,2 k $\Omega$	D/66-4
R8	27 k $\Omega$	D/66-4
R9	220 $\Omega$	D/66-4
R10	10 k $\Omega$	D/66-4
R11	1,5 k $\Omega$	D/66-4
R12	220 $\Omega$	D/66-4
R13	10 k $\Omega$	D/66-4
R14	100 k $\Omega$	D/66-4
R15	1,5 k $\Omega$	D/66-4
Tr1	AF114 o AF115	—
Tr2	AC 125	—
Tr3	OC 71	—
Tr4	BF 164	—
T1	trasf. pilota push-pull	H/338
T2	trasf. pilota push-pull	H/360

Tabella 3

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
C1	6,4 $\mu$ F - 25 V.L.	B/297
C2	1.500 pF polistirolo	B/51-23
C3	10.000 pF poliestere	B/184-1
C4	2 $\mu$ F - 6 V.L.	B/315
C5	2 $\mu$ F - 6 V.L.	B/315
C6	1.000 $\mu$ F - 15 V.L.	B/352-9
C7	6,4 $\mu$ F - 25 V.L.	B/297
C8	1.500 pF polistirolo	B/51-23
C9	10.000 pF poliestere	B/184-1
C10	2 condensatori da 2 $\mu$ F l'uno, al tantalio, collegati in serie	B/318-2
C11	2 $\mu$ F - 6 V.L.	B/315
C12	400 $\mu$ F - 15 V.L.	B/352-8
C13	100 $\mu$ F	B/352-5
C14	100 $\mu$ F	B/352-5
C15	1.000 $\mu$ F - 15 V.L.	B/352-9
D1, D2 ... D6	OA95	—
L1	1,85 H Q = 90 vedi testo	—
L2	1,31 H Q = 78 vedi testo	—
R1	10 k $\Omega$ pot. semifisso	D/150-5
R2	10 k $\Omega$ pot. semifisso	D/150-5
R3	1 M $\Omega$	D/66-4
R4	470 $\Omega$	D/66-4
R5	1.000 $\Omega$	D/66-4
R6	470 $\Omega$	D/66-4
R7	1.500 $\Omega$	D/66-4
R8	150 $\Omega$	D/66-4
R9	1 M $\Omega$	D/66-4
R10	470 $\Omega$	D/66-4
R11	1.000 $\Omega$	D/66-4
R12	470 $\Omega$	D/66-4
R13	1.500 $\Omega$	D/66-4
R14	150 $\Omega$	D/66-4
Tr1	BC 108	—
Tr2	OC 140 o BC 108	—
Tr3	AC 128	—
Tr4	BC 108	—
Tr5	AC 125 o AC 126	—
Tr6	AC 127	—

Tabella 2

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
C1	5 pF ceramico	B/11
C2	47 pF ceramico	B/11
C3	10 pF ceramico	B/11
C4	5.000 pF ceramico disco	B/144
C5	5.000 pF ceramico disco	B/144
C6	10.000 pF ceramico disco	B/144-1
C7	100 $\mu$ F - 12 V.L.	B/352-5
L1	8 spire di filo 5/10 avvolte su supporto $\varnothing$ 7 mm con nucleo; sviluppo 10 mm	—
L2	100 $\mu$ H	O/497-2
R1	1,2 k $\Omega$	D/66-4
R2	3,3 k $\Omega$	D/66-4
R3	47 k $\Omega$ semifisso	D/150-5
R4	47 k $\Omega$	D/66-4
R5	470 $\Omega$	D/66-4
T1		H/338
Tr	OC 170	—

# I CERCAMETALLI

Vengono passati in rassegna i tipi fondamentali di apparecchi cercametalli presentemente più usati e le loro possibilità e le limitazioni in funzione delle attuali esigenze di ricerca.

**C**on la denominazione di « certametal-  
ti » viene indicata una vasta categoria di  
apparecchi, variamente congegnati, la cui  
funzione è quella di permettere l'individuazione di masse metalliche aventi varie dimensioni, sepolte nel terreno, celate in muri o nascoste in materiali qualsiasi purché non metallici.

In senso lato possono essere fatti rientrare in questa categoria, ad esempio, anche gli apparecchi che servono a dare l'allarme quando chiodi o pezzi metallici sono presenti nel mangime del bestiame, i « cercamine » usati nei primi anni della seconda guerra mondiale, i « magnetometri » che da bordo degli aerei permettono di scoprire la presenza di sommergibili in immersione, i « cerca-tesori » e qualsiasi apparecchio capace di fornire una indicazione ottica, acustica o di altro tipo ogni qualvolta una massa perturbante viene a trovarsi nel raggio di azione.

Le applicazioni di questi utili apparecchi sono ovviamente numerosissime. Possono servire per ricercare le tubazioni

sottomuro dell'impianto idraulico di una casa, contare gli autoveicoli che passano su una strada, oppure i barattoli di conserve che sfilano lungo un nastro trasportatore.

Nelle sartorie permettono di accertare che non siano stati dimenticati aghi o spilli negli abiti da consegnare ai clienti, mentre le persone più romantiche se ne servono per scandagliare l'orto di casa nel caso che qualche antenato vi avesse sotterrato una pignatta piena di monete d'oro, esentasse.

Nella pratica di ogni giorno i compiti a cui sono chiamati i cercametalli sono il più delle volte diversissimi fra loro, ed infatti è ben diverso il dover individuare un piccolo oggetto metallico posto a qualche decimetro di distanza oppure una grande massa posta a notevole distanza. Pertanto, un apparecchio adatto per un determinato tipo di ricerca non lo è più, almeno in modo ottimale, per un'altra ricerca.

Purtroppo, in pratica, attualmente vengono usati su ampia scala per compiti a cui non sono adatti, quasi esclusivamente i cercamine. Così si sono visti in frenetica azione, specie in questi ultimi anni, cercamine usati indiscriminatamente. Chi ha tentato, con essi, di scoprire « tesori sepolti » e chi giacimenti di rame, chi tombe etrusche e chi... manoscritti di Dante.

In tutti questi casi il più rilevante risultato sicuro conseguito è stato quello di localizzare barattoli di latta a non finire. Quest'ultimi, infatti, sono forse gli oggetti che più s'avvicinano al tipo di massa metallica capace di simulare una mina. Pertanto, esistendo una fortissima simpa-

tivamente, i vari apparecchi usati per la ricerca di masse metalliche che hanno avuto, non sempre a proposito, una discreta diffusione.

### Vari tipi di circuiti

Se passiamo in rassegna quanto è stato pubblicato in questi ultimi anni dalla stampa tecnica divulgativa di tutto il mondo a proposito di « cercametalli » si giunge alla conclusione che i circuiti usati rientrano in uno dei seguenti tipi:

a) a deformazione del campo elettromagnetico;

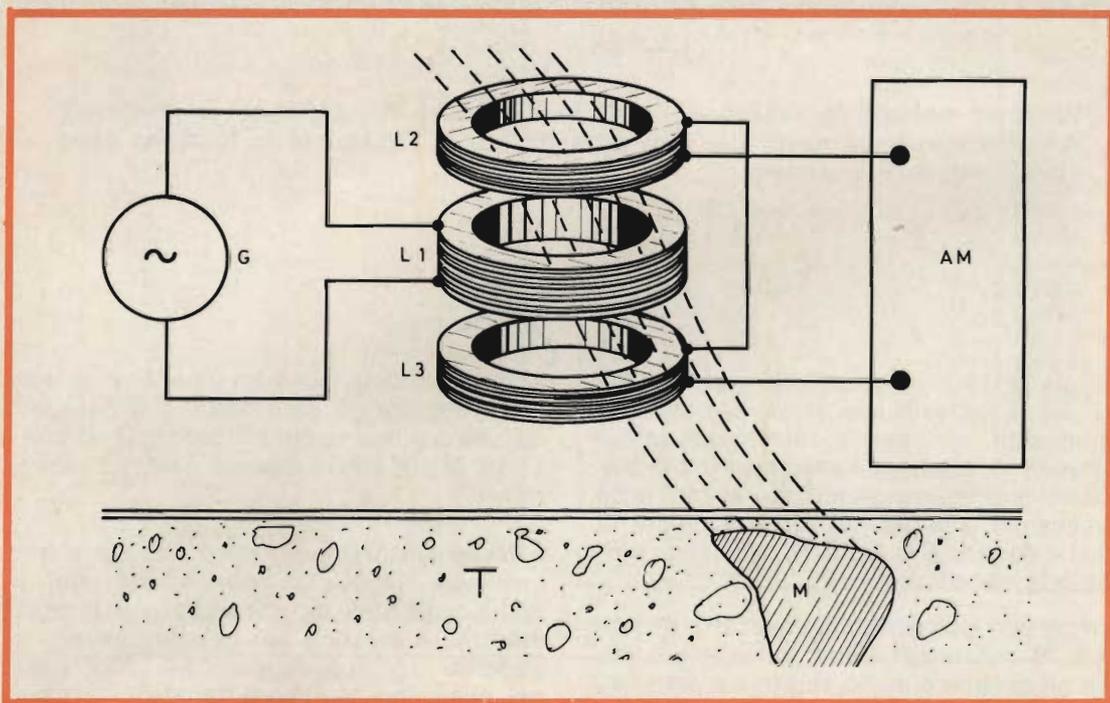


Fig. 1 - Cercametalli del tipo a deformazione del campo elettromagnetico e secondario ibrido.

tia fra scatole di conserva, vuote ed arrugginite, ed i cercamine usati come cercametalli, è frequente il caso che sfugga alla ricerca, ad esempio, un braccialetto d'oro, ma mai una scatola vuota di sardine che lo zelante strumento si affretterà a localizzare con diligenza e farà vostra.

Lo scopo di queste note è quindi quello di passare in rassegna, sia pure riassun-

b) a battimenti;

c) a ponte squilibrabile;

d) ad irradiazione variabile d'antenna.

Salvo alcune varianti, che riguardano quasi sempre solo il numero degli stadi di amplificazione e dettagli secondari, le disposizioni tipiche relative sono quelle riportate nelle unite figure.

## Deformazione del campo elettromagnetico

In fig. 1 è illustrato, in via schematica, un cercametri funzionante a deformazione del campo elettromagnetico.

Un avvolgimento L1, funzionante da primario ed alimentato dal generatore di corrente alternata G, induce nei secondari L2-L3 (collegati fra loro in senso inverso) due f.e.m. uguali e contrarie in segno, per cui in condizioni di riposo nessuna tensione viene ad essere applicata all'entrata dell'amplificatore AM.

Quando, durante l'esplorazione, una massa metallica M che trovasi nel ter-

con l'entità dello squilibrio elettromagnetico causato dalla massa M e, quindi, anche con le sue dimensioni fisiche e la sua vicinanza.

Una variante, spesso usata, è quella di ottenere l'annullamento della tensione secondaria per via magnetica anziché elettrica. In tal caso, le bobine L2-L3 vengono riunite in un unico avvolgimento (fig. 2) che viene collocato ad angolo retto rispetto L1. La presenza nel raggio di azione utile di una massa metallica M, al solito, provocherà una deformazione del campo elettromagnetico originario, per cui le linee di forza taglieranno le spire di L2 inducendo in esse una f.e.m. che,

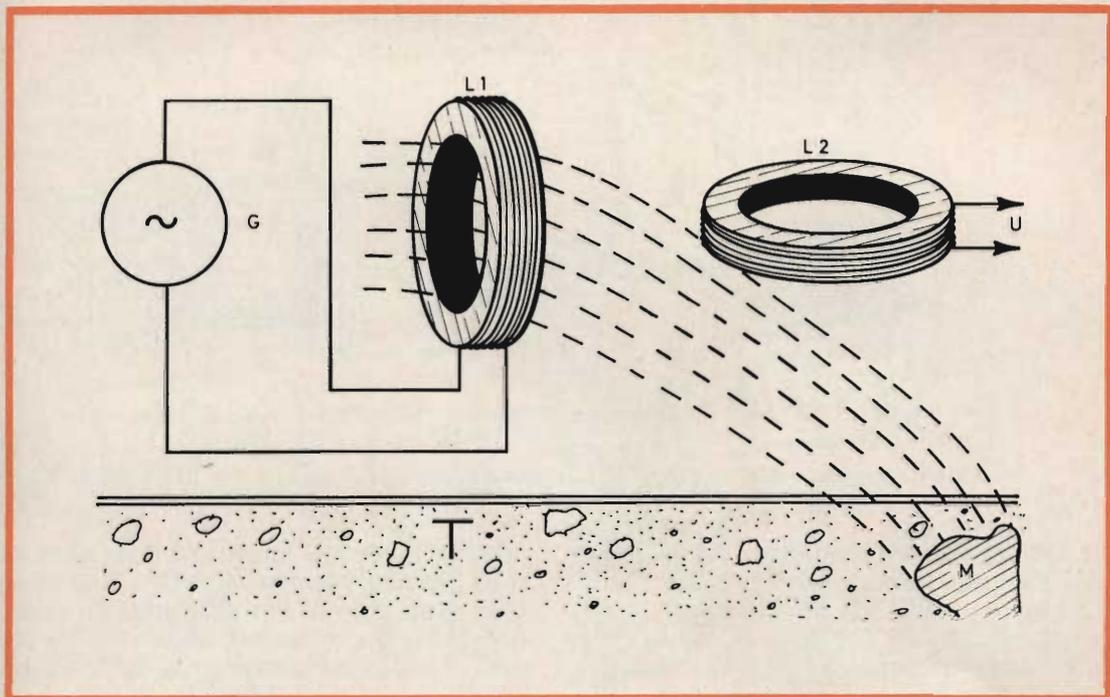


Fig. 2 - Cercametri a deformazione del campo elettromagnetico, ma con avvolgimenti a 90°.

reno T, cade nel raggio di azione utile del campo elettromagnetico, quest'ultimo ne risulta deformato per cui la tensione indotta da L1 in L2 è diversa da quella indotta in L3. All'amplificatore AM si presenta quindi la differenza risultante fra le tensioni presenti ai capi di L2-L3, fornendo alla sua uscita un segnale ottico od acustico, che ha una certa proporzionalità

uscendo in U, viene inviata come nel caso precedente ad un amplificatore.

Le disposizioni delle figg. 1 e 2 influenzano l'aspetto esteriore del cercametri che se è del primo tipo assume la forma tipica di fig. 3A, mentre se è del secondo tipo si presenta in genere come in fig. 3B. Tanto maggiore è il diametro degli avvolgimenti in fig. 3A, oppure la distanza fra

L1 ed L2 in fig. 3B, e tanto maggiore sarà, a parità di altre condizioni, la distanza o profondità massima a cui potrà essere avvertita dall'apparecchio la presenza di masse metalliche.

Per la versione di fig. 3A è generalmente preferita, per gli avvolgimenti, la forma circolare, mentre quella quadrata o rettangolare predomina nei tipi della

vece spesso deludenti ed inferiori a quelli ottenibili con la disposizione di fig. 3A. Ciò è spiegabile col fatto che questi apparecchi non hanno un impiego statico ma vengono usati da un operatore che si sposta con continuità con essi lungo la zona di ricerca. Ne segue che le aste AS, per quanto ben realizzate e robuste, per la nota legge delle catenarie, flettono

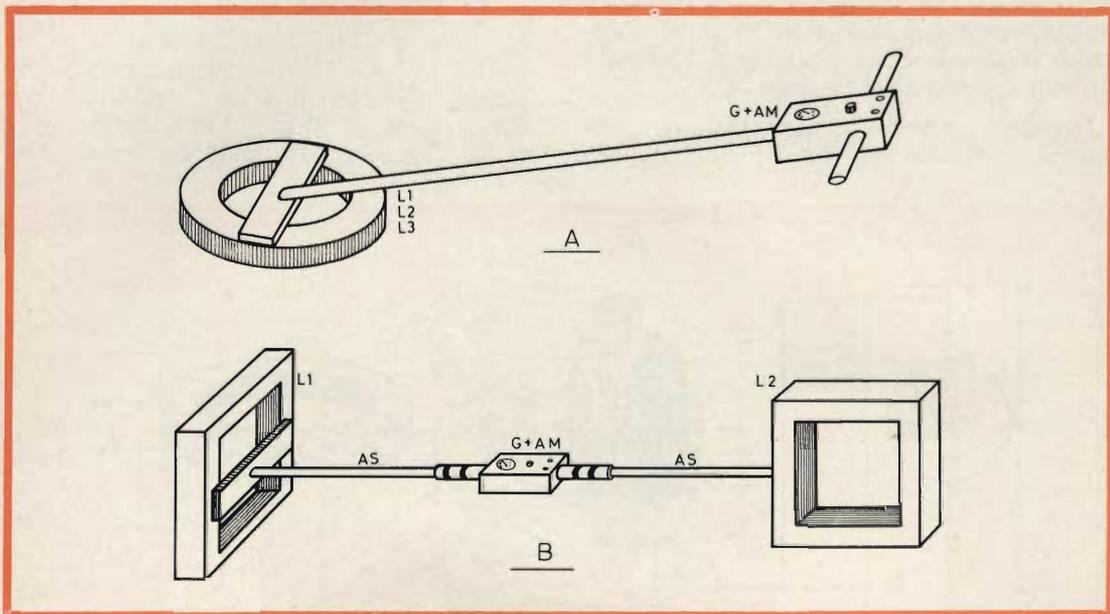


Fig. 3 - (A): aspetto esteriore tipico dei cercametalli del tipo di fig. 1 e (in B) di fig. 2.

fig. 3B. In quest'ultimo caso viene preferita la forma non circolare perché L1 ed L2 vengono realizzate su due supporti che formano come le due parti di una scatola entro cui, smontando l'apparecchio, vi trova alloggiamento ad eccezione delle aste AS.

Le frequenze di lavoro sono assai varie; vengono usate frequenze minime di 500 Hz e massime di 2 MHz. Alcuni apparecchi hanno anche la possibilità di poter essere fatti funzionare a varie frequenze prefissate. Teoricamente la disposizione di fig. 3B è notevolmente più vantaggiosa di quella di fig. 3A, perché allungando di molto le aste di sostegno AS la portata dell'apparecchio può essere accresciuta a piacere.

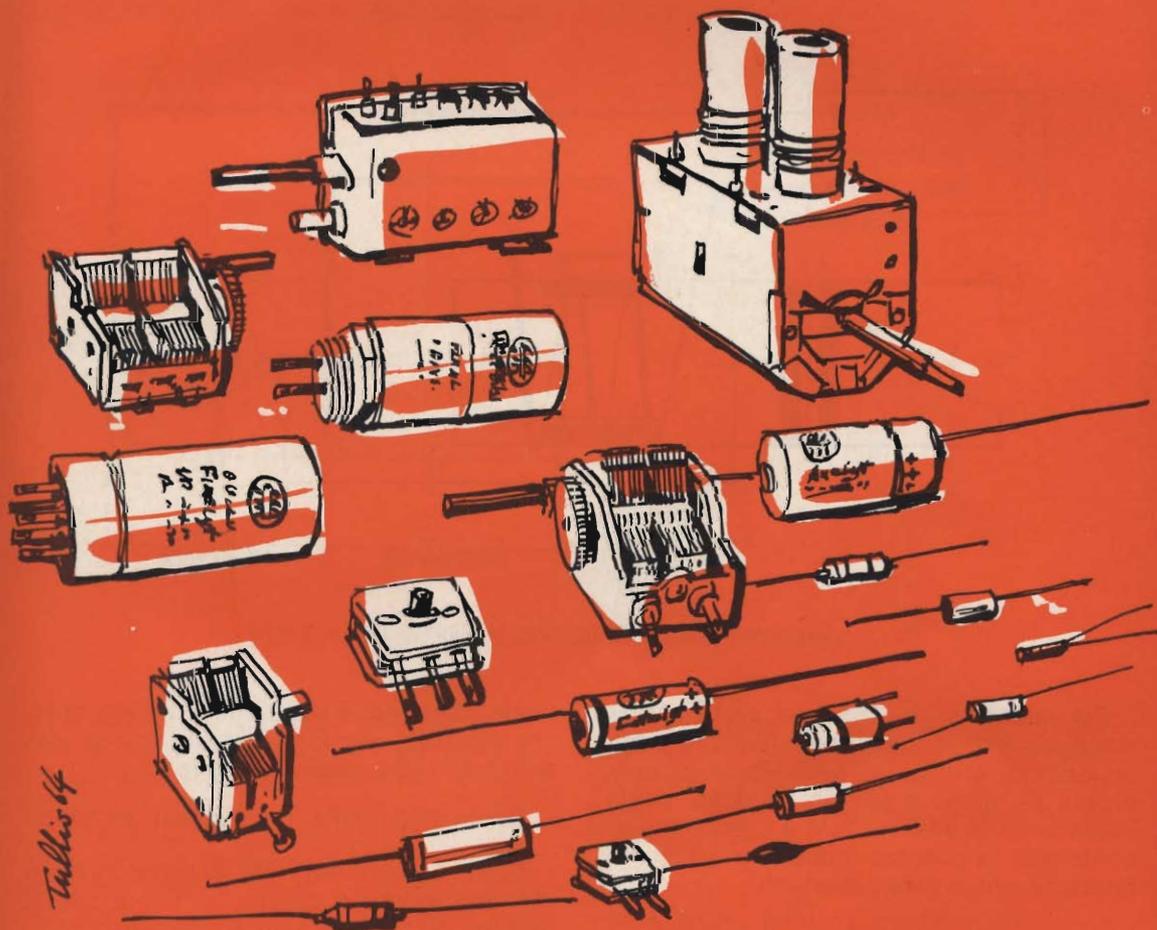
In pratica i risultati ottenuti sono in-

sempre e ad ogni passo dell'operatore L1 e L2 vibrano meccanicamente. È impossibile, restando nei limiti di peso di un apparecchio portatile, fare sì che L1 sia fissata in modo assolutamente rigido ad L2.

Ad ogni flessione o vibrazione delle aste vien meno la condizione di azzerramento perfetto fra L1 e L2, per cui compaiono segnali spuri in uscita negli apparecchi ad alta amplificazione.

In più, la collocazione della scatola con i componenti del generatore (G) e dell'amplificatore (AM) al centro fra L1 ed L2 introduce un'ulteriore alterazione del campo elettromagnetico, a cui spesso si aggiungono le cause perturbatrici fornite dalla presenza dell'operatore stesso che deve manovrare l'apparecchio stando al

**componenti per radio e televisione**



*Tullio 64*



**DUCATI** elettrotecnica **MICROFARAD**



centro. È sufficiente infatti che questi porti scarpe con occhielli dei lacci metallici, piccoli chiodi nei tacchi, orologi al polso, chiavi o monete in tasca, occhiali con montature non di plastica o protesi dentarie in metallo, perché sia impossibile qualsiasi prospezione con sensibilità massima.

Una limitazione comune a tutti gli apparecchi funzionanti secondo il principio della deformazione di un campo elettromagnetico è poi quella della difficoltà pratica di ottenere un azzeramento assoluto.

## Tipi a battimenti

Un poco più sensibili sono gli apparecchi funzionanti a battimenti.

Gli avvolgimenti sono disposti come in fig. 3B, ma sia L1 che L2 sono energizzate circa sulla stessa frequenza, mediante due oscillatori G1 e G2 (vedasi fig. 4) separati; uno di questi oscillatori (G1) è generalmente controllato a quarzo. Essendo più facile (si fa per dire) ottenere due frequenze uguali anziché due tensioni alternate assolutamente identiche ma con-

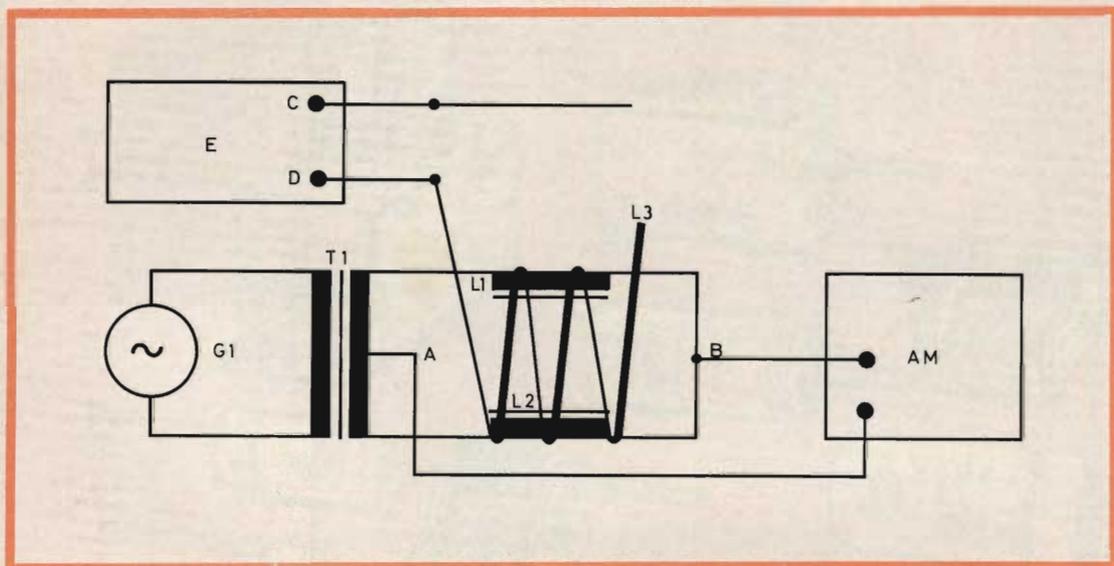


Fig. 4 - Cercametalli a battimenti con G1 controllato a quarzo.

Per quanto si realizzi ogni parte con la massima precisione, l'annullamento delle tensioni indotte al secondario in condizioni di riposo è sempre relativo, ossia l'azzeramento sembra tale a condizione di contenere la potenza inducente e l'amplificazione entro valori modesti.

Questi cercametalli, specie il tipo di fig. 3A sono derivati direttamente dai cercamine bellici. Si prestano quindi per localizzare a distanze o profondità non grandi masse metalliche di entità media, come appunto avviene nel caso delle mine interrate a modesta profondità nel terreno.

trarie in segno, è possibile ottenere qualche risultato migliore, almeno in casi determinati, con questi apparecchi.

Costruttivamente sono assai semplici.

Come si vede nella fig. 4, un oscillatore G1, controllato a quarzo, alimenta L1-C1, mentre G2 oscilla con il circuito L2-C2. Quando una massa metallica o conduttrice viene a trovarsi nel raggio utile di azione, la frequenza di L1-C1 non varia, stante il controllo a quarzo, mentre quella di L2-C2 varia. Le due frequenze vengono inviate al rivelatore R da cui esce la frequenza di battimento risultante a BF, che viene amplificata da AM che aziona una

cuffia, un altoparlante od un dispositivo di segnalazione di altro tipo.

Con questi apparecchi è anche possibile distinguere le masse ferromagnetiche dalle altre. Infatti, ad esempio, il ferro, il nickel, la magnetite, ecc. aumentano lo scarto di frequenza di L2 rispetto ad L1 e fanno comparire nell'altoparlante o nella cuffia una nota più acuta, mentre alluminio, rame, acqua salmastra, ecc. tendono a diminuire l'eventuale scarto di frequenza esistente fra L1 ed L2 e danno un battimento udibile di suono più grave.

Ciò è vero, però, solo a condizione che

dagli altri) non avviene nel punto di battimento zero perfetto. La portata di questi apparecchi può raggiungere 3-4 m, per masse metalliche buone conduttrici aventi superfici dell'ordine di almeno 1000 cm<sup>2</sup>.

### Ponte squilibrabile

Questi cercametri hanno anch'essi un'origine bellica, ma anziché derivare dai cercamine, discendono dai... « cercasommersibili »! Alcune versioni di essi, quando sono calibrati in valori assoluti di campo magnetico prendono il nome di « magnetometri ».

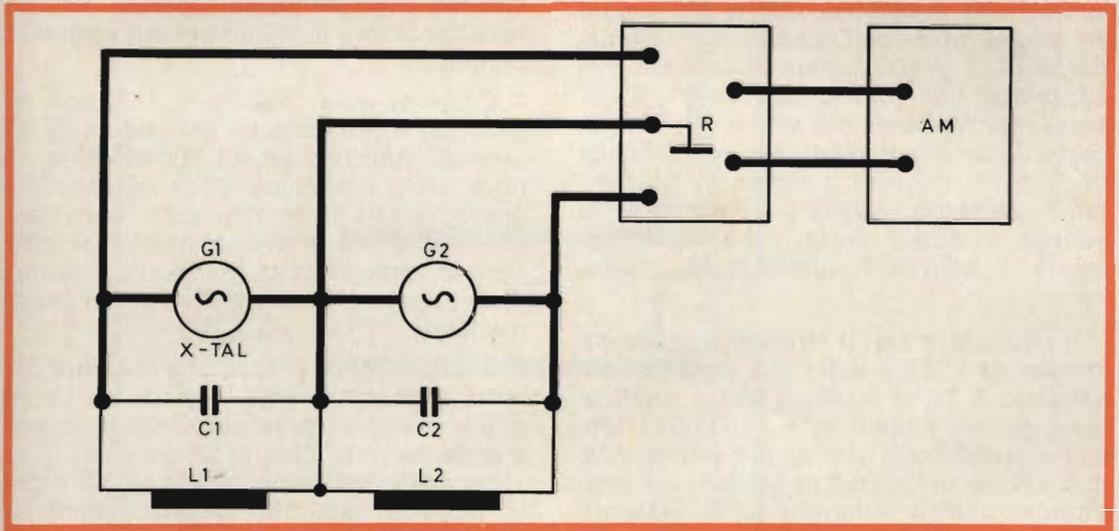


Fig. 5 - Schema di principio dei cercametri « a ponte ».

l'apparecchio non venga perfettamente azzerato e che in assenza di masse conduttrici L2 oscilli su una frequenza leggermente più bassa (es.: di 500 Hz) rispetto a quella di L1. Se la frequenza di L2 è invece più alta le masse ferromagnetiche danno una nota più bassa e quelle conduttrici, ma non magnetiche, una nota più alta. La necessità di dover funzionare a battimenti rende necessario, in questi apparecchi, l'uso di frequenze piuttosto elevate, dell'ordine di 2 MHz.

La disposizione con bobine separate, come in fig. 3B, è meno nociva, dato che il funzionamento (quando si vogliono poter distinguere materiali ferromagnetici

Semplicissimi in apparenza, sono però di delicatissima messa a punto, soprattutto perché implicano più problemi di trattamenti speciali di materiali magnetici che di elettronica.

Rispetto ai cercametri precedentemente citati, quelli a ponte squilibrabile permettono di ottenere delle sensibilità notevoli, potendo misurare campi magnetici di oltre 100.000 volte più piccoli del campo magnetico medio terrestre. Molto più piccoli e compatti, permettono indifferentemente di localizzare un sommersibile in immersione da un aereo che vola ad oltre 1000 m di altezza o di segnalare

la presenza di un ago da cucire ad 1 m di distanza.

Lo schema di principio è riportato nella fig. 5.

Un generatore molto stabile (controllato spesso con diapason) e sinusoidale in modo assoluto, alimenta alla frequenza di 1000-3000 Hz un circuito a ponte costituito dai due rami del secondario di T1, da L1 e da L2.

In assenza di cause esterne che facciano variare l'equilibrio del ponte, tra i punti A-B di esso non compare (in teoria) alcuna tensione. Quando però la presenza esterna di una massa, capace di una certa suscettività magnetica, capita nel raggio di azione utile dell'apparecchio, l'impedenza di L1 varia ma non in accordo con L2. Infatti, non solo L2 può venire a trovarsi relativamente più vicina alla massa perturbante, ma il senso del proprio campo è a 18° rispetto a quello di L1; pertanto, un campo magnetico esterno se si somma a quello di L1, contemporaneamente si sottrae a quello di L2 o viceversa.

Il risultato è che il circuito a ponte costituito da L1-L2 e dalle due metà del secondario di T1, si squilibra ed una tensione compare tra i punti A e B. Questa tensione, amplificata dall'amplificatore AM, può essere utilizzata per pilotare un registratore grafico o fornire un segnale ottico od acustico.

Aggiungendo un dispositivo automatico E (fig. 5) che invii ad ogni istante ai capi C-D dell'avvolgimento L3 una tensione (pilotata da AM) tale che neutralizzi ad ogni momento ogni variazione del campo magnetico esterno (in modo da riportare sempre in equilibrio il ponte), si ha la possibilità di effettuare misure numeriche molto precise anche procedendo a prospezioni rapide.

Oltre alla precitata tensione variabile, il dispositivo E deve poi fornire una tensione continua di sottofondo che ha lo scopo di neutralizzare l'influsso del campo magnetico terrestre, che avendo un valore medio che può raggiungere i 60.000  $\gamma$  (= 0,6 Oersted) ossia circa 100.000 volte più intenso di quello a cui lavora l'apparecchio, maschererebbe tutti

i più piccoli campi magnetici locali, rendendo impossibile la ricerca di piccoli oggetti.

### Irradiazione variabile d'antenna

Anche i cercametalli funzionanti sul principio dell'irradiazione variabile d'antenna sono (nemmeno a dirlo) di origine militare e quindi si comprende come non sempre siano adatti per ricerche geofisiche o civili.

Messi a punto per localizzare sia le vecchie mine con involucro di metallo che quelle più moderne prive di parti di metallo, funzionano e danno risultati soddisfacenti ovviamente solo per le determinate condizioni di lavoro per cui sono stati progettati.

Come si vede dalla fig. 6, in questi apparecchi è presente un generatore di microonde funzionante sui 300-600 MHz. La linea L-L', alimentata dalla valvola V è accoppiata ad un'antenna a dipolo A, avente irradiazione prevalentemente unidirezionale verso l'avanti, grazie alla presenza di un sistema posteriore di riflettori (schematizzati in R).

Se una massa, avente una costante dielettrica sensibilmente diversa da quella dell'ambiente circostante, viene a trovarsi a distanza utile davanti all'antenna, la resistenza di radiazione varia e quindi anche la potenza assorbita dall'oscillatore locale.

Misurando con un milliamperometro M (fig. 6) la corrente di griglia della valvola V, è possibile, dall'andamento di questa, avvertire qualsiasi variazione che interviene nell'irradiazione dell'antenna. Le masse metalliche, facendo aumentare l'irradiazione dell'antenna, provocano un incremento della corrente di griglia, mentre cavità, vuoti (es.: vasi interrati) hanno l'effetto di far diminuire la potenza irradiata e quindi la corrente di griglia.

Questo principio di funzionamento, in apparenza assai semplice, all'atto pratico dà luogo a vari inconvenienti, anche gravi.

Pur lavorando con onde molto brevi, accade che la sensibilità dell'apparecchio vari in modo notevole a seconda della distanza della massa influenzante rispetto

all'antenna ed in funzione della lunghezza d'onda impiegata. Allontanando od avvicinando l'antenna alla massa oggetto di ricerca, si hanno una serie di massimi e minimi di corrente di griglia in funzione non già dell'entità e della natura dell'oggetto stesso ma dei rapporti fra frazionari intercorrenti fra distanza e lunghezza d'onda.

Inoltre, la penetrazione delle microonde in acque salmastre assai conduttrici, terreni molto umidi o muri non ben secchi è

## Conclusioni

Dopo questa breve rassegna dei principali tipi di cercametalli che oggi vanno per la maggiore, possiamo trarre la conclusione che la tendenza attuale è quella di usare in sostanza dei cercamine per scopi diversi da quelli per cui furono creati; pertanto, molti tipi di ricerche già di per se stesse difficili per loro natura, diventano problematiche ed anche spesso impossibili, perché non vengono affrontate con apparecchi e metodi specificamente studiati e creati caso per caso

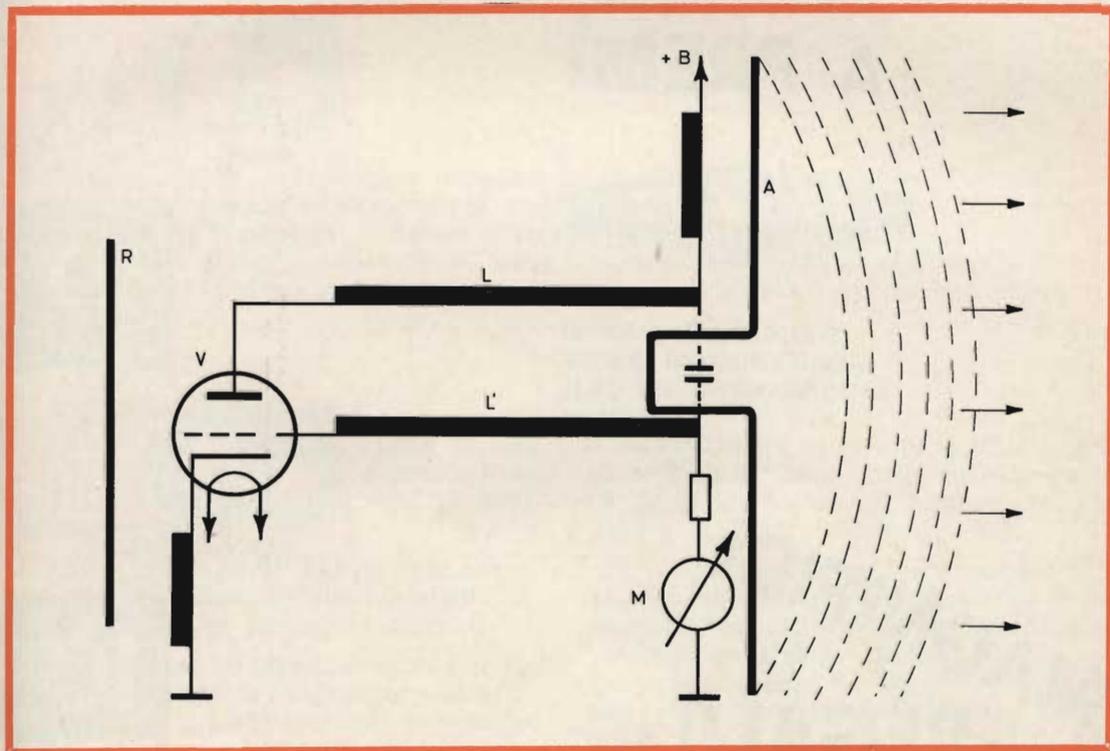


Fig. 6 - Apparechio di ricerca ad irradiazione variabile d'antenna.

minima per cui in presenza di questi solo grosse cavità od importanti masse buone conduttrici possono dare ancora qualche indicazione utile.

Per rendere un terreno argilloso molto umido ed impenetrabile alle microonde basta un po' di pioggia e ciò fa subito intuire come molte ricerche, specie all'aperto, non siano sempre fattibili con tali tipi di apparecchi.

Questa situazione ha fatto sì che a tutt'oggi è abbastanza limitata la popolarità degli apparecchi elettronici per la ricerca ed individuazione di materiali in genere, mentre se si fosse affrontato il problema da un nuovo e più generale punto di vista il successo sarebbe stato senz'altro più vivo e ricco di risultati.

È questa una lacuna che ci auguriamo venga presto colmata.

G.A.U.

# CONTINUA

## L'OPERAZIONE A PREMI



CHIEDERE INFORMAZIONI  
PRESSO I PUNTI DI VENDITA  
DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.  
IN ITALIA

# MAGNIFICI REGALI!

autovettura « fiat » 500 • motofurgone « ape »  
calcolatrice « olivetti » • televisore « G.B.C. » 11"  
tavolo da disegno con tecnigrafo • registratore  
per automobile • oscillatore modulato « LAEL »  
e molti altri ricchi premi.



# RIVELATORE DI GHIACCIO



## UK75

Questa scatola di montaggio consente la realizzazione di un segnalatore ottico che scatta quando la temperatura ambiente scende al valore per cui è stata predisposta la taratura; il campo di taratura è compreso tra  $-5$  e  $+5$  °C. Il rivelatore di ghiaccio si presta per tutte le applicazioni in cui sia richiesta la sorveglianza o l'indicazione di una temperatura a cui scendere o da non raggiungere.

**L**UK 75 può funzionare a 6-9 o 12 volt collegando il negativo dell'alimentazione rispettivamente ai punti E, F o G, come indicato in fig. 2.

Esso è costituito da un elemento sensibile NTC che aziona un circuito stabile in cui è collegato un indicatore ottico G.

La posizione del potenziometro di taratura P determina la temperatura di azionamento del circuito e quindi dell'indicatore.

Il passaggio dalla condizione di riposo a quella di azionamento avviene per un decremento di temperatura, infatti l'elemento sensibile NTC ha la proprietà di variare la propria resistenza in funzione della temperatura; esso è collegato in un partitore di tensione che polarizza la base di Tr1. Il partitore è formato da R3-R4-R5 e dal potenziometro P che permette di portare in azionamento il circuito per tutti i valori assunti dall'NTC per le temperature comprese tra  $-5$  e  $+5$  °C.

Tr1 e Tr2 sono collegati ad emettitore comune in un classico circuito astabile.

In condizione di riposo, la base di Tr2 è polarizzata negativamente attraverso R8, R6 e G; Tr2 quindi è in conduzione, mentre Tr1 è interdetto.

Il raggiungimento della temperatura di azionamento determina un aumento di resistenza nell'NTC ed il conseguente spostamento della polarizzazione in base di Tr1 verso il negativo; ciò porta in conduzione Tr1. Attraverso R8, la base di Tr2 riceve quindi una tensione positiva che lo porta all'interdizione. La rete di reazione con R9 si richiude sulla base di Tr1 rendendola ancor più negativa e portando così Tr1 alla massima conduzione.

La tensione di azionamento dell'indicatore è 280 mV, quella di rilascio 180 mV, misurati in base di Tr1. La tensione misurata ai capi D e C dell'indicatore G, azionato, è 550 mV.

### Montaggio dei componenti

La disposizione dei componenti è indicata in fig. 2, il loro fissaggio va eseguito nella maniera più volte indicata.

Preparate poi i fili di collegamento per i componenti esterni, di lunghezza opportuna, spellateli ad un estremo per circa 5 mm ed infilateli nei rispettivi fori contrassegnati con lettere maiuscole come mostrato in figura 2, piegate i terminali uscenti e saldateli nel modo già descritto. Come già fatto per le resistenze, infilate i terminali dei transistor negli appositi fori sul circuito stampato contrassegnati rispettivamente dalle lettere: c (collettore), b (base), e (emettitore).

Non spingete a fondo i transistor, è bene lasciare circa 5 mm di aria tra essi e la piastra. Se desiderate aggiungere un interruttore, potete inserirlo tra il punto E, F o G ed il polo negativo della batteria.

La taratura del rivelatore di ghiaccio è facilmente attuabile a 0 °C, temperatura del ghiaccio fondente. In una tazza contenente ghiaccio tritato immergete il supporto con l'elemento sensibile e ruotate lentamente il potenziometro P fino ad ottenere l'azionamento dell'indicatore.

Nell'impiego dell'UK 75 come rivelatore di ghiaccio a bordo di un automezzo è con-

sigliabile montare l'indicatore G sul cruscotto ed a portata ottica del guidatore.

Per non avere indicazioni falsate da fonti di calore o da raffreddamento dovuto a ventilazione, occorre montare il supporto con l'elemento sensibile NTC, lontano dal motore od altri punti riscaldati, ed in posizione riparata dal vento ma in diretto contatto con l'atmosfera esterna. A questo scopo l'NTC va inserito nell'apposito supporto riempiendo la cavità con cera (fig. 3).

## Applicazioni

Le particolari caratteristiche di questo segnalatore, consumo ridotto, grande sensibilità e possibilità di alimentazione a batteria con tensioni di 6,9 o 12 volt, lo rendono utile nei più svariati impieghi: dal rivelatore di strada ghiacciata per chi viaggia in auto, al segnalatore indipendente di sicurezza per frigoriferi in cui non si debba scendere sotto una temperatura limite, all'indicazione di zero raggiunto in sostanze sottoposte a raffreddamento dopo la colatura in stampi. Il piccolo

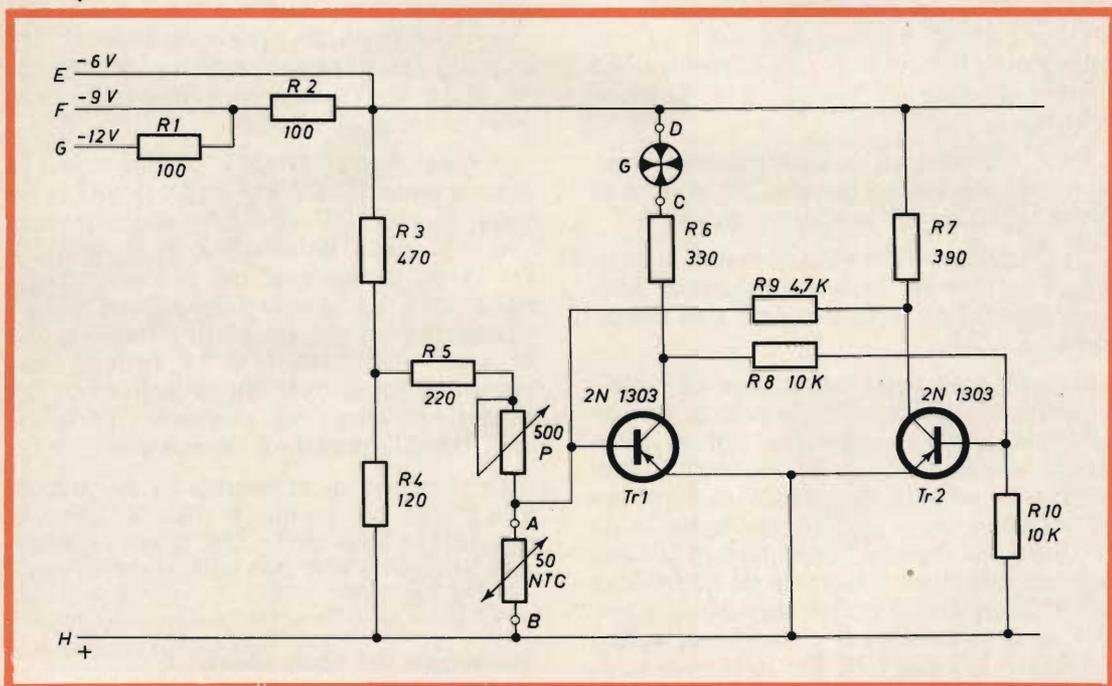


Fig. 1 - Schema elettrico.

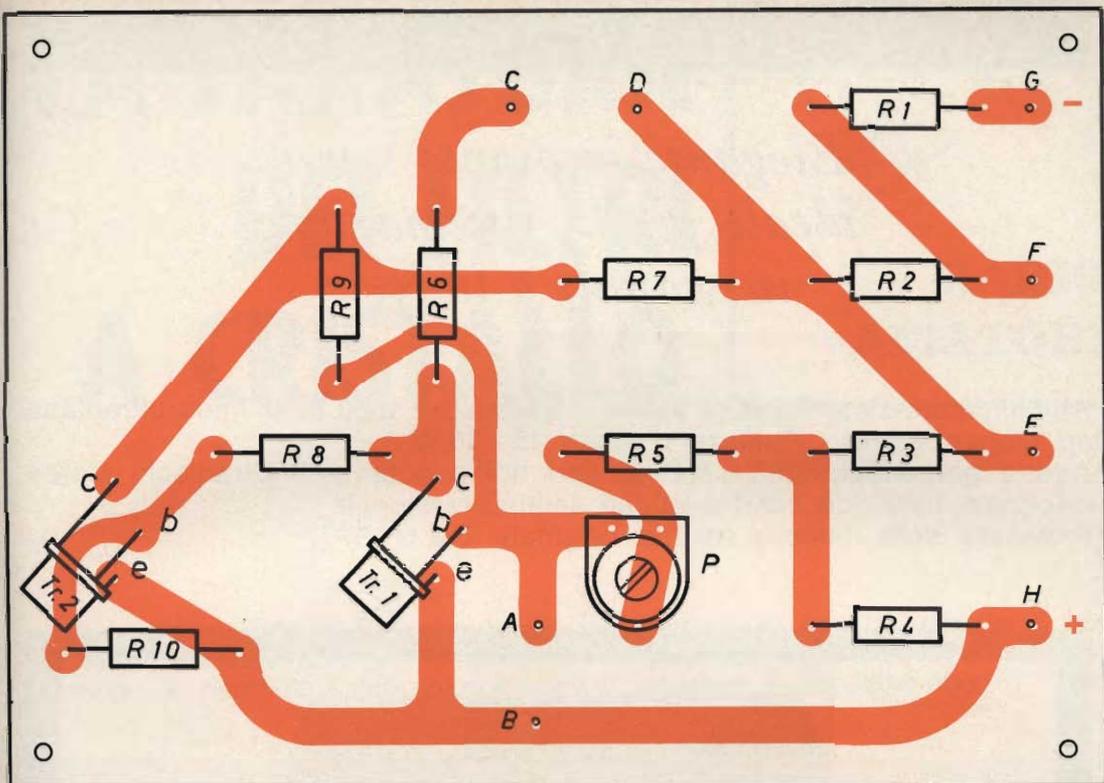


Fig. 2 - Montaggio dei componenti sul circuito stampato.

peso ed il limitato ingombro consentono sistemazioni molto pratiche e funzionali, fisse o portatili, ad esempio in una piccola cassetta fissando all'interno di essa sia il circuito stampato che la batteria di alimentazione ed all'esterno l'indicatore, l'interruttore e l'elemento sensibile all'estremo di un cavetto.

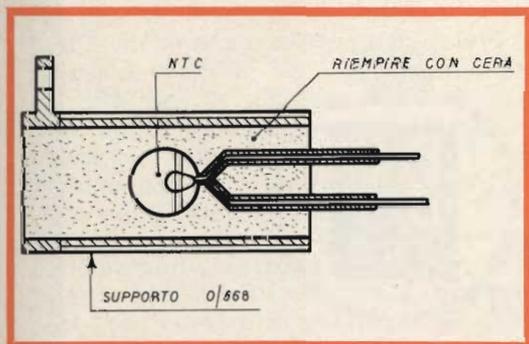


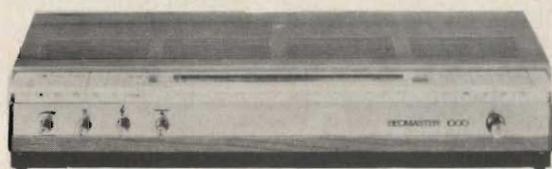
Fig. 3 - L'elemento NTC inserito nel suo supporto.

N.	DESCRIZIONE
2	Resistenze R1, R2 - 100 $\Omega$
1	Resistenza R3 - 470 $\Omega$
1	Resistenza R4 - 120 $\Omega$
1	Resistenza R5 - 220 $\Omega$
1	Resistenza R6 - 330 $\Omega$
1	Resistenza R7 - 390 $\Omega$
2	Resistenza R8, R10 - 10 k $\Omega$
1	Resistenza R9 - 4,7 k $\Omega$
1	Potenziometro P - 500 $\Omega$
1	NTC - 50 $\Omega$
2	Transistori Tr1, Tr2 - 2N1303
1	Indicatore ottico G
1	Circuito stampato
4	Viti 3 x 15 MA con dado
4	Ranelle a denti interni $\varnothing$ 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo 50 cm
1	Spezzone tubetto 20 cm
1	Supporto

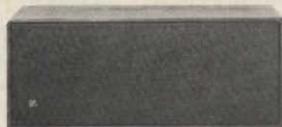
Kit completo UK 75 - SM/1075  
in confezione « Self-Service »  
Prezzo di listino L. 5.400

*Elegante impianto stereo  
ideale per la sistemazione  
in scaffali o librerie*

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.  
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.  
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.



Beomaster 1000



Beovox 1500



Beogram 1000

GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO

# LA TARATURA DEI FILTRI A CRISTALLO

**RADIO  
AMATORI**

a cura del  
Prof. Walter Horn

Nel presente lavoro si illustrano brevemente i tipi di filtro a cristallo di più facile realizzazione e se ne descrive la messa a punto. A titolo esemplificativo si riportano i dati costruttivi ed il responso di due filtri classici.

**I** filtri a cristallo trovano applicazione nelle apparecchiature elettroniche ogniqualvolta necessiti delimitare rigorosamente una certa banda passante. L'impiego di elementi piezoelettrici consente infatti di realizzare dei filtri passa-banda caratterizzati da grande attenuazione per tutte le frequenze esterne alla banda passante, da uniformità di responso nell'interno di questa e da piccole perdite di inserzione. I filtri a cristallo sono di impiego corrente in telefonia a corrente vettrice ed in telecomunicazioni SSB, per la soppressione della banda laterale di modulazione indesiderata. Applicati in ricezione, i filtri a cristallo consentono di ottenere selettività di taglio molto elevate.

Il progetto rigoroso di un filtro ad elementi piezoelettrici è reso complesso dal gran numero di parametri in gioco e il più delle volte, dalla imperfetta conoscenza di alcuni di questi. Tuttavia, ammettendo perdite di inserzione maggiori di quelle effettivamente ottenibili, e del

resto facilmente compensabili con un aumento di amplificazione, è possibile realizzare degli ottimi filtri a cristallo con mezzi relativamente semplici.

## Filtri ad elementi piezoelettrici

Il filtro a cristallo è essenzialmente un circuito a ponte, le cui diagonali ne rappresentano rispettivamente l'entrata e l'uscita. Il filtro lascia passare, senza attenuarli, tutti i segnali per la cui frequenza i rami del ponte presentano reattanze uguali ed opposte. Ciò avviene entro una banda di frequenza rigorosamente definita dalle frequenze di risonanza serie e parallelo dei cristalli costituenti il ponte. La larghezza della banda passante è pertanto determinata dalla differenza tra la frequenza di risonanza serie e la frequenza di risonanza parallelo dei cristalli, cioè, in definitiva, dal tipo dei cristalli impiegati. La larghezza di banda del filtro può però venir modificata, entro certi limiti, mediante l'inserzione di reattanze aggiuntive nel circuito

del filtro: queste, infatti, si riflettono nel circuito equivalente degli elementi piezoelettrici e ne modificano, seppur di poco, la risonanza (1).

La teoria del filtro a cristallo, come di tutti i filtri, è notevolmente complessa per cui si rimanda il lettore interessato alla bibliografia tradizionale (2). Anche il progetto del filtro ed il calcolo dei suoi elementi circuitali richiede una buona dose di pazienza e, del resto, può

liccio intero, e soprattutto la sua messa a punto, è più facile di quella del filtro a mezzo traliccio ad esso equivalente. Il filtro a traliccio intero è inoltre caratterizzato — e ciò è assai importante — da una curva di risposta a fianchi più ripidi.

Questa caratteristica del filtro viene misurata dal suo « fattore di forma » (shape factor), che è il rapporto tra due valori di banda passante misurati a due

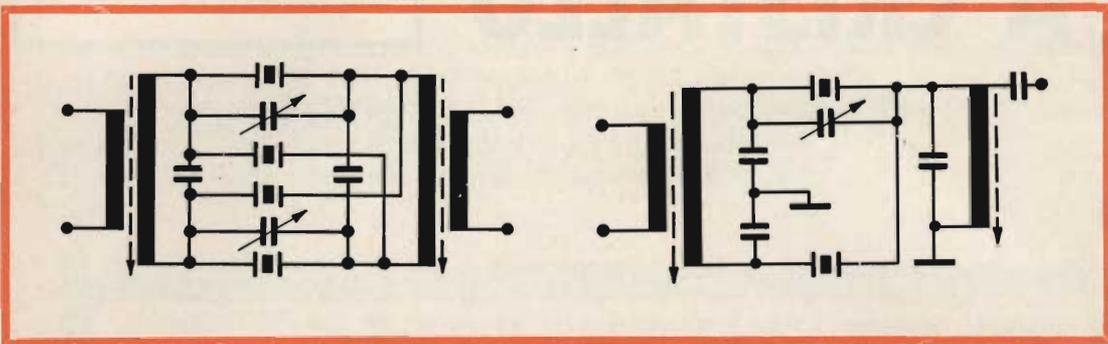


Fig. 1 - Filtro a traliccio intero (A) e filtro a mezzo traliccio (B). Il filtro a traliccio intero richiede che i cristalli impiegati siano perfettamente appaiati, almeno di pochi Hz. Il filtro a mezzo traliccio non richiede questo appaiamento: in compenso richiede una rigorosa simmetria elettrica. L'esperienza insegna che, superato lo scoglio dell'appaiamento dei cristalli, la realizzazione e soprattutto la messa a punto del filtro a traliccio intero è la più semplice. Il filtro a traliccio intero è inoltre caratterizzato, ciò che è assai importante, da una curva di risposta a fianchi più ripidi.

essere completato solo quando si conoscono tutti i parametri elettrici dei cristalli di cui si dispone.

Due sono le configurazioni circuitali classiche che il filtro può assumere (figura 1): a traliccio intero (lattice) e a mezzo traliccio (half-lattice). Le due configurazioni sono caratterizzate da vantaggi e svantaggi a loro peculiari. Il filtro a traliccio intero richiede che i cristalli impiegativi siano perfettamente appaiati, a meno di pochi Hz. Il filtro a mezzo traliccio, che utilizza due soli cristalli, non richiede questo appaiamento: in compenso richiede una rigorosa simmetria elettrica, non sempre facile da ottenere in pratica.

La nostra esperienza ci insegna che, superato lo scoglio dell'appaiamento dei cristalli, la realizzazione del filtro a tra-

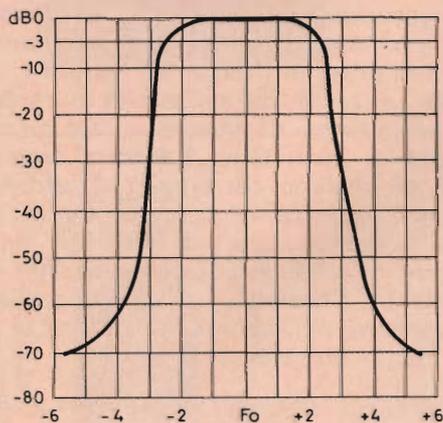


Fig. 2a - Curva di responso ottenuta collegando 1,5 pF in parallelo al cristallo di frequenza inferiore.

diversi valori di attenuazione (usualmente — 50 dB e — 6 dB, oppure — 20 dB e — 6 dB). Il fattore di forma di un buon filtro a traliccio intero può raggiungere valori dell'ordine di 1,1, mentre raggiunge a stento 1,3 / 1,4 col mezzo traliccio.

Come si è detto più sopra, l'inserzione di reattanze aggiuntive nel filtro ne può alterare sensibilmente la curva di risposta. I valori degli induttori e condensatori d'entrata e d'uscita va scelto pertanto in modo da ottenere la banda passante desiderata con il fattore di forma più buono possibile. Il fattore di forma risente moltissimo di eventuali capacità esistenti in parallelo ai cristalli. In genere l'aggiunta di 1 / 3 pF in parallelo al cristallo di frequenza più alta rende più ripidi i fianchi della curva di responso; la penalità connessa con questo miglioramento consiste nella comparsa di risonanze spurie, fuori della banda passante del filtro (fig. 2).

Queste sono ovviamente tollerabili fintantoché la loro massima ampiezza rimane al di sotto dei — 50 ÷ — 60 dB. L'aggiunta di capacità in parallelo al o ai cristalli di frequenza più bassa peggiora, invece, il fattore di forma (fig. 2a) (3).

Per l'ulteriore attenuazione delle risonanze spurie sono stati spesso pro-

posti dei rimedi empirici, consistenti nell'aggiunta di cristalli, in parallelo al filtro, risonanti serie — così da presentare bassa impedenza — entro i lobi spuri della curva di risposta del filtro (4). Si tratta, comunque, di un palliativo di scarsa efficacia e responsabile, il più delle volte, di altri inconvenienti.

Per quanto concerne i cristalli impiegabili nei filtri, i migliori risultati si ottengono con i tipi FT 241 (in custodia di bakelite) e 22CG o CR-25/U, CR-46/U (BC5, in custodia metallica miniatura a chiusura ermetica). I primi sono forse da preferire per la facilità con cui si possono aprire e manipolare. I cristalli in custodia metallica ermetica presentano due grossi inconvenienti: per aprirli bisogna dissaldare la custodia (senza ovviamente, dissaldare i fili risonanti che supportano la lamina di quarzo argentata) e le dimensioni del cristallo sono tali che ne risulta difficile la manipolazione (8).

Il più delle volte, infatti, i cristalli di cui si dispone non sono esattamente in frequenza, per cui bisogna « limarli ». Questa operazione — che ci proponiamo di descrivere dettagliatamente in un prossimo articolo — non presenta difficoltà insormontabili (7). Poiché i cristalli sopra menzionati sono del tipo a lamina

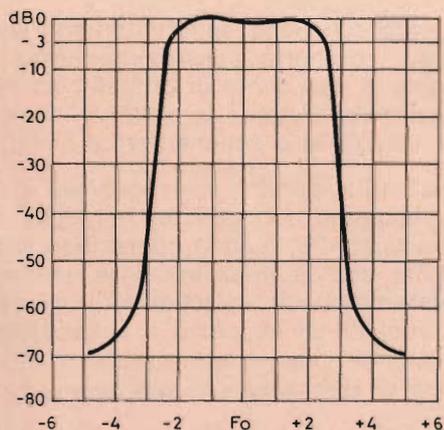


Fig. 2b - Curva di responso ottenuta senza collegare capacità in parallelo ai cristalli.



Fig. 2c - Curva di responso ottenuta collegando 1,5 pF in parallelo al cristallo di frequenza superiore.

argentata, la loro limatura deve essere effettuata sullo spigolo, perpendicolarmente al piano del cristallo. La limatura può essere fatta: grossolanamente mediante tela abrasiva 00 ed in modo fine su una pietra da filo (affila-utensili) con acqua e spuntiglio.

tra i due cristalli da appaiare sia il più possibile prossima a zero: ciò richiederebbe il montaggio dei due cristalli su due oscillatori separati, ma procedendo su tale via, non vi sarebbe alcuna garanzia che i due cristalli funzionassero in condizioni di carico identiche. Per ov-

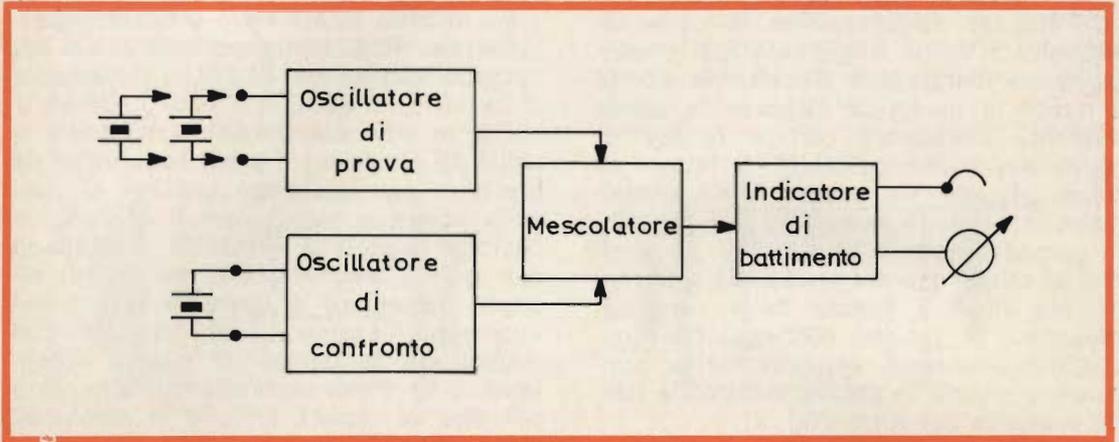


Fig. 3 - Circuito per la taratura dei cristalli destinati ad essere montati in un filtro a traliccio intero.

Fin che si tratta di filtri a mezzo traliccio, i suoi due cristalli possono venir portati in frequenza facendoli oscillare in un adatto circuito e ricorrendo al solito BC 221 per la misura della loro frequenza di risonanza. Si avrà cura di usare sempre lo stesso circuito oscillatore, senza apportarvi alcun ritocco, nel passare da un cristallo all'altro; ritocando il circuito si farebbero funzionare i due cristalli in condizioni di carico diverse e la misura di frequenza non sarebbe più attendibile. Si tratta infatti di una misura di frequenza fine: per apprezzare i 100 Hz su una frequenza di 500 kHz si richiede, infatti, una precisione migliore dello 0,02%; facendo queste misure ci si stupirà di quanto un cristallo possa deviare per variazioni di carico o, peggio, per effetto termico!

Ciò vale, a maggior ragione, se si effettua l'appaiamento di due coppie di cristalli destinati ad essere montati in un filtro a traliccio intero. Per effettuare questa operazione, è conveniente controllare che la frequenza di battimento

viare a tale inconveniente, anziché far battere i due cristalli fra loro, è opportuno far battere, prima l'uno e poi l'altro e sempre sullo stesso circuito oscillatore, con un terzo cristallo preso come termine di confronto.

Questa soluzione, apparentemente macchinosa, comporta però la necessità di disporre di due terne di cristalli, anziché di due sole coppie; la relativa disposizione circuitale è schematizzata in fig. 3.

Una volta portati in frequenza, i cristalli vengono nuovamente rinchiusi nelle loro custodie; questa operazione andrà eseguita con la massima cura, evitando assolutamente di sottoporre il cristallo ed i suoi fili di supporto a sollecitazioni meccaniche che ne altererebbero la frequenza di risonanza.

L'operazione è facile con gli FT 241, ma è molto più difficile con i BC5; la risaldatura della custodia comporta infatti la sollecitazione termica della stessa e del cristallo in essa rinchiuso; questa può far deviare permanentemente il cri-

stallo anche di 100 Hz. Si consiglia di effettuare la risaldata colla massima rapidità e con l'ausilio di dissipatori termici quando non si voglia piuttosto, rinunciare alla custodia metallica sostituendola con una di plastica.

L'influenza che la sospensione del cristallo ha sulla sua frequenza di risonanza è veramente notevole: l'autore ha potuto rendersene conto effettuando la correzione di frequenza dei cristalli con l'ausilio di un frequenzimetro digitale (Hewlett Packard 250 A) che, come noto, fornisce facilmente gli Hz ed anche i decimi di Hz.

Per applicazioni radiantistiche è però sufficiente che i cristalli del filtro a traliccio intero vengano appaiati tra loro a meno di 20 Hz: ciò è praticamente fattibile ricorrendo al solo metodo dei battimenti ed a un buon BC 221, in equilibrio termico con l'ambiente.

quenza variabile accuratamente tarato. I due procedimenti sono complementari, nel senso che la taratura sommaria, eseguita in regime dinamico, va poi controllata ed affinata in regime statico.

### Taratura in regime dinamico

Il dispositivo atto allo scopo è schematizzato in fig. 4. Al filtro viene applicato un segnale RF di frequenza  $f_0$  e modulato in frequenza con una deviazione  $\Delta f$ . La  $f_0$  deve corrispondere alla frequenza centrale della banda passante del filtro, mentre la deviazione massima  $\Delta$  deve essere circa  $2 \div 10$  volte la larghezza di banda dello stesso. Il segnale, prelevato all'uscita del filtro, va rettificato e quindi applicato all'amplificatore verticale dell'oscilloscopio.

Il procedimento è concettualmente identico a quello usualmente impiegato per la messa a punto degli stadi a fre-

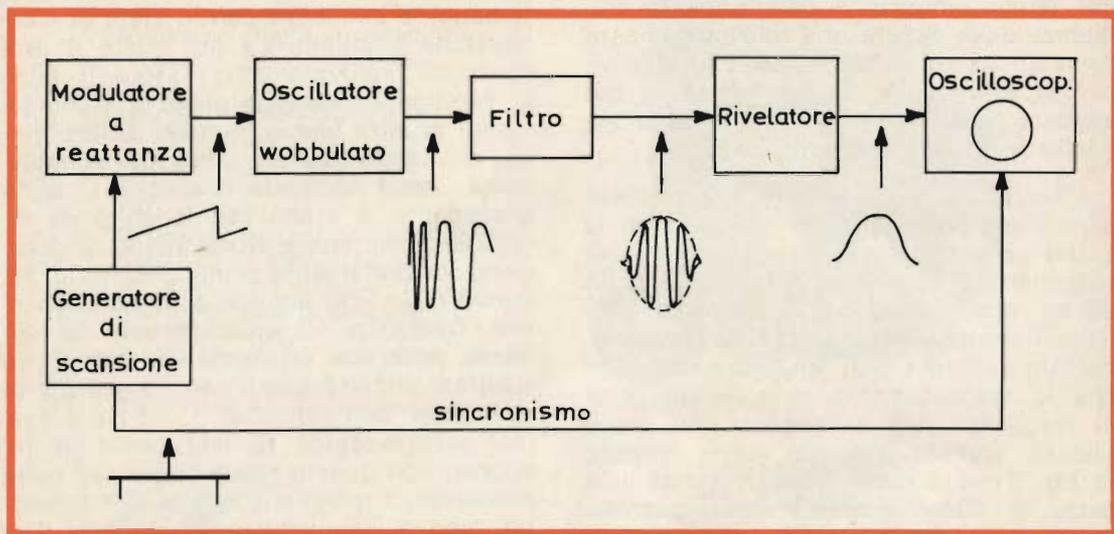


Fig. 4 - Taratura degli elementi di entrata e di uscita del filtro in regime dinamico.

### Taratura del filtro

Una volta realizzato il filtro, si tratta di tararne gli elementi d'entrata e d'uscita in modo che la sua curva di risposta si approssimi il più possibile a quella teorica. La taratura può venir fatta in regime statico, con un generatore a fre-

quenza intermedia di un televisore. Le caratteristiche dei singoli strumenti, di cui alla fig. 4, devono però soddisfare a requisiti del tutto particolari e ciò in considerazione, soprattutto, della ristretta banda passante del filtro, del suo fattore di forma, dell'attenuazione e della precisione con cui necessita rilevarne il

risponso in funzione della frequenza. Questi requisiti così possono riassumersi (9):

### Generatore wobbolato

La stabilità del generatore deve essere tale che le variazioni incontrollate della sua frequenza siano trascurabili rispetto a quelle che modificano sensibilmente la risposta del filtro; la risposta del filtro cade di  $40 \div 60$  dB in poche centinaia di Hz: l'instabilità del wobbolatore deve perciò essere contenuta in non più di 100 Hz. I generatori wobbolati di tipo più economico sfruttano, quale segnale modulante, un derivato della tensione di rete; per la taratura dei filtri a cristallo, lo spazzolamento effettuato con segnali modulanti sinusoidali è del tutto insoddisfacente e può portare ad errate interpretazioni della curva di responso. Lo spazzolamento deve essere a dente di sega (ramp), cioè una funzione lineare del tempo; inoltre la deviazione di frequenza deve essere una funzione lineare del segnale di spazzolamento o, in altre parole, la modulazione di frequenza del segnale fornito dal generatore deve avvenire in modo lineare.

È facile verificare se queste condizioni sono rispettate: variando leggermente la  $f_0$  del generatore wobbolato, la curva di responso del filtro deve solo spostarsi, in senso orizzontale, sullo schermo dell'oscilloscopio; se, oltre a spostarsi, cambia di forma o di larghezza vuol dire che lo spazzolamento o la modulazione di frequenza non avvengono con legge lineare. Questo concetto viene chiarito in fig. 5 nella quale sono riportate una serie di curve ottenute con spazzolamento lineare e la stessa serie ottenuta con spazzolamento (o deviazione di frequenza) non-lineare.

Il generatore wobbolato deve fornire un impulso di riferimento, in corrispondenza all'inizio di ogni wobbolazione, onde poter sincronizzare la scansione dell'oscilloscopio con il segnale di spazzolamento. Come si vede i requisiti cui il generatore wobbolato deve soddisfare esulano dalla norma e ne impongono una realizzazione del tutto particolare. Ci si riserva di comunicare in altra occasione

lo schema di un circuito adatto allo scopo.

Per quanto concerne la frequenza di spazzolamento: deve essere la più bassa possibile, compatibilmente con il tipo di fosforo del tubo a raggi catodici montato nell'oscilloscopio, cioè con la persistenza dell'immagine sullo schermo. Se la frequenza di spazzolamento non è sufficientemente bassa, si manifestano fenomeni di « ringing », dovuti all'eccitazione impulsiva degli elementi piezoelettrici del filtro, investiti, ad ogni successiva wobbolazione, da un segnale a frequenza rapidamente variabile (5). A proposito della frequenza di spazzolamento, bisogna precisare che la curva rilevata in regime dinamico si discosta sempre da quella attuale, reale, del filtro e tende a coincidervi quando la frequenza di spazzolamento tende a zero (il che equivale a passare al regime statico). Ciò è dovuto ad un fenomeno molto complesso, analizzabile solo in termini matematici, e connesso con lo stato di « eccitazione oscillatoria » nel quale il processo di spazzolamento lascia il filtro al termine di ciascun ciclo di wobbolazione: in altre parole, quando il filtro viene analizzato da un ciclo di wobbolazione, esso « ricorda » ancora il ciclo precedente, a meno che lo stato di eccitazione non abbia avuto tempo di decadere completamente prima dell'inizio del nuovo ciclo: ciò implica appunto l'uso di una frequenza di wobbolazione la più bassa possibile. In pratica si ottengono risultati soddisfacenti con frequenze di scansione dell'ordine di  $1 \div 5$  Hz. L'esame oscilloscopico di una curva di responso con questo ritmo non è per nulla piacevole, a meno che non si disponga di un tubo a lunghissima persistenza (fosforo P7).

### Rivelatore

Anche il rivelatore, impiegato tra filtro e oscilloscopio (vedi fig. 4), deve presentare caratteristiche particolari, che si possono così riassumere: l'impedenza di ingresso deve essere tale da non caricare il filtro oltre ai limiti di progetto; l'impiego di un rivelatore ad impedenza infinita è perciò oltremodo raccomandabile. La costante di tempo del rivelatore

# KrunDaal

TEST INSTRUMENTS (A TRANSISTORI)

NOVITÀ



## TRANSIGNAL AM

— Generatore modulato di segnali a radio frequenza (alta e media) con funzione di analizzatore elettronico per la taratura e la localizzazione del guasto negli apparecchi radio a transistori.

L. 12.800

## TRANSIGNAL FM.

L. 18.500

## CAPACIMETRO

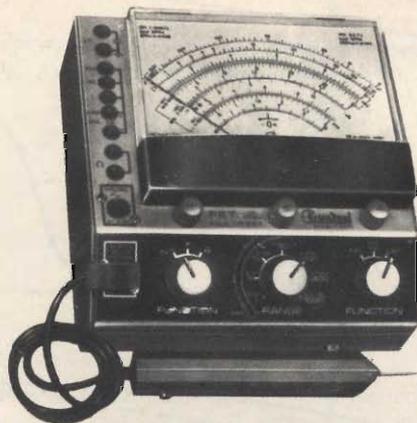
AF. 101

L. 29.500

## FET MULTITEST

Il primo tester elettronico con transistoro ad effetto di campo.

- FUNZIONAMENTO ISTANTANEO
- TOTALE INDIPENDENZA DELLA RETE LUCE
- ASSOLUTA STABILITA' DELLO ZERO IN TUTTE LE PORTATE
- NESSUNA INFLUENZA SUL CIRCUITO IN ESAME (8 M $\Omega$  sul probe)
- AMPIA GAMMA DI MISURA: Volt CC - Volt CA - mA CC -  $\Omega$  - pF (da 2 pF a 2000 pF).



## ONDAMETRO DINAMICO AF 102 GRID-DIP-METER

L. 29.500

## GENERATORE TV (VHF UHF)

L. 18.500

— Generatore di barre verticali ed orizzontali per il controllo della stabilità, linearità e sensibilità del televisore.



**GRATIS LE CARATTERISTICHE E IL MANUALETTO PER LA RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI - Richiedetelo alla Radioelettromeccanica KRUNDAAL - PARMA - Via F. Lombardi, 6 - 8 - Tel. 24.244**

deve essere sufficiente a livellare il segnale, cioè a togliervi ogni traccia di radio-frequenza; se però è troppo lunga, può provocare il mascheramento di particolari minuti, ma non per questo meno importanti, della curva di risposta.

Il rivelatore va schermato compiutamente allo scopo di evitare la raccolta diretta del segnale fornito dal generatore wobbolato a monte del filtro.

mente dallo stesso segnale di spazzolamento che è a dente di sega: ciò implica però l'impiego di un semplificatore orizzontale ad accoppiamento dc, onde non deformare il segnale di scansione. Ogni e qualsiasi deformazione del segnale di scansione comporterebbe, evidentemente, una deformazione della curva di responso rilevata.

Date le basse frequenze in gioco, an-

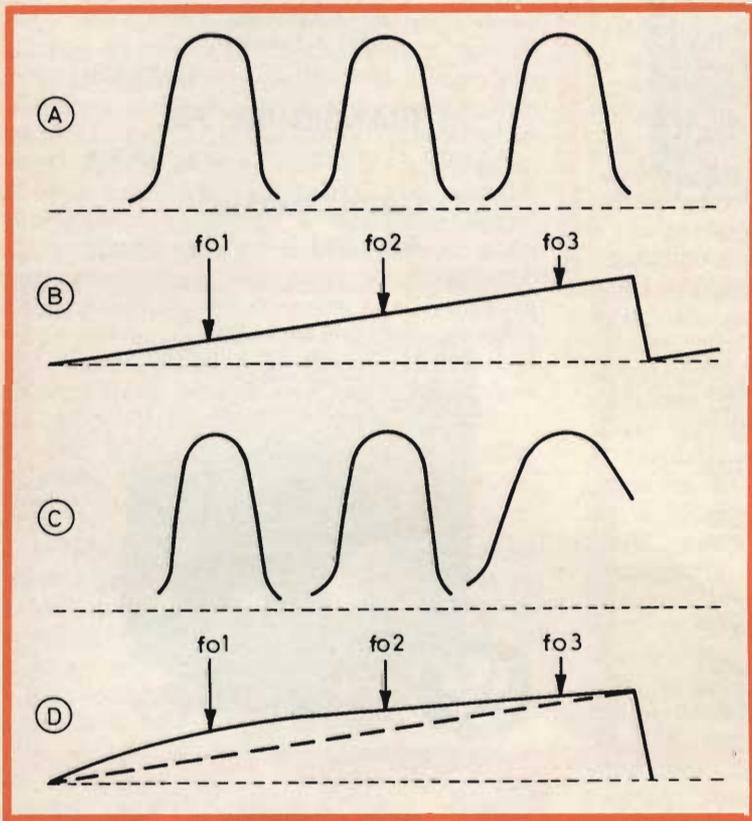


Fig. 5 - Curve di risposta (A) ottenute con spazzolamento lineare (B), e curve (C) ottenute con spazzolamento (o deviazione di frequenza) non-lineare (D).

## Oscilloscopio

Date le basse frequenze in gioco nel processo di spazzolamento, non è possibile servirsi di un oscilloscopio di tipo economico. A meno di non ricorrere a strumenti di classe, l'oscilloscopio va progettato e costruito per l'impiego specifico (6) (9).

La scansione orizzontale deve avvenire con la frequenza di spazzolamento, cioè molto lentamente (velocità della traccia 10 cm/s o anche meno); la scansione può essere comandata eventual-

che l'amplificatore verticale deve essere ad accoppiamento dc: l'integrazione introdotta dagli accoppiamenti ac, alle basse frequenze, è tale da rendere completamente deformare la curva di risposta del filtro.

Un'altra caratteristica cui l'amplificatore verticale dell'oscilloscopio deve soddisfare è la non-saturabilità del medesimo. Infatti per poter esaminare il ginocchio inferiore della curva e gli eventuali lobi spuri, che sono fortemente attenuati rispetto alla sommità del responso, bisogna poter espandere l'immagine

oscillografica, cioè lavorare con forte amplificazione, pur in presenza di segnali ampi: se, in corrispondenza alla sommità del responso, cioè in corrispondenza ai segnali ampi, l'amplificatore si satura, i segnali deboli in corrispondenza ai fianchi e al ginocchio della curva risultano fortemente distorti.

### Taratura in regime statico

La taratura del filtro in regime dinamico è però sempre orientativa.

Un'analisi più accurata può essere condotta solo in regime statico, cioè tramite una misura per punti. Questo metodo ri-

segnale di esplorazione viene ottenuto mescolando l'uscita del BC 221 con un segnale ottenuto da un generatore a cristallo di frequenza tale da produrre, per somma o sottrazione, un battimento entro la gamma desiderata; il segnale così ottenuto ha anche un'ampiezza adeguata allo scopo (qualche V RF).

### Rilievo per punti della curva di responso del filtro

Più complesso si presenta, invece, il problema della misura del segnale emergente dal filtro. Ammesso che il segnale più ampio sia di 3 V, la misura di una attenuazione di 60 dB implica la possi-

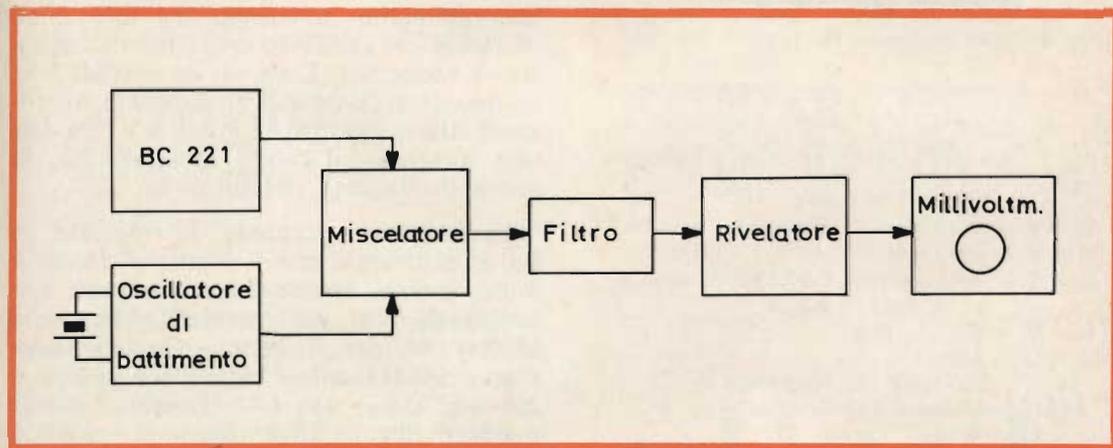


Fig. 6 - Taratura degli elementi di entrata e di uscita del filtro in regime statico.

Il segnale di esplorazione viene ottenuto mescolando l'uscita BC 221 con un segnale ottenuto da un generatore a cristallo di frequenza tale da produrre, per somma o sottrazione, un battimento entro la gamma desiderata. Il segnale così ottenuto ha anche un'ampiezza adatta allo scopo.

chiede l'impiego di un generatore radiofrequenza ad uscita costante, accuratamente tarato e sintonizzabile, in modo dolce e preciso, entro la banda di utilizzazione del filtro. Un generatore tipo BC 221 sarebbe adatto allo scopo se la sua gamma coprisse le frequenze che interessano (450 ÷ 550 kHz) e se la sua tensione d'uscita RF fosse un po' maggiore. L'autore si è servito, con successo, della disposizione strumentale riportata in fig. 6.

In questa disposizione strumentale il

abilità di misurare segnali di soli 3 mV. L'analisi del filtro con segnali più ampi può provocare sovraccarichi e distorsioni della risposta. L'autore ha usato con successo un millivoltmetro, la cui portata più sensibile era di 1 mV fondo scala (Hewlett Packard 413 A); la misura di tensioni così piccole è spesso complicata dalla raccolta di segnali spuri, indotti dalla rete o raccolti per via elettromagnetica. S'impone pertanto la schermatura di tutto l'insieme filtro-rivelatore-entrata millivoltmetro e la messa a terra delle masse comuni.

Un metodo di misura più semplice consiste nel collegare l'uscita del filtro ad un ricevitore (ovviamente in frequenza) dotato di S-meter accuratamente tarato in dB: con un S-meter avente fondo scala di 9 + 40 dB è possibile teorica-

## Esempi pratici

A titolo d'esempio si descrivono brevemente due tipi di filtro, uno a traliccio intero ed uno a mezzo traliccio, che l'Autore ha realizzato con pieno successo e seguendo la tecnica fin qui descritta. Di ambo i filtri si riportano le curve di risposta.

### Filtro a traliccio intero

Lo schema elettrico del filtro è riportato in fig. 7; il filtro è stato realizzato con cristalli tipo FT241, portati in frequenza ed appaiati secondo il procedimento precedentemente descritto. L'induttore d'entrata e quello d'uscita vanno accuratamente schermati tra loro onde impedire reciproci accoppiamenti magnetici o capacitivi. È altresì essenziale che le capacità parassite in parallelo ai cristalli siano ridotte al minimo e ciò per non alterare, in modo incontrollato, la curva di risposta del filtro.

La curva di risposta è riportata in fig. 8: si osservi che il fattore di forma è molto buono, specie se confrontato con quello di filtri commerciali. Ad es. la McCoy dà per il filtro « Golden Guardian » (48B1)  $\Delta f - 20/\Delta f - 6 = 1,15$  e  $\Delta f - 50/\Delta f - 6 = 1,44$  (costo \$ 42,95) e per il filtro « Silver Sentinel » (32B1)  $\Delta f - 20/\Delta f - 6 = 1,21$  e  $\Delta f - 50/\Delta f - 6 = 1,56$  (costo \$ 32,95).

L'avvolgimento d'entrata, rispettivamente d'uscita, dei due traslatori è stato lasciato a bella posta aperiodico. La messa a punto del filtro risulta perciò notevolmente semplificata e si riduce alla regolazione dei nuclei di  $L_2$ ,  $L_3$  e dei compensatori  $C_3$ ,  $C_4$ . Disponendo del generatore wobbolato e dell'oscilloscopio sarà facile raggiungere una condizione di regolazione di questi quattro elementi che dia la curva di risposta prevista. Procedendo indi per punti si ritoccano  $C_1$ ,  $C_2$  per il miglior fattore di forma possibile e per un minimo accettabile di risonanze spurie.

Il medesimo filtro è stato realizzato utilizzando quali traslatori delle medie frequenze Philips AP 1001/70. Il risultato finale è stato discreto, quanto a risposta del filtro, ma la messa a punto è

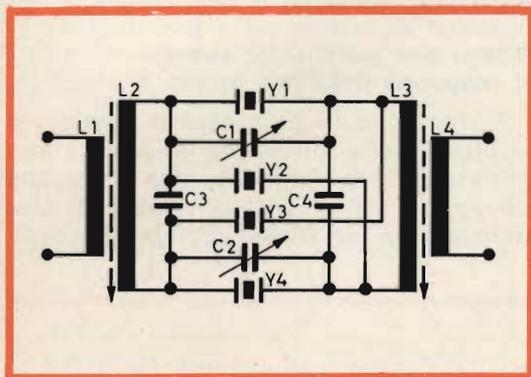


Fig. 7 - Schema elettrico del filtro a traliccio intero.

- $Y_1 = Y_4 = 454,1$  kHz
- $Y_2 = Y_3 = 450,1$  kHz
- $C_1 = C_2 =$  compensatori 0,5-3,3 pF in serie a cond. fissi da 2,2 pF
- $C_3 = C_4 = 220$  pF, mica
- $L_2 = L_3 = 680$   $\mu$ H  
230 spire Litz, nido d'ape su  $\varnothing$  8 mm
- $L_1 = L_4 = 42$   $\mu$ H  
55 spire Litz, nido d'ape a 5 mm di distanza da  $L_2$ ,  $L_3$

mente misurare attenuazioni di 88 dB (in corrispondenza a S 1); infatti ogni punto S equivale a 6 dB di attenuazione. In genere però, gli S-meter ed i relativi circuiti sono tarati in modo del tutto approssimato; la ritaratura è possibile qualora si disponga di un generatore di calibrazione munito di attenuatore tarato.

Anche un oscilloscopio dc ad alto guadagno (plug-in da 5 mV) è adatto allo scopo ma il suo impiego trascende in genere la dotazione strumentale del radiante.

Con il metodo statico è possibile ricavare con estrema precisione la curva di risposta del filtro e mettere in evidenza il suo fattore di forma e tutte le eventuali risonanze spurie.

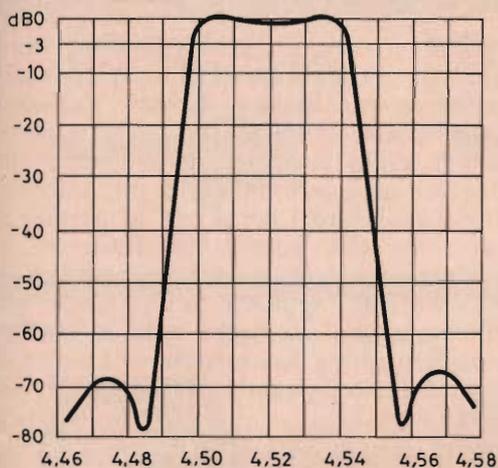


Fig. 8a - Curva di responso ottenuta con  $C_1 = C_2 = 1,8 \text{ pF}$ .

- $\Delta f_{-3} = 454,2 - 449,8 = 4,4 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-6} = 454,3 - 449,7 = 4,6 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-20} = 454,6 - 449,5 = 5,1 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-50} = 455,1 - 449,0 = 6,1 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-60} = 455,2 - 448,8 = 6,4 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-20} / \Delta f_{-6} = 1,10$
- $\Delta f_{-50} / \Delta f_{-6} = 1,33$

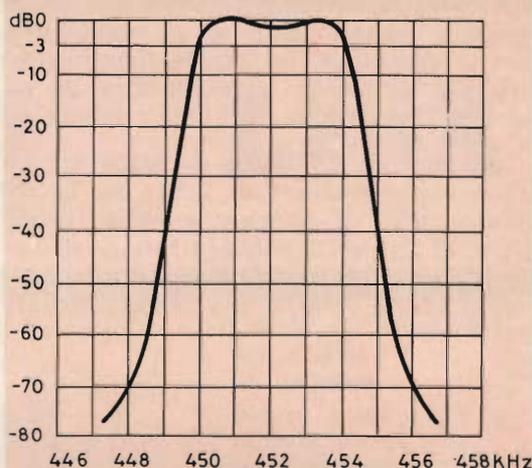


Fig. 8b - Curva di responso ottenuta con  $C_1 = C_2 = 0 \text{ pF}$ .

- $\Delta f_{-3} = 454,1 - 449,8 = 4,3 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-6} = 454,2 - 449,7 = 4,5 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-20} = 454,6 - 449,4 = 5,2 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-50} = 455,1 - 448,8 = 6,3 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-60} = 455,5 - 448,4 = 7,1 \text{ kHz}$
- $\Delta f_{-20} / \Delta f_{-6} = 1,15$
- $\Delta f_{-50} / \Delta f_{-6} = 1,40$

risultata più critica per la presenza di elementi sintonici nel circuito d'entrata e uscita; inoltre la regolazione dei nuclei è difficoltosa per l'ampia variazione d'intuttanza associata ad un loro piccolo spostamento. Per la stessa ragione è dubbio che la taratura si mantenga nel tempo, specie se l'apparecchio, in cui il filtro è montato, è destinato a sopportare sollecitazioni termiche o meccaniche.

### Filtro a mezzo traliccio

Lo schema elettrico del filtro è riportato in fig. 9; anche questo filtro è stato realizzato con cristalli tipo FT 241, senza apportarvi però alcun ritocco. Il fattore di forma del filtro, come risulta dalla sua curva di risposta riportata in fig. 10, è ovviamente peggiore di quello ottenuto con il filtro a traliccio intero.

Eventuali asimmetrie che si manifestassero nella curva di risposta, e non correggibili in sede di taratura, sono imputabili a due cause: o asimmetria elettrica del circuito (centro virtuale di L2

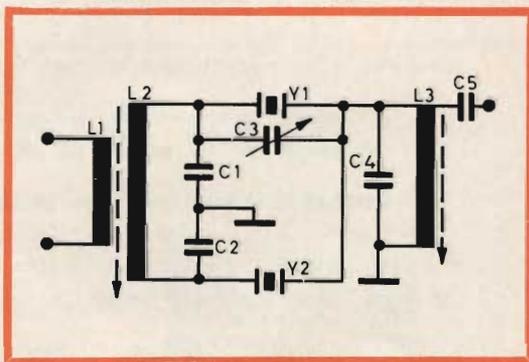


Fig. 9 - Schema elettrico del filtro a mezzo traliccio.

- $Y_1 = 433,333$  (canale 312)
- $Y_2 = 436,111$  (canale 314)
- $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$ , mica
- $C_4 = 220 \text{ pF}$ , mica
- $C_3 =$  compensatore  $0,5-3,3 \text{ pF}$  in serie a un cond. fisso da  $2,2 \text{ pF}$
- $L_1 = 80 \mu\text{H}$ , 65 spire Litz, nido d'ape a 5 mm da  $L_2$
- $L_2 = L_3 = 650 \mu\text{H}$ , 250 spire Litz, nido d'ape su  $\varnothing 8 \text{ mm}$
- $C_5 = 50 \text{ pF}$ , mica

spostato) o a differente attività di un cristallo rispetto all'altro. A questo proposito va notato che, con la limatura dei cristalli, si riesce quasi sempre ad ottenere pari attività nei vari cristalli.

La taratura del filtro consiste ancora nella sintonizzazione di  $L_2$ ,  $L_3$  per la migliore curva di risposta e nella regolazione di  $C_3$  per il migliore fattore di forma compatibile con il livello delle risonanze spurie esterne alla banda passante del filtro.

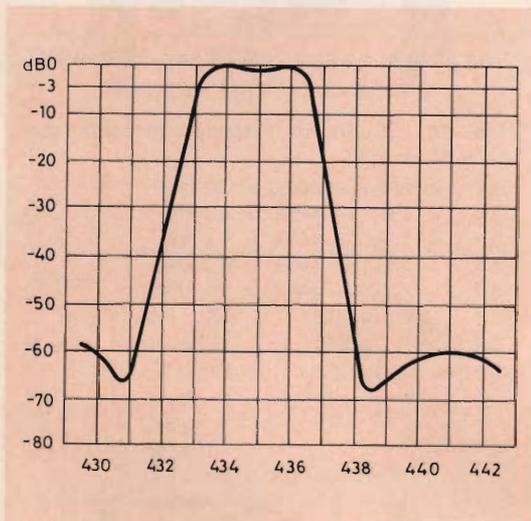


Fig. 10 - Curva di responso ottenuta con  $C_3 = 1,9 \text{ pF}$ .

$$\Delta f_{-3} = 436,6 - 433,0 = 3,6 \text{ kHz}$$

$$\Delta f_{-4} = 436,7 - 432,9 = 3,8 \text{ kHz}$$

$$\Delta f_{-20} = 437,0 - 432,5 = 4,5 \text{ kHz}$$

$$\Delta f_{-50} = 437,7 - 431,4 = 5,7 \text{ kHz}$$

$$\Delta f_{-60} = 438,0 - 431,2 = 6,8 \text{ kHz}$$

$$\Delta f_{-20} / \Delta f_{-4} = 1,20$$

$$\Delta f_{-50} / \Delta f_{-6} = 1,50$$

Questo filtro esce ad alta impedenza: l'estremo caldo di  $L_3$  è collegato direttamente alla griglia dello stadio amplificatore successivo; è bene che l'accoppiamento sia il più lasco possibile, per evitare di caricare il filtro; per la stessa ragione il livello del segnale deve essere tenuto basso: eventuale corrente di griglia nello stadio successivo caricherebbe il filtro in modo inammissibile.

## Filtri composti

Qualora l'attenuazione del filtro risultasse in pratica insufficiente, è possibile comporre una cascata di filtri: l'attenuazione totale, in dB, sarà ovviamente la somma delle attenuazioni di ciascun filtro. Nel collegare in serie più filtri, bisogna però fare i conti con le perdite di inserzione che, come le attenuazioni, si sommano tra loro: sarà facile però compensarle con l'aggiunta di uno stadio amplificatore che assolverà così ad un'altra importantissima funzione: l'isolamento di ciascun filtro da quello precedente o successivo.

In mancanza di tale isolamento, o separazione, i parametri circuitali di un filtro si riflettono nell'altro con la conseguenza che la messa a punto diviene molto complessa e l'attenuazione totale risulta minore della somma delle singole attenuazioni.

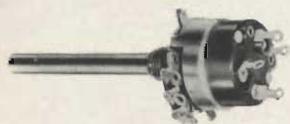
A titolo d'esempio si riporta in fig. 11 lo schema di un filtro composto costituito da due mezzi trallicci collegati in cascata tramite uno stadio separatore. Si osservi che lo stadio separatore è fortemente controeazionato: ciò per limitare il guadagno a quello strettamente necessario a sopperire alla perdita di inserzione del filtro e per migliorare la sua linearità. Questo filtro è stato infatti montato in un generatore SSB che, come noto, richiede la massima linearità di risposta.

## Conclusioni

Progettare e realizzare un filtro a cristalli secondo i dettami della tecnica è una impresa che certamente trascende le possibilità strumentali del radiante. L'apparecchiatura di misura adatta allo scopo, per le speciali caratteristiche che le sono richieste, esula dalla norma ed il suo acquisto può essere preso in considerazione solo su basi professionali.

Però aderendo a certi compromessi, primo fra tutti perdite di inserzione maggiori di quelle teoricamente ottenibili, è possibile anche con mezzi relativamente modesti realizzare dei filtri che, quanto ad attenuazione e fattore di forma, nulla hanno da invidiare ai prodotti commerciali.

**POTENZIOMETRI**  
a strato di carbone e a filo



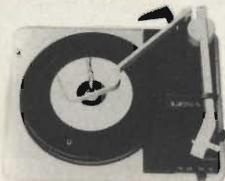
**MODELLI TRIMMER**  
semifissi e miniatura



# LESA

Potenzimetri speciali per TV a colori

**CAMBIADISCHI**



**GIRADISCHI**



**Altri prodotti  
per l'industria**

Motori frazionari a cc e ca  
Cartucce piezoelettriche  
Interruttori rotativi  
Interruttori con chiave

modelli a corrente alternata e a corrente continua,  
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

*Invio gratuito dei cataloghi*

**LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO**

**Uffici Regionali: TORINO - GENOVA - PADOVA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA**

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

## INGEGNERE

**regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici**

Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione  
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di **INGEGNERIA** sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



**BRITISH INST. OF ENGINEERING**  
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



**LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON**

Le difficoltà da affrontare sono numerose; come abbiamo visto le più ardue sono: la limatura del cristallo, le misure di risonanza e la taratura, tuttavia nessuna di queste è insormontabile per il tecnico preparato e appassionato.

#### BIBLIOGRAFIA

- (1) R. F. Burns, «Sideband Filters using Crystals», QST, nov. 1954, pg. 35.
- (2) Mason, « Electromechanical Transducer and Wave Filters », Van Nostrand.
- Guillemin, « Communications Networks », vol. II, J. Wiley.
- Buckley, « Evolution of Crystal Filter », J. Ap. Physics, oct. 1948.
- (3) C. E. Weaver, J. N. Brown, « Crystal Lattice Filters for Transmitting and Receiving » QST, aug. 1951, pg. 52.
- (4) F. E. Edmunds, « A Crystal-Filter SSB Exciter » QST, nov. 1950, pg. 11.
- (5) Special SSB issue of « Proceedings of the Institute of Radio Engineers », dec. 1956.
- (6) Rand, Whitmore, « Basic Spectrum Analysis », CQ, 1961, aug. pg. 34, sept. pg. 32, oct. pg. 24.
- (7) R. B. Kuehn, « How to grind Crystals » CQ, 1957, nov. pg. 74.
- (8) R. C. Wilson, « Grinding Surplus Hermetically Sealed Crystals » QST, march 1963, pg. 30.
- (9) W. M. Scherer, « Filter Alignment Equipment » CQ, 1957, nov. pg. 78.
- D. L. Stoner, « A Wobbulator for Filter Alignment » CQ, 1961, jan. pg. 44.

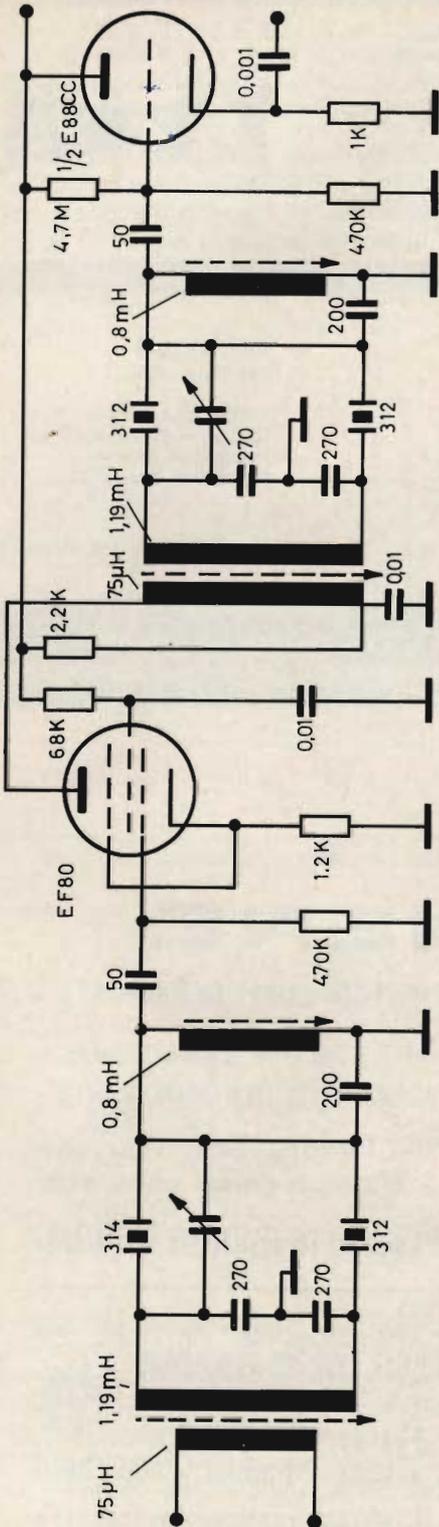


Fig. 11 - Schema elettrico di filtro ad elementi composti.



## SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

# CIRCUITI A COSTANTI DISTRIBUITE

Un circuito elettrico a costanti distribuite, con continuità conduttiva, può essere ritenuto costituito da un numero infinito di elementi in serie ciascuno dei quali possiede, oltre ad una ben definita resistenza, un coefficiente di autoinduzione.

Alle risultanti di questi singoli elementi si danno i nomi di **resistenza**, e di **autoinduzione distribuita**. Essi sono riferiti quantitativamente all'unità di misura di lunghezza, cioè il metro, ed hanno come unità di misura l'**ohm/m** e l'**H/m**. A queste due grandezze di elementi in serie è però necessario aggiungere due grandezze in derivazione e precisamente la **capacità** e la **conduttanza distribuite**.

La prima, rappresentata dalla capacità per metro tra i singoli elementi, ha come unità di misura il **F/m**. La seconda, che si riferisce alla dispersione che si manifesta fra una coppia di elementi, ha per unità di misura il **mho/m**. In realtà essa misura il reciproco della resistenza di isolamento.

A ciascuno degli infinitesimi elementi di

cui sopra si può attribuire la forma indicata in figura 1, nella quale « **r** » corrisponde alla resistenza, « **l** » all'induttanza, « **g** » alla conduttanza e « **c** » alla capacità distribuite dell'elemento. Questa disposizione, propria di un circuito a due conduttori paralleli fra loro, è valida anche nel caso che un conduttore sia sostituito dalla terra, cioè da una superficie caratterizzata da conducibilità infinita. In queste ultime condizioni le costanti « **g** » e

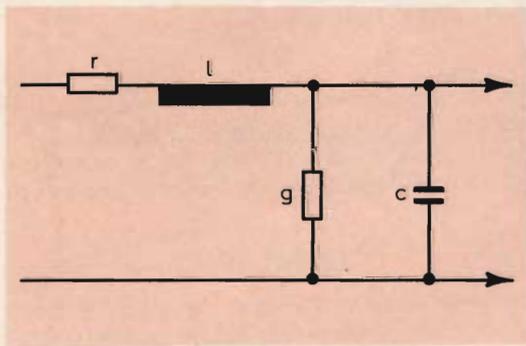


Fig. 1 - Costanti primarie di una linea.

« c » naturalmente sono da ritenersi riferite alla terra.

Le suddette costanti (cioè:  $r$ ,  $l$ ,  $g$ ,  $c$ ), prendono il nome di **costanti primarie** della linea. Se i loro valori risultano ugualmente distribuiti nell'intera lunghezza della linea, l'impedenza di quest'ultima risulta costante e prende il nome di « **impedenza caratteristica** ».

Le condizioni di impedenza costante in tutti i punti si ottiene, per qualsiasi linea di lunghezza finita, quando essa sia chiusa ad un'estremità su di un'impedenza avente lo stesso valore dell'impedenza caratteristica della linea.

Qualora le costanti primarie «  $r$  » e «  $g$  » possano essere trascurate rispetto alle altre due, l'impedenza caratteristica si riduce ad una **resistenza caratteristica**, da considerare costante, sempre nel caso che la linea sia chiusa su una resistenza avente ugual valore.

Le grandezze elettriche, che definiscono il comportamento di un circuito a costanti distribuite, al quale è applicata una tensione alternativa sono quattro e si riferiscono a:

- a) **velocità di propagazione**
- b) **lunghezza d'onda dell'oscillazione**
- c) **periodo dell'oscillazione**
- d) **attenuazione.**

Una tensione alternativa che venga applicata all'inizio di una linea si propaga

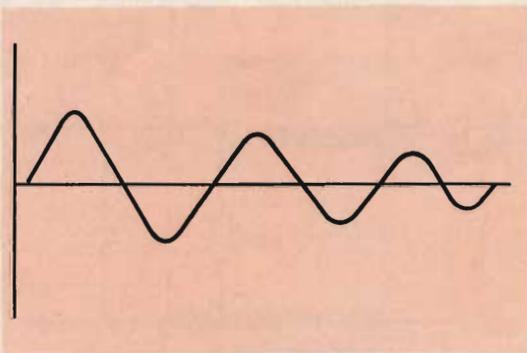


Fig. 2 - Smorzamento dell'ampiezza di oscillazione causato dall'attenuazione di una linea.

lungo la stessa con velocità finita «  $v$  ».

Le tensioni misurate a distanze crescenti dall'origine, risultano in fase con la tensione applicata soltanto in corrispondenza ai multipli del rapporto «  $v/T$  » dove  $T$  sta ad indicare il periodo dell'oscillazione e «  $v$  » indica la velocità di propagazione dell'oscillazione ed è uguale alla velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche considerata nello stesso mezzo in cui si trova la linea e cioè circa  $3 \cdot 10^8$  metri al secondo (300.000 km/s).

Il rapporto «  $v/T$  », che ha per simbolo «  $\lambda$  », misura la lunghezza d'onda dell'oscillazione.

L'onda progressiva di tensione di corrente che si propaga lungo la linea, segue in pratica un andamento simile a quello indicato in figura 2. Ciò dimostra che la linea dà luogo ad una progressiva diminuzione di ampiezza cioè provoca una « **attenuazione** ».

## FENOMENI CARATTERISTICI DELLE LINEE

La propagazione della tensione e della corrente in una linea assume un carattere **diretto** quando si verifica il loro totale spostamento dall'origine al terminale della linea stessa. Ha invece un carattere **riflesso** quando, creandosi al terminale un centro di riflessione, la tensione o la corrente tendono a ritornare verso la origine.

Affinché si possano verificare le condizioni di propagazione diretta, come abbiamo già precisato più sopra, l'impedenza terminale della linea deve avere lo stesso valore dell'impedenza caratteristica.

Quando queste condizioni si verificano si dice che la linea è a **regime di onde progressive**, cioè si viene a trovare nelle stesse condizioni che si avrebbero nel caso di una linea avente lunghezza infinita.

La propagazione riflessa si riferisce alla tensione quando l'estremità della linea è chiusa in corto circuito mentre riguarda la corrente quando l'estremità della linea è aperta.

La corrente «  $i$  » esistente all'estremità di una linea chiusa è da ritenere annullata da una corrente «  $-i$  », cioè sfasata di  $180^\circ$  rispetto ad «  $i$  », che si propaga dall'estremo all'origine. La tensione riflessa risulta invece in fase con la tensione provocata dall'onda diretta.

Indipendentemente dal carattere del centro di riflessione, le onde riflesse possono risultare anche in fase con le onde dirette. Se la linea ha, ad esempio, una lunghezza uguale ad un numero dispari di quarti d'onda e se è in corto circuito all'estremità, l'onda diretta ha ivi un valore nullo e la propagazione riflessa induce in ogni punto una tensione uguale ed in fase con quella diretta.

Il fronte d'onda che si distribuisce fra l'origine e l'estremità non ha un andamento progredente ma bensì un andamento stazionario. Si dice in tal caso che la linea è sede di **onde stazionarie**. Questo appellativo naturalmente è valido anche nel caso di una linea che sia aperta ad una estremità in modo cioè che la corrente diretta risulti nulla.

Da quanto abbiamo detto risulta evidente che si hanno **onde stazionarie di tensione** ed **onde stazionarie di corrente**.

L'onda progressiva coesiste con l'onda stazionaria nel caso che l'impedenza di chiusura, cioè il carico, della linea non risulti uguale all'impedenza caratteristica della linea stessa. Ciò per il fatto che si riversa sull'impedenza di carico una frazione della grandezza interessata durante il trasferimento dall'origine della linea alla sua estremità. La frazione residua provoca l'onda riflessa.

In una linea a regime di onde stazionarie i valori istantanei della tensione e della corrente risultano in quadratura come è visibile in figura 3.

Ciò dimostra che l'impedenza della linea è nulla in corrispondenza dei massimi di tensione mentre è infinita nei punti in cui la corrente è nulla. Sulla linea di base della figura 3 in punti 4, 5 e 6 individuano i punti a corrente nulla ed i punti 1, 2 e 3 i punti a tensione nulla.

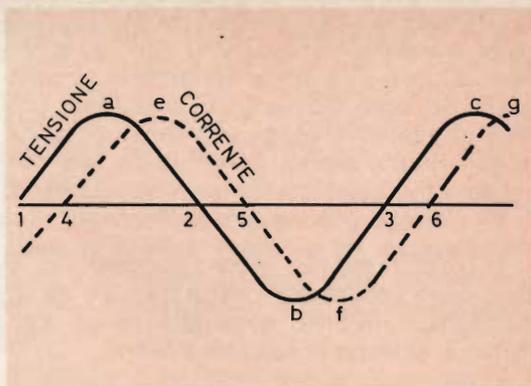


Fig. 3 - 1,2,3 = nodi di tensione; 4,5,6 = nodi di corrente - a,b,c = ventri di tensione; e,f,g = ventri di corrente.

I punti in cui si manifesta tensione o corrente nulla sono detti « **nodi** » mentre sono detti « **ventri** » i punti corrispondenti ai valori massimi.

### CIRCUITI A COSTANTI DISTRIBUITE NELLA TECNICA DEI RADIOAPPARATI

I circuiti a costanti distribuite usate nella tecnica dei radioapparati generalmente sono usati per risolvere tre problemi essenziali:

- 1) trasferimento dell'energia ad alta frequenza da un apparato generatore ad un organo di carico;
- 2) irradiare o ricevere le perturbazioni spaziali (onde elettromagnetiche), necessarie per le radiocomunicazioni;
- 3) misure delle lunghezze d'onda irradiate.

Il primo caso si riferisce naturalmente alle linee di trasferimento (di trasmissione o di alimentazione), il secondo alle antenne, il terzo ai cosiddetti fili di Lecher.

### LINEE DI TRASFERIMENTO

Tra i diversi requisiti ai quali deve soddisfare una linea di trasferimento, hanno particolare importanza l'**irradiazione**, che deve essere nulla o quasi nulla e le **perdite**, che devono risultare minime.

Affinché l'irradiazione prodotta dalla linea sia nulla si fa ricorso alle **linee bifilari**, oppure alle **linee schermate** o **coassiali**. Ad ogni elemento di una linea bifilare al quale pervenga una tensione « e », e che risulta quindi percorsa da una corrente « i », corrisponde un'altro elemento a tensione « - e » e con corrente « - i ».

L'irradiazione è anche impossibile in una linea schermata costituita cioè da un conduttore interno coassiale ad un conduttore esterno connesso a terra.

Allo scopo di ridurre le perdite occorre innanzi tutto che le costanti primarie della linea, a carattere più spiccativamente dissipativo, quali « r » e « g », siano ridotte al minimo. In secondo luogo la linea deve essere chiusa sulla sua impedenza caratteristica, cioè deve risultare in regime di onde progressive, perché soltanto in questo caso, come si è detto, l'energia trasferita si riversa completamente sull'impedenza terminale di carico.

Nelle applicazioni pratiche hanno appunto notevole importanza le linee bifilari e le linee schermate. L'impedenza caratteristica « Zc » di una linea qualsiasi, in cui si possano trascurare le costanti primarie « r » e « g », corrisponde ad una resistenza « Rc » di modo che si ha:

$$Z_c = R_c = \sqrt{l/c}$$

in cui « l » e « c » si riferiscono rispettivamente all'induttanza e alla capacità per metro.

Per una linea bifilare costituita cioè da una coppia di conduttori paralleli si ha:

$$R_c = 276 \log_{10} d/r \text{ (in ohm)}$$

dove « d » indica la distanza fra i due conduttori ed « r » il loro raggio.

Per quanto concerne una linea coassiale si ha invece:

$$R_c = 138 \log_{10} r'/r''$$

dove r' indica il raggio interno del conduttore tubolare esterno ed r'' il raggio esterno del conduttore interno.

La resistenza caratteristica delle linee bifilari è normalmente compresa fra i 240 ed i 600 ohm, quella delle linee coassiali fra i 60 ed i 75 ohm.

Come è noto si dà il nome generico di **antenna** ad un circuito a costanti distribuite atto a provocare le perturbazioni spaziali con le quali si realizzano le radiocomunicazioni.

I tipi fondamentali di antenna sono essenzialmente due: l'**antenna marconiana**, ed il **dipolo di Hertz**.

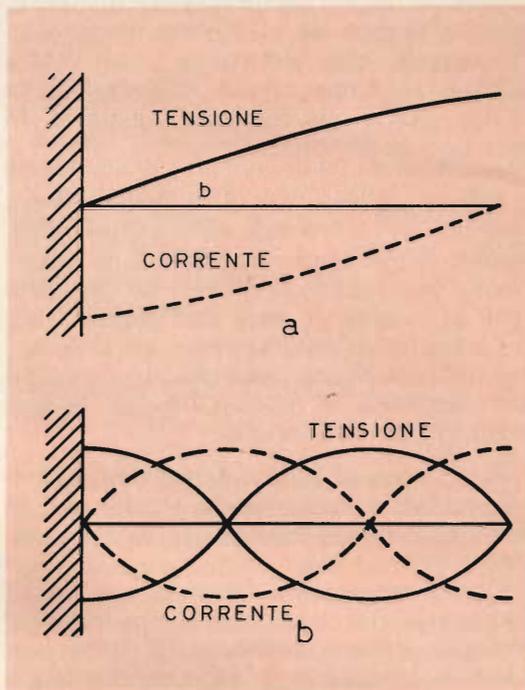


Fig. 4 - Antenna Marconiana  
(a - lunghezza = 1/4 λ;  
b - lunghezza = numero dispari 1/4 λ).

S'intende per antenna marconiana un conduttore a struttura omogenea libero ad un estremo ed avente l'altro estremo connesso a terra, come è mostrato in figura 4.

Si deve quindi considerare un circuito a costanti distribuite di lunghezza (od altezza) « h » alimentato alla base da un generatore di corrente alternata ad alta frequenza dallo stadio finale del trasmettitore. In queste condizioni la reattanza all'estremo connesso a terra è nulla, per

cui in corrispondenza di esso si ha un ventre di corrente ed un nodo di tensione.

All'estremità libera risulta invece un nodo di corrente ed un ventre di tensione per il fatto che l'impedenza in tale punto è infinita.

Questo stato di cose, illustrato nella figura 4a, si verifica quando la lunghezza dell'antenna è uguale ad  $1/4$  della lunghezza d'onda sul quale è accordato lo stadio finale del trasmettitore.

La distribuzione della corrente e della tensione segue lo stesso andamento anche quando la lunghezza d'onda corrisponde ad un numero dispari di quarti d'onda, figura 4b, perché in tal caso si ha ancora una reattanza nulla alla base.

La condizione di reattanza nulla corrisponde alla condizione di **risonanza di corrente** dell'antenna e si verifica soltanto, come si è detto, quando la lunghezza dell'antenna è uguale ad un multiplo dispari di quarti d'onda.

La frequenza minima per la quale sussiste questa condizione corrisponde ovviamente alla distribuzione indicata nella figura 4a. In tal caso si dice che la frequenza di eccitazione coincide con la **frequenza fondamentale** (o frequenza naturale) dell'antenna.

Le condizioni di risonanza di un'antenna marconiana possono essere ottenute anche per frequenze diverse da quella che corrisponde ad una lunghezza d'onda uguale a quattro volte (o ad un multiplo dispari di quattro) della lunghezza dell'antenna, connettendo in modo opportuno una adeguata reattanza concentrata. Il valore ed il segno di questa reattanza si deducono immediatamente osservando che se la lunghezza d'onda di eccitazione «  $\lambda e$  » è diversa da quella fondamentale «  $\lambda f$  » si ha una reattanza all'origine dell'antenna, cioè all'estremità che è connessa a terra, che può essere di segno positivo o negativo a seconda della relazione (< o >) esistente fra «  $\lambda e$  » e «  $\lambda f$  ».

Se ne deduce che le condizioni di risonanza possono essere raggiunte caricando

l'antenna alla base con una reattanza concentrata di valore uguale ma di segno contrario che è rappresentata da un'induttanza nel caso che «  $\lambda e > \lambda f$  » e da una capacità qualora «  $\lambda e < \lambda f$  ».

Ciò ci consente di concludere precisando che « **la presenza di un carico induttivo alla base equivale ad un allungamento dell'antenna, mentre un carico capacitivo equivale ad un suo accorciamento** ».

Il **dipolo di Hertz** è invece costituito da un conduttore isolato eccitato in un punto intermedio qualunque. L'eccitazione può avvenire per **tensione** o per **corrente** a seconda che nel punto in cui viene effettuata si abbia una differenza di potenziale alternativa rispetto alla terra oppure si introduca in esso una corrente alternativa.

Le condizioni di risonanza di tensione e di corrente sono raggiunte in ogni caso quando la lunghezza del dipolo è uguale ad un numero intero di mezze-lunghezze d'onda, come è mostrato in figura 5.

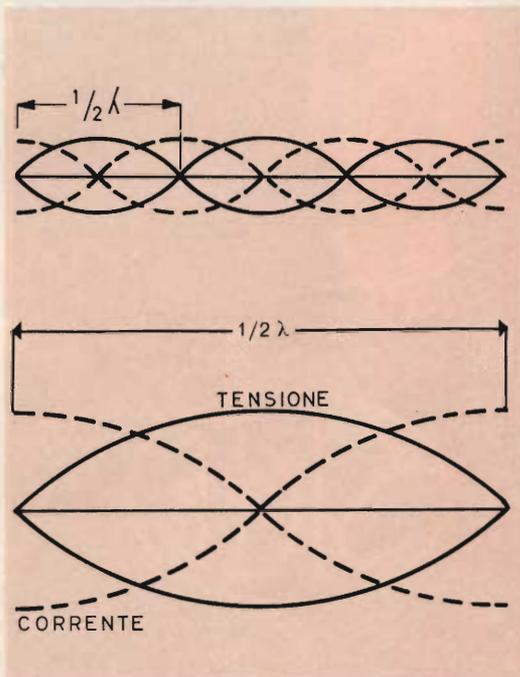
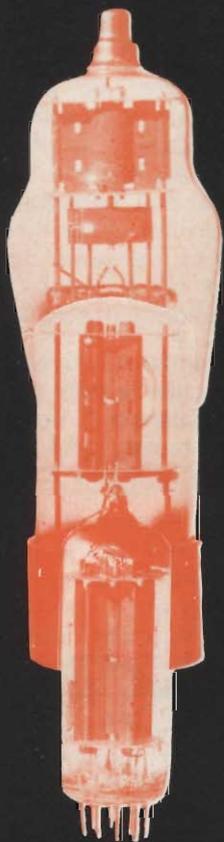


Fig. 5 - Dipolo di Hertz  
(a - lunghezza =  $1/2 \lambda$ ;  
b - lunghezza =  $3 \ 1/2 \lambda$ ).

# TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE  
VALVOLE  
TERMOJONICHE  
RICEVENTI  
PER  
RADIO  
TELEVISIONE  
E  
TIPI  
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA  
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

La frequenza minima in cui si verifica questa condizione corrisponde all'eccitazione con una lunghezza d'onda uguale al doppio della lunghezza del dipolo (fig. 5a). Questa frequenza è detta fondamentale. Nel caso della figura 5b le mezze lunghezze d'onda sono tre ed il dipolo risulta alimentato sulla terza armonica della fondamentale.

## FILI DI LECHER

Dallo studio dei circuiti con costanti distribuite, si deduce che si costruisce una linea bifilare in modo che le sue costanti primarie «  $r$  » e «  $g$  » possano essere trascurate rispetto alle costanti corrispondenti ad «  $l$  » e «  $c$  » (o più precisamente  $2\pi fl$  e  $1/2\pi fc$ ), la velocità di propagazione e la lunghezza d'onda dell'oscillazione coincidono con la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche e con la loro lunghezza d'onda. Ciò dà la possibilità di conoscere questa lunghezza d'onda misurando sulla linea la distanza che si ha fra due ventri di corrente oppure fra due ventri di tensione.

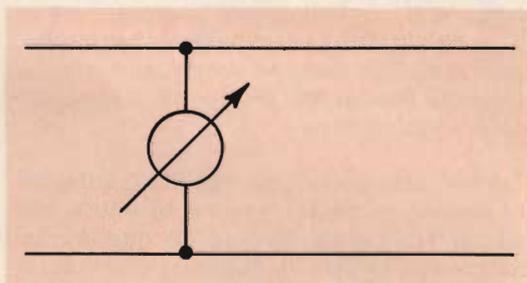


Fig. 6 - Fili di Lecher.

In pratica si individuano normalmente i ventri di corrente mediante un ponticello di corto circuito sul quale è derivato uno strumento a filo caldo od una minuscola lampadina.

Naturalmente le possibilità di impiego pratico di questo sistema interessano unicamente le frequenze molto elevate corrispondenti cioè a linee di lunghezza facilmente misurabili.

ELECTRONIC  
COMPONENTS

funkschau

ELECTRONIQUE  
PROFESSIONNELLE

HiFi/Stereo Review

Electronics

Revista Española de  
Electrónica

TELEVISION

radio menor  
electronic

FUNK  
TECHNIK

électronique  
Industrielle

Wireless World

Electronics World

Radio-Electronics

Elektronik  
INDUSTRIAL ELECTRONICS

Toute  
l'Electronique

AUDIO

## RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

### COMPRESSORE DI DINAMICA A FOTORESISTENZA

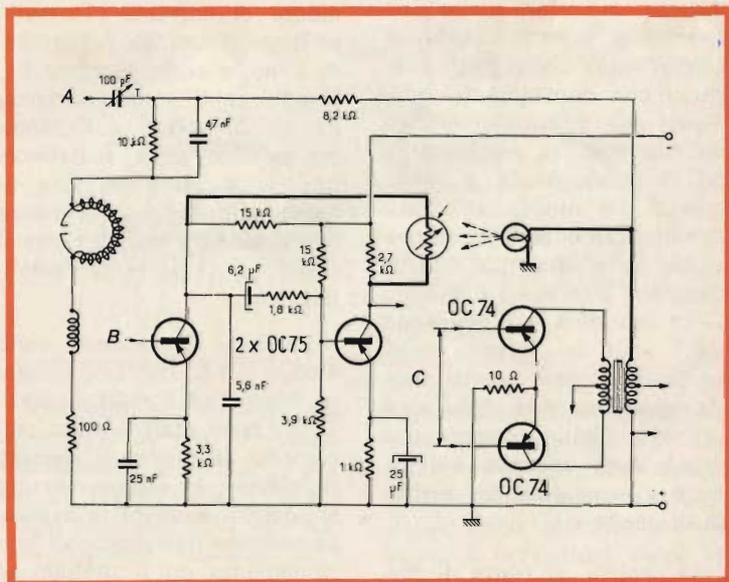
(Da « Radio Electronics »)

Accade assai spesso che si presenti l'opportunità di disporre di un dispositivo che permetta di regolare automaticamente il guadagno di un amplificatore di Bassa Frequenza. In particolare, questa opportunità sussiste nei confronti di coloro che fanno uso di registratori a nastro, i quali — in occasione di una registrazione diretta — devono continuamente affrontare la necessità di regolare il controllo di amplificazione dell'apparecchio, soprattutto se il suono proveniente dalla sorgente subisce notevoli variazioni di livello.

La realizzazione del dispositivo, descritto sul numero di Settembre di quest'anno, consiste nel montaggio di un semplice circuito, che per-

mette a chi effettua le registrazioni di evitare di tenere costantemente lo sguardo sull'indicatore del livello di registrazione (solitamente del tipo a zona luminosa), e la mano sul potenziometro di regolazione.

La parte essenziale del dispositivo consiste in una lampada a filamento di tungsteno (del tipo impiegato per l'illuminazione delle scale parlanti), ed in una fotoresistenza illuminata dalla suddetta lampada, che viene in-



serita in un circuito di controreazione, tra i collettori dei due primi transistori dell'amplificatore di registrazione.

Il funzionamento è assai facile da seguire: la lampada viene collegata al secondario del trasformatore di uscita, per cui qualsiasi aumento di ampiezza della tensione di uscita determina un aumento di intensità della luce prodotta. Dal momento che la lampada viene sistemata in modo da illuminare direttamente la fotoresistenza (che può essere del tipo OAP12 o simile) facendo in modo che entrambi questi due componenti siano racchiusi in un involucro, tale da impedire l'accesso alla luce esterna, qualsiasi aumento della luminosità da parte della lampada viene trasformato in una diminuzione della resistenza presentata dall'elemento fotosensibile.

Poiché quest'ultimo è collegato in serie al circuito di controreazione che comprende i primi due stadi dell'amplificatore, è assai facile riscontrare che qualsiasi diminuzione di valore della sua resistenza interna determina un aumento della controreazione con conseguente riduzione del guadagno offerto dai due stadi di amplificazione. Di conseguenza, è possibile in tal modo assicurare automaticamente la compressione della dinamica che si desidera ottenere, in quanto — in definitiva — il guadagno degli stadi di ingresso risulta tanto minore quanto maggiore è l'intensità della luce prodotta dalla lampada, la quale varia pertanto col variare di ampiezza del segnale di uscita.

In pratica, si tratta di rea-

lizzare un dispositivo di controllo automatico del volume che funziona agendo direttamente sul coefficiente di amplificazione da parte dei primi due stadi, in funzione non direttamente delle variazioni di intensità del suono, bensì in funzione delle variazioni di luce prodotte dalla lampada, che seguono le variazioni indicate dall'indicatore di livello.

Naturalmente, il dispositivo si presta anche ad altri numerosi impieghi, ed il circuito che qui riproduciamo può essere facilmente modificato per adattarlo a varie esigenze che possono presentarsi.

Il punto A fa capo al circuito di pre-magnetizzazione del nastro, mentre al punto B fa capo normalmente il segnale di ingresso proveniente dal microfono.

La lampada a filamento è collegata — come si può osservare — in parallelo al secondario del trasformatore di uscita dei due stadi OC74 in controfase, e determina — ovviamente — un certo assorbimento di corrente. Tuttavia, scegliendo un tipo di lampadina ad elevato rendimento, che presenti contemporaneamente un valore sufficientemente alto della resistenza interna, è possibile fare in modo che la sua presenza non alteri apprezzabilmente il responso da parte dell'amplificatore.

La linea C proviene dallo stadio pilota dell'amplificatore finale, ed i relativi particolari sono stati omessi unicamente in quanto il circuito riprodotto è esclusivamente indicativo, e mette in evidenza soltanto il principio di funzionamento ed il metodo di

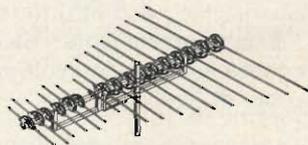
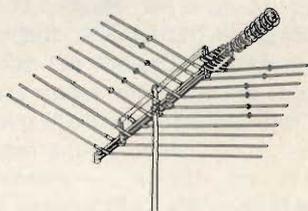
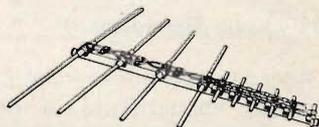
collegamento della fotoresistenza per ottenere la necessaria variazione di amplificazione.

Naturalmente, il medesimo principio può essere applicato anche ad altri circuiti di amplificazione, impieganti altri tipi di transistori, ed altri metodi di accoppiamento. In ogni modo, si tratta sempre di creare una reazione degenerativa, mediante la quale la amplificazione diminuisce con l'aumentare della luce prodotta.

## NORME PER LA SCELTA DI UN'ANTENNA

(Da « Popular Electronics »)

Un'intera catena di trasmissione meccanica non può essere di per se stessa in condizioni migliori del suo anello più debole. Questa è una



perifrasi introduttiva con la quale si stabilisce che una qualsiasi stazione ricevente o

trasmettente, sia essa per radio o televisione, non può funzionare correttamente, pur consistendo in apparecchiature di classe, se presenta un « anello debole della catena », quale può essere appunto la antenna.

Infatti, se ciò non è esattamente vero anche nei confronti di un sistema di antenna (in quanto alcuni tipi di perdite sono suscettibili di compensazione), si tratta tuttavia di un concetto che è sempre bene tenere in mente nella progettazione di un impianto di antenna. Di conseguenza, prima di installarla, e prima di procurare il necessario materiale, è sempre opportuno chiarire nel modo più completo possibile i dettagli relativi al suo funzionamento.

Essendo praticamente l'anello di congiunzione tra il ricevitore ed il punto in cui il segnale viene trasmesso, la antenna deve essere in grado di captare il segnale voluto, di separarlo dalle numerose riflessioni che esso subisce (sempre che ve ne siano), e di fornire quindi un segnale già pre-selezionato.

Il mercato dispone di numerosissimi tipi di antenne, che variano sia agli effetti delle caratteristiche dimensionali, sia agli effetti delle possibilità di installazione, sia ancora agli effetti dei materiali impiegati e del costo. Le tre figure che qui riproduciamo rappresentano — a titolo di esempi — tre diversi tipi che possono rispondere a vari tipi di esigenze. Naturalmente, in base a quanto affermato nell'articolo pubblicato nel numero di giugno di quest'anno della rivista, la scelta dipende da vari fattori, che vengono presi in consi-

derazione separatamente, in funzione della distanza, della altezza, dell'intensità del segnale presente nel punto di ricezione, e delle particolari condizioni di propagazione della zona.

Per i tecnici che si occupano dell'installazione di antenne, l'articolo presenta quindi un notevole interesse, in quanto fornisce ragguagli atti a risolvere diverse delle difficoltà che normalmente si presentano in questo campo.

## ALIMENTATORE STABILIZZATO

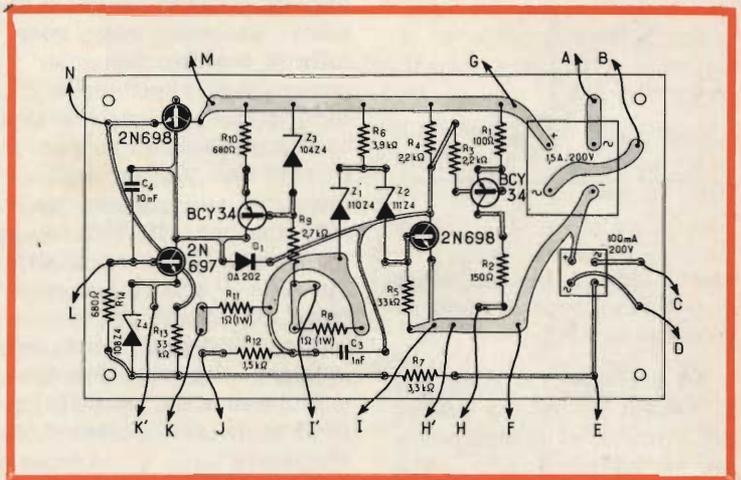
(Da « Radio Constructeur »)

L'impiego sistematico dei transistor al silicio ha permesso di ottenere caratteristiche di funzionamento assai interessanti da parte di dispositivi di alimentazione, minimizzando gli effetti indesiderati dovuti alle variazioni di temperatura.

ta di un limitatore di intensità, di natura assai semplice e nonostante ciò dal funzionamento assai efficace, che garantisce un'assoluta sicurezza nel caso di sovraccarichi o di corto-circuiti, anche se protratti nel tempo.

L'articolo inizia con la descrizione del principio di funzionamento, che viene chiarito con l'aiuto di due schemi a blocchi. Successivamente, viene fornito l'intero circuito con i valori dei componenti, seguito da una chiara spiegazione sul funzionamento del dispositivo di limitazione di intensità.

Vengono forniti praticamente tutti i dati necessari alla realizzazione del dispositivo, tra cui un disegno — che qui riproduciamo — illustrante il circuito stampato e la posizione dei vari componenti rispetto alle connessioni. Oltre a ciò, vengono fornite le norme relative alla messa a pun-



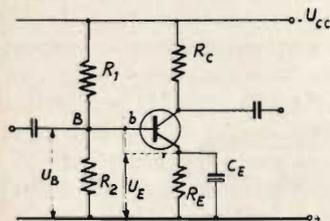
In questo alimentatore, descritto nel numero di settembre di quest'anno, ed in grado di fornire una tensione compresa tra 0 e 30 volt, con una corrente massima di 1 ampere, è prevista l'aggiun-

to, nonché alle numerose possibilità di impiego che permettono di sfruttare questo tipo di alimentazione in gran parte delle eventualità che possono presentarsi in un laboratorio elettronico.

## STABILIZZAZIONE TERMICA DEI TRANSISTORI

(Da « *Electronique Professionnelle* »)

La quinta parte di una serie di articoli vertente su questo argomento, pubblicata sul numero di Luglio-Agosto 1967, conclude la dissertazione sul problema con argomentazioni di natura assai pratica. Dopo aver considerato la questione della stabilizzazione termica da un punto di vista eminentemente teorico, l'Autore riporta il circuito che qui riproduciamo, nei confronti del quale viene messo in rilievo che la stabilizzazione termica delle caratteristiche di funzionamento di uno stadio a transistor deve essere effettuata nei confronti delle relazioni che intercorrono tra la tensione di base e la polarizzazione della



stessa dovuta alla presenza di una resistenza in serie all'emettitore ( $R_E$ ).

Ad esempio, l'articolo cita il metodo di calcolo pratico del circuito di compensazione, nei confronti di uno stadio amplificatore funzionante con un transistor al Germanio del tipo OC75, che debba funzionare con una corrente di collettore — in assenza di segnale — dell'ordine di 3 milliampère, e con una tensione di alimentazione pari a

12 volt: di conseguenza, la resistenza di carico deve avere un valore di 1,5 chiloohm.

Il calcolo sviluppato in tutti i dettagli matematici permette di stabilire un valore della resistenza in serie all'emettitore pari a 500 ohm, un valore del fattore « beta » pari a 125, ed un valore della resistenza presente tra base e massa pari a 6,9 chiloohm. Il medesimo procedimento di calcolo consente inoltre di stabilire per la resistenza presente tra la base e la linea di alimentazione negativa un valore di 39.000 ohm, con caratteristiche dinamiche di funzionamento tali da consentire una notevole stabilità termica, per tutte le temperature comprese entro i normali limiti minimo e massimo della temperatura ambiente in cui è possibile che uno stadio di questo tipo debba dover funzionare.

L'intero calcolo viene impostato in funzione di un fattore di stabilità, in base al quale vengono considerate tutte le possibili varianti che entrano agli effetti delle caratteristiche di funzionamento di uno stadio a transistor. Di conseguenza, per tutti coloro che si occupano della progettazione di circuiti a transistori, la lettura di questa serie di articoli può risultare interessante per la risoluzione di buona parte dei problemi che si presentano quotidianamente, appunto in riferimento alle variazioni di temperatura.

## ADATTATORE DI IMPEDENZA A TRANSISTOR

(Da « *Radio Electronics* »)

Per effettuare l'adattamento di due diversi valori di

impedenza, la soluzione più semplice sembrerebbe essere ancora quella che consiste nell'impiego di un semplice trasformatore avente due diversi valori di impedenza primaria e secondaria, ed in grado quindi di funzionare appunto come adattatore. Tuttavia, è ben noto che le caratteristiche di funzionamento di un trasformatore sono spesso assai limitate, soprattutto a causa delle perdite che si verificano inevitabilmente negli avvolgimenti, nonché a causa del ciclo di isteresi del nucleo; questo è il motivo per il quale alcuni tecnici si sono dedicati ad intense ricerche per escogitare un metodo di natura più « elettronica », per ottenere il medesimo risultato con minime perdite, e quindi con vantaggi apprezzabili.

A titolo di esempio, il circuito che qui riproduciamo presenta un'impedenza di ingresso assai elevata, ed una impedenza di uscita assai ridotta, con il vantaggio di una notevole larghezza della banda passante compresa tra 20 e 30.000 Hertz, e di un fattore di distorsione assai esiguo.

Come è facile constatare, il circuito consiste semplicemente in due transistori, il primo dei quali (Q1) funziona contemporaneamente come stadio ad accoppiamento di emettitore, e come stadio con emettitore a massa, con un guadagno di tensione pari a 15.

Per quanto riguarda Q2, la cui base risulta accoppiata direttamente al collettore di Q1, esso funziona del pari come stadio ed accoppiamento di emettitore, con una notevole stabilizzazione termica

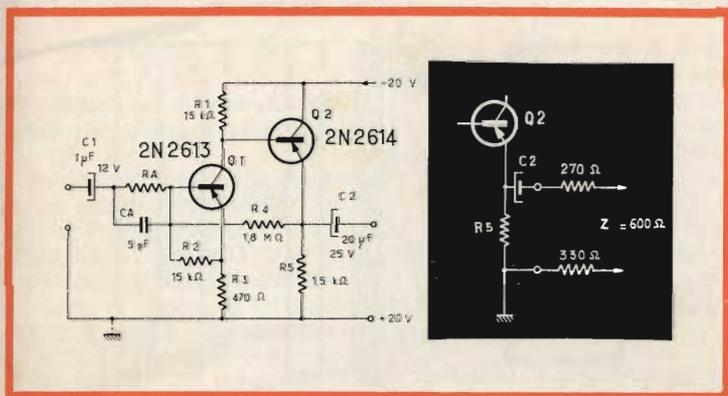
grazie al circuito di reazione negativa costituito dal percorso del segnale attraverso la resistenza R4.

Tornando però a considerare il primo stadio Q1, la cui impedenza di ingresso — a causa dell'assenza di un disaccoppiamento della resistenza di emettitore — è dell'ordine di 50.000 ohm, è chiaro che un valore di questo genere è già di per se stesso

per cui l'impedenza di ingresso del dispositivo di amplificazione, « vista » dalla sorgente di eccitazione, risulta pari complessivamente ad 1,25 M $\Omega$  (1,2 M $\Omega$  + 50 k $\Omega$ ).

Per quanto riguarda l'impedenza di uscita, essa risulta invece estremamente ridotta, ossia dell'ordine di qualche ohm.

Accanto al circuito illustra-



superiore a quello normalmente presentato da uno stadio classico del tipo con emettitore a massa. Una volta stabilito il notevole fattore di guadagno da parte del transistor Q1 (che può essere del tipo 2N2613), occorre notare che il guadagno dello stadio è ancora abbastanza notevole, nonostante la presenza del circuito di controreazione precedentemente citato. Del resto, ciò comporta la possibilità di aumentare ulteriormente l'impedenza di ingresso dello stadio, mediante l'inserimento tra la sorgente di segnale esterna e la base del transistor Q1 della resistenza di adattamento RA.

Nel prototipo realizzato dall'Autore della nota tecnica, la resistenza RA presenta un valore di 1,2 Megaohm,

è riprodotta la modifica del secondo stadio Q2, mediante la quale è possibile ottenere un'impedenza di uscita di 600 ohm anziché di pochi ohm. Come è facile riscontrare, la modifica consiste semplicemente nel predisporre in serie alla capacità C2 una resistenza del valore di 270 ohm, ed in serie al lato a massa del segnale di uscita una resistenza del valore di 330 ohm. Di conseguenza, il circuito di uscita viene ad essere costituito dai quattro componenti in serie e precisamente dalle due resistenze citate, dalla capacità C2, che presenta una sua tipica reattanza capacitiva, e dalla resistenza R5, che mantiene il valore originale di 1,5 chilo-ohm.

Dal momento che un'impe-

denza di 600 ohm si presta perfettamente per effettuare il collegamento all'ingresso di un amplificatore a transistori avente caratteristiche normali, il dispositivo illustrato, consistente in due soli transistori ed in pochi componenti ad essi associati si presta a numerosi tipi di impiego, proprio per adattare la bassa impedenza di ingresso in un normale amplificatore a transistori, ad un circuito avente un'impedenza interna assai elevata, come può essere — ad esempio — un captatore magnetico, un microfono ad alta impedenza, una testina piezoelettrica per la lettura di dischi microscolco, un microfono elettrostatico, ecc.

## RECENTI SVILUPPI NELLA SISTEMATICA

(Da « Data Processing »)

In occasione della conferenza tenutasi nel novembre dello scorso anno sull'argomento, la Scienza Sistemática è stata introdotta come tecnica e come linguaggio, per costituire un valido aiuto nei confronti degli analisti dei sistemi di calcolo elettronico.

Durante le numerose fasi sperimentali che sono state attraversate, si sono verificate nei circuiti e nelle apparecchiature numerose modifiche. In questo articolo, pubblicato sul numero di maggio-giugno di quest'anno, il creatore della Sistemática descrive le più importanti tra le suddette modifiche, lo stato attuale delle cose, nonché gli sviluppi prevedibili.

## AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA A TRANSISTOR

(Da «Radio Pratique-Télévision»)

Nel numero del 2 settembre 1967 della rivista francese presentato da «Le Haut Parleur», viene pubblicato un articolo che considera da un punto di vista realizzativo i circuiti di amplificazione a Bassa Frequenza a trasformatore, funzionanti a transistori. In pratica, sebbene si tratti di circuiti assai ben noti, la nota tecnica considera alcune note di carattere realizzativo assai interessanti per coloro che si occupano di questo particolare argomento dell'elettronica.

Vengono forniti diversi dati in rapporto ai tipi di transistori che possono funzionare con varie sorgenti di alimentazione e con varie tensioni, nonché in merito ai componenti, soprattutto per quanto riguarda i trasformatori di ingresso e di uscita degli stadi.

Nell'articolo vengono considerati tre esempi tipici di stadi di uscita, di cui due funzionanti in controfase, ed uno a stadio singolo, sempre con accoppiamento a trasformatore. I dati forniti sono assai utili per la realizzazione di prototipi, soprattutto nell'ambito dell'attività dilettantistica.

## CONCETTI RIVOLUZIONARI NELLA PROGETTAZIONE DI ALTOPARLANTI

(Da «Hi-Fi/Stereo Review»)

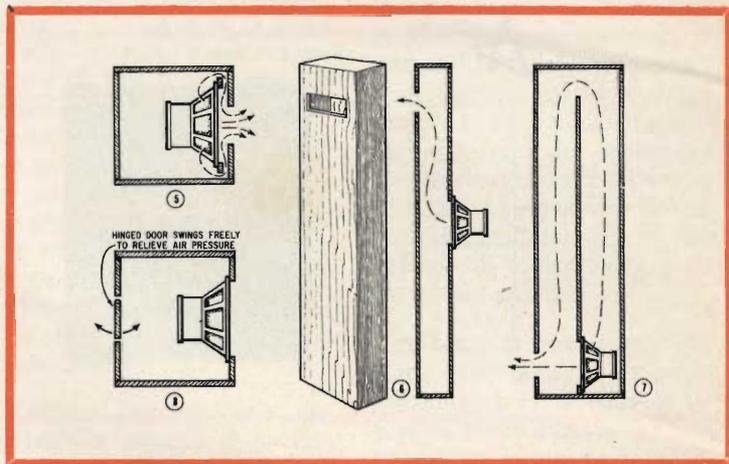
Sul numero di agosto dell'anno in corso della rivista nota a tutti gli appassionati di Bassa Frequenza, viene pubblicato un articolo nel qua-

le vengono considerate tutte le innovazioni introdotte da tecnici dilettanti e professionisti nel campo della progettazione di casse acustiche per altoparlanti, tutte rivolte ad ottenere la migliore resa, e la riproduzione più naturale dei suoni compresi nella gamma musicale.

L'articolo considera la teoria di propagazione delle onde sonore in funzione delle

una struttura tale da determinare una particolare resa nei confronti delle note più basse.

La illustrazione contraddistinta dal numero 7 rappresenta una tipica cassa acustica a labirinto, nella quale sono visibili distintamente due camere di risonanza, una delle quali si trova direttamente davanti al cono dell'altoparlante, e consente sia l'uscita



caratteristiche acustiche ambientali, con riferimenti alla direzionalità col variare della frequenza. Oltre a ciò, esamina alcune tra le più strane realizzazioni in fatto di casse acustiche, come ad esempio alcune di quelle illustrate nella figura che qui riproduciamo, nella quale il numero 5 rappresenta un tipo di involucro che può essere usato con qualsiasi altoparlante, e che ha rappresentato il primo vero e proprio successo in questo campo. Il tipo contraddistinto dal numero 6 è invece un accoppiatore per frequenze gravi del tipo ad aria, nel quale le onde sonore anziché propagarsi nell'ambiente direttamente all'orifizio del cono, vengono fatte passare attraverso una camera avente

diretta delle onde sonore, sia l'elaborazione delle vibrazioni acustiche provenienti dal retro del cono, attraverso il labirinto.

La figura 8 — infine — rappresenta una cassa acustica di tipo convenzionale, munita di uno sportello ad apertura regolabile, posta sul retro, recante una cerniera che consente di variare l'angolo di apertura, in modo da influire sulla pressione relativa dell'aria all'interno dell'involucro.

Sebbene si tratti di concetti assai originali, è assai probabile che alcuni di essi possano essere presi in seria considerazione agli effetti della fabbricazione di casse acustiche.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

# I LETTORI CI SCRIVONO

**Sig. MUSSO G. Palermo**

## Amplificatore di elevata potenza per chitarra elettrica

Per quanto concerne il suo primo quesito precisiamo che nel n. 7-1967, rubrica I LETTORI CI SCRIVONO, pagine 1328-1329, abbiamo pubblicato la descrizione di un interessante complesso di vibrato e di riverberazione a transistor avente le caratteristiche da lei richieste.

Come preamplificatore per il suo amplificatore le consigliamo la costruzione di quello descritto nel n. 10-1965 a pagina 1443 del tipo a bassa distorsione armonica e che può essere accoppiato ad amplificatori fino alla potenza di 25 W.

Non siamo in grado di precisarle quali siano le reali garanzie di funzionamento dell'amplificatore descritto nel n. 2-1967 dato che il suo schema e la descrizione ci sono stati forniti da una ditta costruttrice di tali apparecchi. Comunque data la serietà della stessa riteniamo che costruendo l'amplificatore in questione, e attenendosi alle regole proprie di tali montaggi, dovrebbe ottenere ottimi risultati.

Comunque le facciamo presente che la G.B.C. nel campo degli amplificatori ad alta

fedeltà e stereofonici di qualsiasi potenza, dispone di una serie particolarmente interessante nella quale potrà trovarne uno adatto a soddisfare le sue esigenze.

**Sig. CERCHI P. - Bolzano**

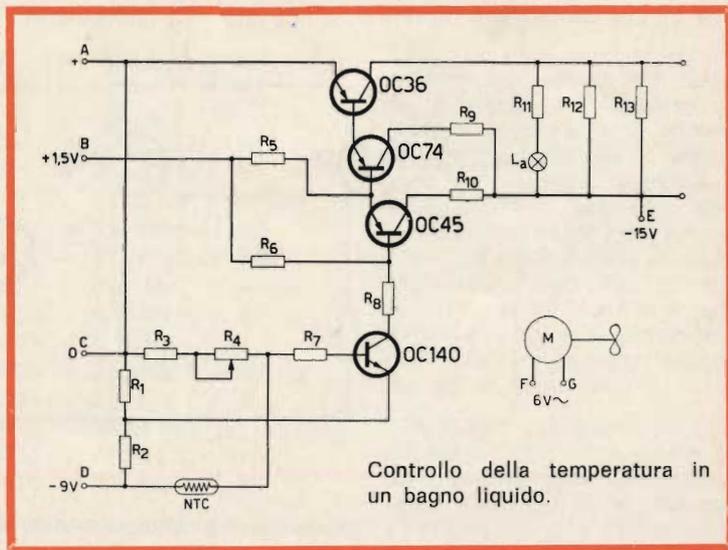
## Controllo della temperatura in un liquido

In figura 1 indichiamo lo schema di un circuito che è comunemente usato per la stabilizzazione della temperatura di un bagno di olio e che eventualmente può essere esteso ad altri usi, come quello richiesto.

La temperatura è controllata e stabilizzata tramite una resistenza del tipo NTC che viene immersa direttamente nel bagno liquido unitamente ad una resistenza riscaldante, che nel caso in questione ha il valore di  $12 \Omega$ , ed al transistore OC 36.

In tal modo anche la potenza dissipata dal transistore OC 36 viene usata per riscaldare il bagno ottenendo un aumento del rendimento dell'apparecchio.

Alle resistenze R3 ed R4 ed alla resistenza NTC dovranno corrispondere i seguenti valori scelti in funzione della temperatura.



Temperatura	R3 (kΩ)	R4 (kΩ) (variabile)	NTC
20 °C	1,5	5	5
25 °C	2,7	5	100
35 °C	47	50	100
45 °C	33	50	100
55 °C	33	50	100
65 °C	33	35	100
75 °C	4,7	20	100

Per ottenere la stabilizzazione a 20-25° possono essere usate anche le alette di raffreddamento.

Per l'agitazione del bagno in modo da ottenere una distribuzione della temperatura in modo uniforme, può essere usato un motore fornito di elica.

Il valore degli altri componenti usati è il seguente:

R1 = 220 Ω; R2 = 220 Ω;  
R5 = 10 kΩ; R6 = 68 kΩ;  
R7 = 3.300 Ω; R8 = 4.700 Ω;  
R9 = 220 Ω; R10 = 8.200 Ω;  
R11 = 120 Ω; R12 = 12 Ω  
6 W; R13 = 12 Ω 6 W.

Transistori usati: OC 36, OC 74, OC 45, OC 140.

**Sig. BRUZZONE G. - Genova**

### Interruttore comandato dalla luce

In figura 1 riportiamo lo schema di un buon interruttore automatico comandato dalla luce il quale è costituito da un amplificatore a cui segue un trigger di Schmitt realizzato con un transistor NPN comandato direttamente in corrente continua.

Detto dispositivo per essere utilizzato quale interruttore automatico deve essere collegato ad un rivelatore a fotoresistenza quale il tipo Philips B8.731.03.

I componenti usati sono i seguenti:

Transistori:

Ts1 = OC141; Ts2 = OC141;  
Ts3 = ASZ 17.

Diodo = OA 210.

Condensatore:

C = 680 pF 125 V.

Resistenze:

R1 = 220 Ω 1/4 W;  
R2 = 10 kΩ potenziometro  
lineare;

R3 = 390 Ω 1/4 W;  
R4 = 1,5 kΩ 1/4 W;  
R5 = 470 Ω 1/4 W;  
R6 = 33 Ω 1/4 W;  
R7 = 2,2 kΩ 1/4 W;  
R8 = 560 Ω 1/4 W.

### Organi elettronici

Il sig. Alberto Kluckert, è in grado di fornire indicazioni e spiegazioni utilissime riguardanti scatole di montaggio per la costruzione di organi elettronici di altissima qualità. Potete quindi rivolgervi direttamente scrivendo a:

Alberto Kluckert  
Via Maddaloni, 12  
ROMA

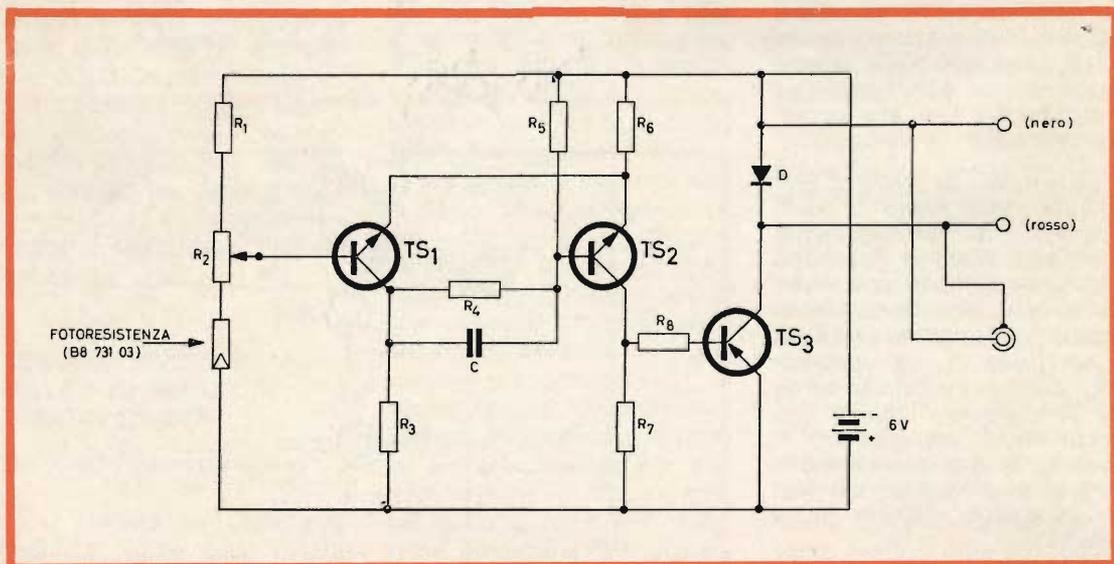


Fig. 1 - Interruttore automatico comandato dalla luce.

D1 = OA 47; D2 = OA 200;  
D3 = BY 100.

## Condensatori:

C1 = 2 $\mu$ F 10V; C2 = 2 $\mu$ F 10V;  
C3 = 16 $\mu$ F 6V; C4 = 20 $\mu$ F 6V;  
C5 = 20 $\mu$ F 6V; C6 = 5 $\mu$ F 10V.

Tutti i condensatori usati,  
naturalmente, sono del tipo  
elettrolitico.

Anomalie nella ricezione  
televisiva

Nella rubrica SERVIZIO  
RADIO TV ci siamo già in-  
trattenuti sulle anomalie di  
ricezione che non sono da  
attribuire al funzionamento  
di un televisore. Comunque,  
anche per comodità di altri

## Fono relais

In figura 1 riportiamo lo  
schema di un ottimo inter-  
ruttorre automatico comanda-  
to dal suono.

Si tratta di un circuito am-  
plificatore al quale fa seguito  
un raddrizzatore che pilota  
un trigger di Schmitt.

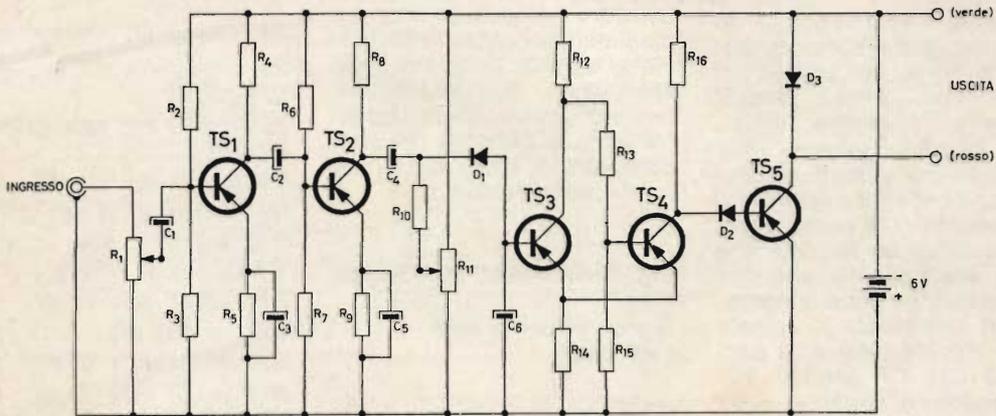


Fig. 1 - Schema elettrico del fono relais.

Il trigger di Schmitt a sua  
volta comanda un transistor  
di potenza che funge da in-  
teruttore in modo che l'in-  
sieme può essere usato qua-  
le interruttore automatico  
comandato dal suono, per  
essere applicato nel dispo-  
sitivo che le interessa rea-  
lizzare.

La sensibilità è dell'ordine  
dei 0,3 mV. In ingresso po-  
trà essere usato un altopar-  
lante da 45  $\Omega$ .

Sono stati impiegati i se-  
guenti transistori:

Ts1 = AC107; Ts2 = AC107;  
Ts3 = OC 45; Ts4 = OC 45;  
Ts5 = ASZ 15.

## Resistenze:

R1 = 10 k $\Omega$  a grafite;  
R2 = 22 k $\Omega$  1/4 W;  
R3 = 1,8 k $\Omega$  1/4 W;  
R4 = 4,7 k $\Omega$  1/4 W;  
R5 = 680  $\Omega$  1/4 W;  
R6 = 12 k $\Omega$  1/4 W;  
R7 = 1,5 k $\Omega$  1/4 W;  
R8 = 1,5 k $\Omega$  1/4 W;  
R9 = 220  $\Omega$  1/4 W;  
R10 = 6,8 k $\Omega$  1/4 W;  
R11 = 5 k $\Omega$  a grafite;  
R12 = 2,7 k $\Omega$  1/4 W;  
R13 = 2,2 k $\Omega$  1/4 W;  
R14 = 33  $\Omega$  1/4 W;  
R15 = 220  $\Omega$  1/4 W;  
R16 = 2,2 k $\Omega$  1/4 W.

Alimentazione a 6 V.

lettori, precisiamo quanto se-  
gue:

Immagine debole con su-  
ono normale o viceversa -  
Questo inconveniente gene-  
ralmente si manifesta nelle  
zone di ricezione marginali,  
ed è dovuto al fatto che l'an-  
tenna non è esattamente sin-  
tonizzata sul centro banda  
del canale. Talvolta l'incon-  
veniente è da attribuire ad  
antenne troppo selettive, a-  
venti cioè un numero troppo  
elevato di direttori.

Immagini multiple - Si ma-  
nifestano con l'apparizione  
dei contorni di un'immagine  
poco contrastata di fianco  
all'immagine principale. Ciò

è dovuto a fenomeni di riflessione delle onde em le quali, oltre che per via diretta, raggiungono l'antenna anche per via indiretta, dopo aver subito delle riflessioni da ostacoli vicini al punto di ricezione come edifici, colline, gru, ecc. A suo tempo nella rubrica SERVIZIO TV abbiamo precisato come si possa stabilire la distanza dell'ostacolo che dà luogo alla riflessione.

Ronzio nel suono che varia con il mutare delle immagini - E' da attribuire a eccessiva modulazione di ampiezza della portante audio da parte dei segnali di sincronismo. Anche questa anomalia, in genere, è dovuta ad una antenna non perfettamente sintonizzata sul centro banda. Talvolta l'inconveniente può anche essere dovuto ad un segnale che arriva con una intensità tale da saturare gli stadi d'ingresso del televisore. In questo caso occorre ridurre la sensibilità del TV agendo sull'apposito comando o sulla antenna.

L'immagine subisce delle variazioni di ampiezza - Si possono manifestare con un andamento piuttosto lento e saltuario od anche rapidamente: sono da attribuire ad instabilità della rete.

Scariche sull'immagine (e sul suono) - Possono manifestarsi in modi diversi. Se sono intense possono provocare la perdita del sincronismo o causare l'istantanea scomparsa del quadro, se più deboli si manifestano sotto forma di strisce bianche e nere o di punti. Esse possono essere dovute a fenomeni temporaleschi, o, in condizioni normali, a disturbi provocati da macchine elettriche, lampade fluorescenti od anche da linee ad alta tensione prossime all'antenna ricevente.

Circa le interferenze sull'immagine, rimandiamo il ri-

chiedente a quanto precisato nella rubrica alla quale abbiamo fatto cenno più sopra.

Strisce scure orizzontali che passano con una certa regolarità sull'immagine. Talvolta l'immagine può essere affetta da effetto bandiera -

Si notano in genere in concomitanza di condizioni meteorologiche avverse per cui le centrali elettriche, in conseguenza di tale inconveniente, non sono in grado di mantenere la frequenza di rete sul valore nominale. (Qualora l'inconveniente si manifesti frequentemente, come si verifica in talune zone meridionali, può essere attenuato, aumentando sensibilmente la capacità dei condensatori di filtro del circuito di alimentazione).

**Fig. RIGNANESE P. - Foggia**

#### Signal tracer a tubi elettronici

In figura 1 riportiamo lo schema di un efficiente SIGNAL TRACER. Si tratta del modello Deluxe EICO 147 A.

Questo strumento presenta caratteristiche di tipo professionale ed è da ritenere indispensabile per la riparazione per qualsiasi radioapparato o televisore. Inoltre esso è della massima utilità nei laboratori di ricerca e di produzione.

Sono impiegate quattro valvole e precisamente V1 = 12AX7; V2 = 6AQ5; V3 = 6X4; V4 = 1629. Il puntale è provvisto di sonda demodulatrice. Sono previsti due ingressi: uno a bassa frequenza, ad alto livello, ed uno a radio frequenza, a basso livello. Sono presenti due dispositivi di indicazione, uno acustico e l'altro ottico.

La tensione di prova è variabile con continuità mentre

sono presenti delle uscite supplementari per il collegamento di un altro altoparlante, del voltmetro a valvola o dell'oscillografo.

Il valore dei componenti usati è il seguente:

C1 = 0,005  $\mu$ F disco 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;  
C2 = C3 = C4 = 0,025  $\mu$ F disco 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;  
C5 = condensatori elettrolitici 2x20  $\mu$ F 450 V e 2x10  $\mu$ F 350 V; C6 = 0,25  $\mu$ F 400 V.

R1 = 10 M $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;  
R2 = R8 = R20 = 470 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R3 = 100 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;  
R4 = R7 = 220 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R5 = 500 k $\Omega$  potenziometro audio;

R6 = 2,2 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;  
R9 = 330  $\Omega$  1 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R10 = R16 = R17 = R19 = 1 M $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R11 = 47  $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R12 = 560 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R13 = 1 k $\Omega$  5 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R14 = 47 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R15 = 68 k $\Omega$  1/2 W 10<sup>0</sup>/<sub>0</sub>;

R18 = 50 k $\Omega$  potenziometro lineare.

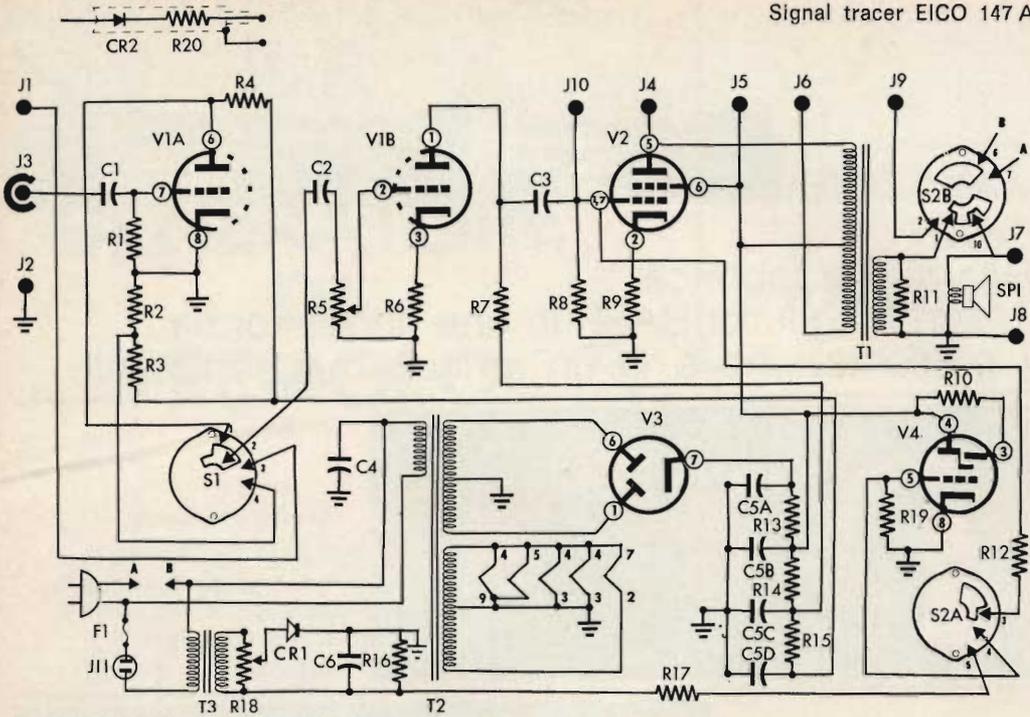
T1 = trasformatore di uscita;

T2 = trasformatore di alimentazione; T3 = trasformatore di corrente.

F1 = fusibile da 5 A; CR1 = CR2 = raddrizzatori tipo 1N48.

Tensione e valore della resistenza che si deve riscontrare ai piedini delle valvole: 12AX7 (oppure ECC83): piedino 1 = 75 Vcc, (270 k $\Omega$ ); piedino 2 = 0 V, (0  $\Omega$ ); piedino 3 = 0,9 Vcc, (2,2 k $\Omega$ ); piedini 4 e 5 = 6,3 Vac, (0  $\Omega$ ); piedino 6 = 100 Vcc, (330 k $\Omega$ ); piedino 7 = -1 Vcc, circa (10 M $\Omega$ ); piedini 8 e 9 = 0 V, (0  $\Omega$ ).

6AQ5: piedino 1 = 0 V, (470 k $\Omega$ ); piedino 2 = 13 Vcc, (330  $\Omega$ ); piedino 3 = 0 V, (0  $\Omega$ ); piedino 4 = 6,3 Vca,



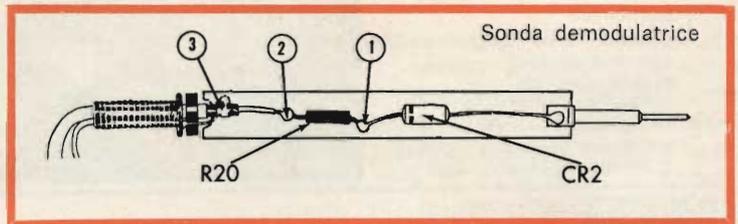
(0  $\Omega$ ); piedino 5 = 260 Vcc, (1,15 k $\Omega$ ); piedino 6 = 265 Vcc, (1 k $\Omega$ ); piedino 7 = 0 V, (470 k $\Omega$ ).

6X4: piedino 1 = 270 Vca, (250  $\Omega$ ); piedino 2 = —; piedino 3 = 0 V, (0  $\Omega$ ); piedino 4 = 6,3 Vca, (0  $\Omega$ ); piedino 5 = —; piedino 6 = 270 Vca, (0  $\Omega$ ); piedino 7 = 310 Vcc, (100 k $\Omega$  o più).

1629: piedino 1 = —; piedino 2 = 6,3 Vca, (0  $\Omega$ ); piedino 3 = 18 Vcc, (1 M $\Omega$ ); piedino 4 = 260 Vcc, (1 k $\Omega$ ); piedino 5 = 0,8 Vcc, (500 k $\Omega$ ); piedino 6 = —; piedino 7 = 6,3 Vcc, (0  $\Omega$ ); piedino 8 = 0 V, (0  $\Omega$ ).

Le tensioni devono essere misurate in assenza di segnale mentre il valore della resistenza è misurato verso massa.

In figura 2 è mostrato lo schema della sonda demodulatrice.



**Sig. DE LONGIS R.**  
Bergamo

#### Radio comando

La scatola di montaggio relativa all'apparecchio ad otto canali descritta a suo tempo su SELEZIONE TECNICA è attualmente esaurita. Comunque le precisiamo che la ditta costruttrice francese dispone di altre scatole di montaggio da 1 a 12 canali.

L'indirizzo è il seguente:

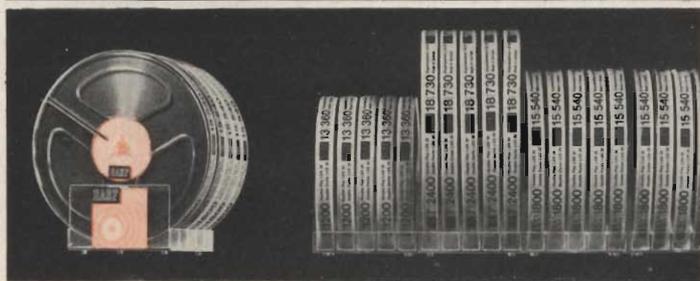
RADIO-PRIM,  
Gare Saint Lazare 16,  
Rue de Budapest, PARIS (9°).

**Sig. MAMBRETTI G.** Verano  
Amplificatore da 10 W

Con riferimento alla sua richiesta le precisiamo che le resistenze previste per la costruzione dell'amplificatore pubblicato nel n. 2-1966 della rivista dovranno avere una tolleranza non inferiore al  $\pm 10\%$  ed i condensatori dovranno essere adatti a sopportare la tensione di alimentazione propria dei circuiti transistorizzati che in questo caso, tenuto conto delle varie cadute di tensioni, può essere considerata dell'ordine di 25 V.



## Dalla nuova fabbrica i Nastri Magnetici BASF in una nuova forma di presentazione e in un arricchito assortimento

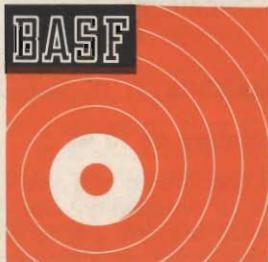
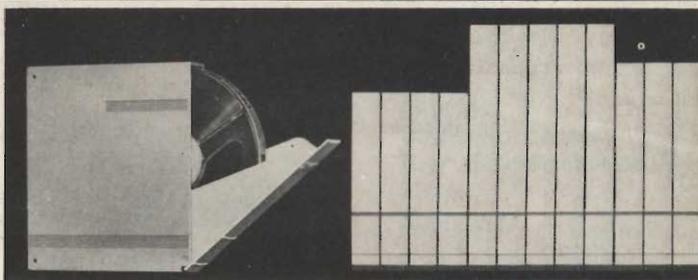


### Confezione in singola Custodia in plastica anti-urto:

- pratica ed elegante, mezzo ideale per una ordinata ed esteticamente pregevole archiviazione dei nastri
- a chiusura ermetica, tale da assicurare la assoluta preservazione dei nastri dalla polvere

### Confezione in Custodia in plastica trasparente:

- pratica
- economica
- polivalente, nel senso che può convenientemente essere utilizzata anche per "completare" le **Cassette-Archivio** a tre scomparti poste in vendita corredate di un solo nastro



### il marchio che

- contraddistingue il **nastro magnetico di qualità**
- non fa sciupare tempo e denaro attraverso risultati scadenti, rotture od altri inconvenienti
- è **garanzia** di elevate prestazioni e di possibilità di impiego praticamente illimitate

### I NASTRI MAGNETICI «BASF»

rispondono ad ogni anche particolare esigenza e sono **adatti per tutti indistintamente** i tipi di Registratore

**Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein**  
S.A.S.E.A. - Milano - Reparto nastri magnetici - Via M. Bandello 6 - Tel. 483.341/4

# AMPLIFICATORE B. F. CON GENERATORE DI TREMOLO

**BASSA  
FREQUENZA**

Si descrivono le caratteristiche di un amplificatore per bassa frequenza destinato all'impiego in strumenti musicali. Un particolare circuito facente parte della sezione preamplificatrice, consente di modulare al 90% il segnale di bassa frequenza mantenendo al minimo il suo tasso di distorsione. La modulazione resta inoltre costante entro tutta la banda dell'amplificatore.

**I**l presente lavoro aveva lo scopo di studiare le eventuali possibilità di modulare un segnale di bassa frequenza con un oscillatore di piccola potenza e senza introdurre una distorsione addizionale nella nota musicale.

Tra le soluzioni studiate la migliore si è dimostrata essere quella che impiega l'amplificatore bilanciato, le cui caratteristiche sono già state illustrate in un articolo apparso sul n. 48 del « Bollettino Tecnico d'informazione ». (Amplificatore per bassa frequenza con controllo lineare di guadagno).

Il circuito è costituito da un preamplificatore a due stadi che pilota, a bassa impedenza, uno degli ingressi dell'amplificatore bilanciato. Il suo dimensionamento è stato calcolato in modo da presentare una impedenza sufficientemente elevata al fonorivelatore magnetico ed un guadagno tale da evitare il sovraccarico del modulatore, e la conseguente distorsione del segnale, in corrispondenza dei massimi valori istantanei che esso può raggiungere.

Il modulatore è costituito essenzialmente da due transistor accoppiati di emettitore e controllati in corrente dall'oscillatore che genera la nota bassa di modulazione la cui frequenza può variare nel nostro caso, tra 5 ed 8 cicli al secondo. Il punto di lavoro dei due transistor ( $I_c = 130 \mu A$ ) viene scelto in modo tale da ottenere un guadagno di tensione tra base e collettore il più possibile proporzionale alla corrente di polarizzazione. La variazione di quest'ultima alla frequenza di  $5 \div 8$  Hz provoca quindi una corrispondente variazione di guadagno e di conseguenza anche la modulazione del segnale applicato all'entrata. Essendo il guadagno di tensione, proporzionale alla corrente, ne deriva la necessità di pilotare il modulatore con una impedenza per quanto possibile bassa. Quest'ultima viene assicurata in ogni caso dai bassi valori scelti per il ramo inferiore del partitore di polarizzazione dell'amplificatore bilanciato. Le correnti di riposo dei due transistor accoppiati vengono uguagliate in assenza di modulazione agendo sul trimmer potenzio-

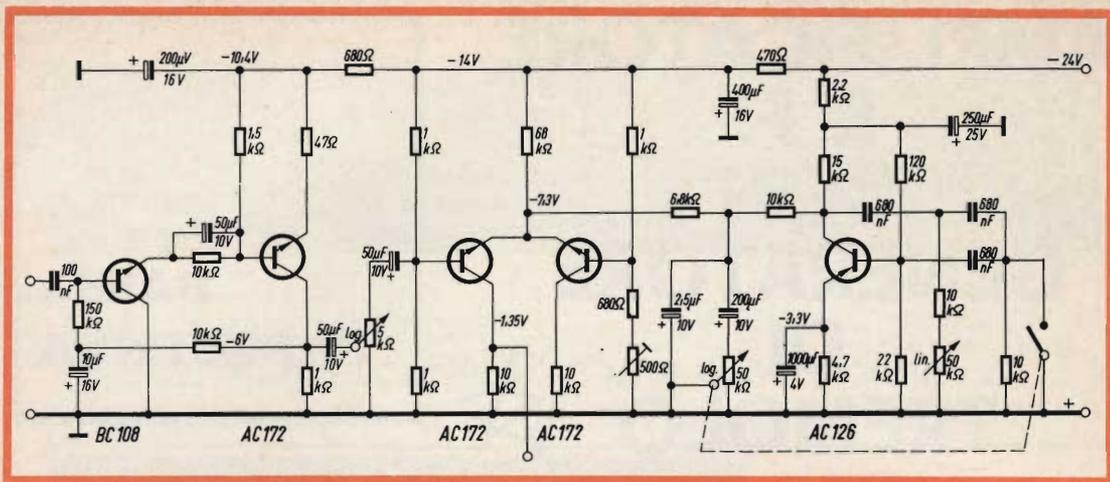


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore.

metrico facente parte del secondo partitore. Portando alternativamente a zero ed al doppio del suo valore di riposo la corrente dei due transistor, il guadagno varia di circa il  $\pm 100\%$  cui corrisponde quindi un identico valore del tasso di modulazione.

Al collettore da dove viene prelevato il segnale d'uscita risultano simultaneamente presenti il segnale relativo alla nota

musicale modulata ed una oscillazione a bassa frequenza (5 ÷ 8 Hz) che viene ad aggiungersi, con le sue inevitabili armoniche, al segnale originario. Se si ha cura di uscire dall'oscillatore ad alta impedenza, le suddette armoniche della frequenza modulante si mantengono a livello molto basso e la loro eliminazione può essere facilmente ottenuta anche con un semplice filtro passa-alto realizzato con resisten-

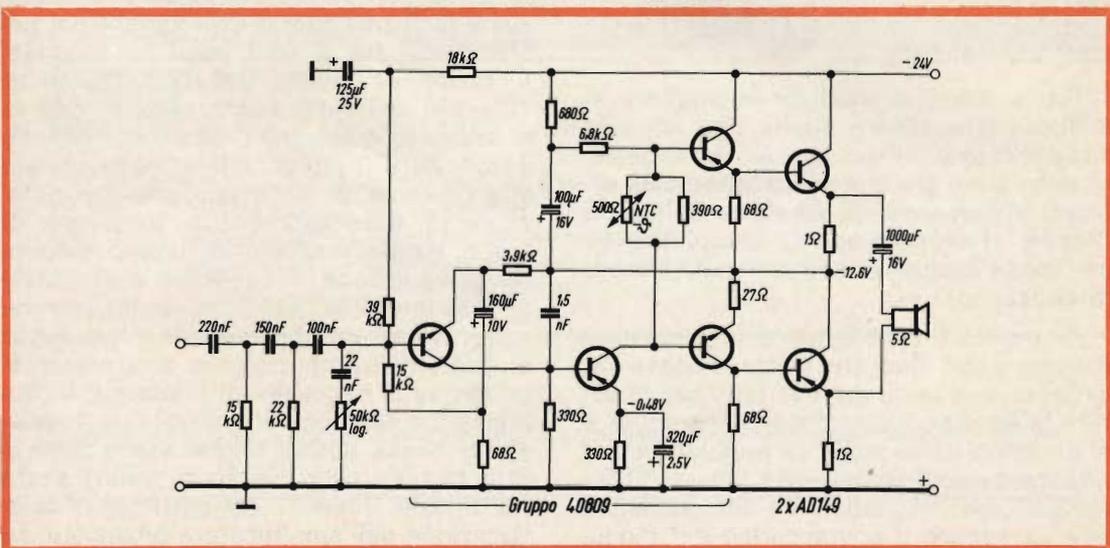


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore per B.F. con generazione di « tremolo ».

ze e condensatori. Volendo, un'ulteriore riduzione potrebbe essere conseguita prelevando il segnale dal collettore mediante un piccolo trasformatore la cui induttanza primaria dovrà essere scelta di valore tale da costituire, col carico trasferito, un secondo filtro passa alto.

La sezione di potenza dell'amplificatore, è realizzata con un circuito convenzionale con stadio finale single-ended pilotato da una coppia a simmetria complementare. L'impedenza d'entrata è dell'ordine dei 10 k $\Omega$ ; pertanto la sezione modulatrice può essere usata per qualsiasi altro amplificatore a bassa frequenza avente una impedenza d'entrata non inferiore al valore sopra indicato.

### Prestazioni

Sensibilità per 8 W di potenza d'uscita 3 mV.

Impedenza d'entrata del preamplificatore 90 k $\Omega$ .

Massimo segnale in entrata 150 mV.

Distorsione armonica totale per 8 W di potenza d'uscita (senza modulazione) 2%.

Banda a — 3 dB 140÷20.000 Hz.

Tensione di rumore riferita alla potenza massima — 47 dB.

Profondità di modulazione 90%.

Frequenza di modulazione 5÷8 Hz.

Residuo totale delle armoniche della frequenza di modulazione — 35 dB a 8 Hz; — 65 dB a 5 Hz.

Impedenza d'entrata dell'amplificatore di potenza a valle del filtro passa alto 10 k $\Omega$ .

# LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER  
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

una vasta gamma di  
tipi standard a strato  
di carbone e a filo

modelli speciali per  
ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettrico

**LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO**  
LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

# METODI PER LA REGISTRAZIONE VIDEO SU NASTRO MAGNETICO

Questo articolo mette a confronto le differenti tecniche di registrazione (trasversali, ad elica, longitudinale), con particolare riferimento alle esigenze dei registratori video per impieghi domestici.

**Q**uando parliamo di registrazione magnetica di segnali su nastro abbiamo a che fare con due formule la cui risoluzione pratica pone seri problemi nel caso di segnali a larga banda quali quelli televisivi. La prima formula, si riferisce alla lunghezza d'onda del segnale registrato, la quale è proporzionale alla velocità di scorrimento del nastro nel campo di frequenze da registrare.

Con segnali audio normali, che si estendono da 15 a 20.000 Hz, la lunghezza d'onda del segnale registrato è di entità compatibile con basse velocità di lettura del nastro. Ben diverso è il caso delle frequenze video, parecchie centinaia di volte maggiori dei segnali audio più elevati. Occorre ricorrere ad artifici per mantenere, anche a queste elevate frequenze una lunghezza d'onda del segnale registrato di entità compatibile con le caratteristiche magnetiche e fisiche dei nastri.

La soluzione più semplice consiste nell'aumentare la velocità di scorrimento del nastro. La RCA ed altre Case americane

fecero esperimenti in tal senso già a partire dal 1940. Si fabbricarono così registratori con enormi bobine che giravano ad alta velocità, ma la qualità del loro funzionamento lasciava molto a desiderare.

La seconda formula che occorre risolvere nel caso della registrazione magnetica di un segnale è quella che si riferisce al livello del segnale registrato in funzione dell'efficienza del contatto nastro-testina di registrazione. Questa formula ci dice che risulta una perdita di segnale di 54 dB per ogni lunghezza d'onda di separazione tra il nastro e la testina di registrazione.

Se la lunghezza d'onda del segnale è molto breve, il nastro deve risultare in intimo contatto con la testina se si vuole ottenere in riproduzione un segnale dell'ampiezza di qualche mV dalla testina di lettura, come richiesto dalla sensibilità degli amplificatori audio elettronici o a transistori.

La soluzione più logica appare quindi quella di sostare ad alta velocità la testina di registrazione, anziché il nastro, allo scopo di avere lunghezze d'onda di segnale apprezzabili ed inoltre, nel mantenere il contatto più intimo possibile tra la testina ed il nastro durante la lettura. Il nastro deve di conseguenza essere il più levigato e perfetto possibile. Si tratta di trovare la soluzione meccanica più efficiente per ottenere il movimento della testina di lettura e di registrazione.

### Sistema trasversale

Occorre prendere in esame diverse soluzioni proposte prima di scegliere lo standard commerciale definitivo. Ciascuna soluzione presenta vantaggi e difetti propri.

Diverse sono le soluzioni proposte: registrazione debolmente o ampiamente arcuata, a spirale, ad elica intera o a semi-elica, e trasversale. Il primo registratore commerciale di successo fu presentato nel 1956 dalla Ampex e adottava il sistema trasversale (vedi fig. 1). Questo registratore usava una testina del diametro di 2 pollici ruotante ad alta velocità (14.400 giri/min.) con quattro trasduttori perimetrali equidistanti di 90°. Il nastro magnetico, largo 2 pollici e con piste dello spessore di 10 millesimi di pollici veniva letto in senso quasi ortogonale alla direzione di spostamento e, più precisamente,

il segnale era registrato su « righe » inclinate di 89,7°. Il segnale audio e di sincronizzazione era invece inciso in modo usuale lungo i bordi del nastro.

Questa tecnica fu perfezionata anche per la TV a colori e la qualità dei segnali risultanti fu tale che non era possibile distinguere un programma TV a colori in presa diretta da uno registrato. I registratori poi consentivano messaggi ed altri trucchi ottenibili con la registrazione magnetica. In un primo tempo fu universalmente accettato questo standard di registrazione ed i costruttori si affrettarono a garantire l'intercambiabilità dei nastri tra i diversi registratori.

Il maggior difetto di questo standard era l'alto costo e la relativa complessità delle apparecchiature di registrazione. Infatti un registratore anche molto economico per TV bianco e nero costava sempre più di 20.000 dollari mentre un apparecchio adatto anche al colore costava 100.000 dollari.

Il sistema ebbe il pregio di dimostrare la registrabilità dei segnali video e stimolò in ogni parte del mondo nuovi studi e ricerche.

A partire dal 1960 abbiamo assistito ad una vera proliferazione di sistemi tra i quali, quelli di maggior pregio sono la registrazione ad elica completa e semi-elica e longitudinale.

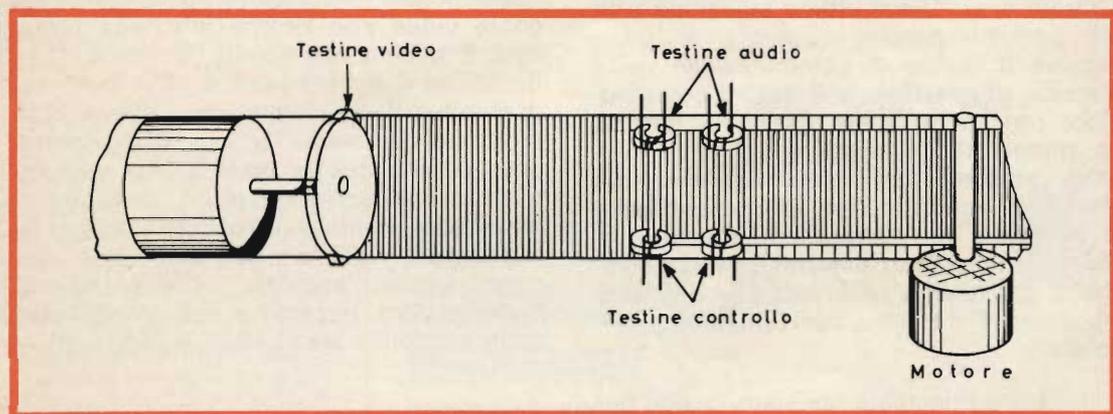


Fig. 1 - Il registratore trasversale usa quattro testine ruotanti rapidamente, che producono tracce quasi perpendicolari alla direzione di scorrimento del nastro.

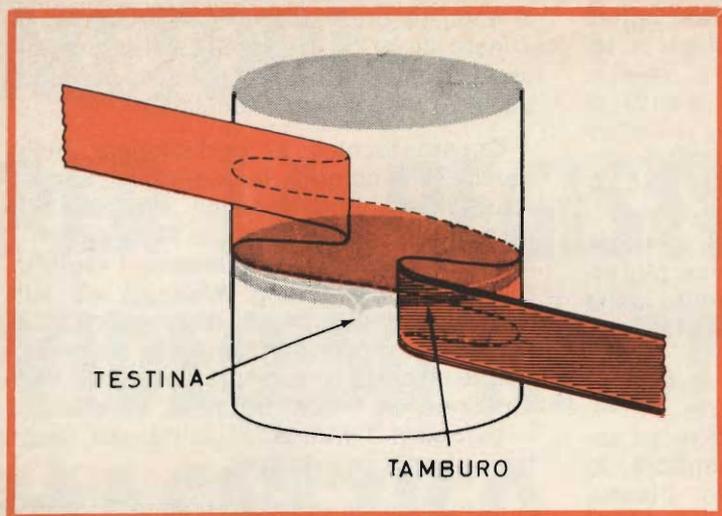


Fig. 2 - Il registratore a elica usa una sola testina per incidere il nastro che è quasi completamente avvolto intorno al tamburo.

### Sistema ad elica completa

Il sistema di registrazione ad elica completa usa una sola testina posta su di un tamburo attorno al quale il nastro si avvolge e che costituisce il sistema di scansione o lettura del nastro (vedi fig. 2). Le piste di registrazione sono costituite da sottili solchi molto inclinati rispetto all'asse del nastro e che iniziano da un bordo per finire sul bordo restante.

I segnali audio e di sincronizzazione sono registrati lungo i bordi del nastro. La commutazione tra una pista di lettura e la successiva può essere ottenuta sia sovrapponendo i lembi del nastro, sia separandoli ripiegando il nastro stesso a forma di  $\Omega$ . Quest'ultima soluzione è la più perfetta perché consente di minimizzare il tempo di commutazione delle tracce e di posizionare il nastro con maggiore precisione sulla testina di lettura. La semplicità del sistema ad elica continua consiste nell'impiego di una sola testina di registrazione, il che consente di eliminare tutti i problemi elettromeccanici di equalizzazione delle caratteristiche di più testine differenti e le difficoltà meccaniche del loro posizionamento angolare.

Il difetto principale consiste invece nel fatto che, per un istante anche minimo, la testina deve abbandonare il nastro per incominciare una nuova pista e, durante questa pausa non è disponibile alcun segnale video.

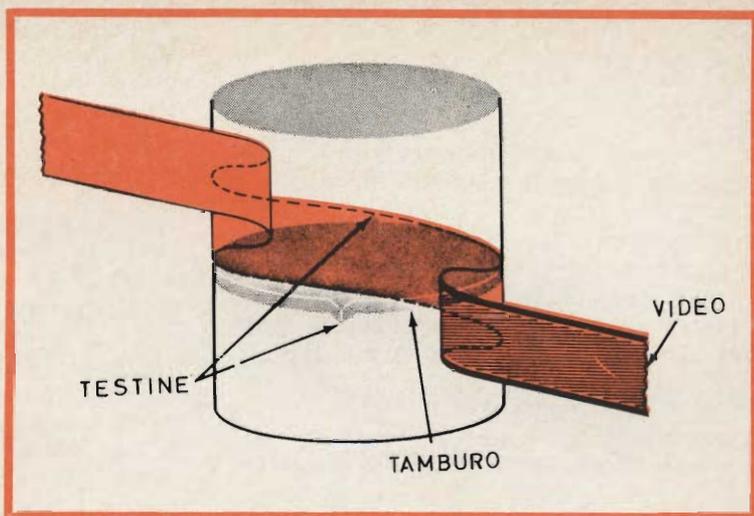
Questa pausa è denominata in inglese « drop-out » e viene fatta di preferenza coincidere con l'estremo laterale del quadro allo scopo di non interferire con l'immagine.

È vero che il segnale potrebbe essere interdetto durante questa pausa, ma il sistema televisivo, per l'essenza stessa del suo funzionamento rende necessario il ripristinare in ogni modo i necessari impulsi di sincronizzazione e ciò richiede circuiti supplementari che rendono più complesso il registratore. Inoltre se la fase del segnale video cambia durante la registrazione, apparirà dopo la registrazione una riga nera sullo schermo di controllo del registratore fino a che il segnale video non ritorna alla fase primitiva. È necessario quindi, ai fini dell'utilizzazione di questa tecnica negli studi TV, di disporre di un amplificatore di processo piuttosto elaborato. Per quanto anzidetto, ecco perché questa tecnica, pur apportatrice di perfezionamenti, è stata devoluta quasi esclusivamente all'impiego in registratori video per uso domestico, ove sono richiesti standard dalla precisione meno elevata rispetto a quanto richiesto dalle stazioni e dagli studi trasmettenti.

### Sistema a semielica

Il sistema a semielica, in base al concetto che due testine di registrazione sono meglio di una sola, consente di mantenere

Fig. 3 - Nel sistema a semielica vengono usate due testine, mentre il nastro si avvolge su solo una metà del tamburo.

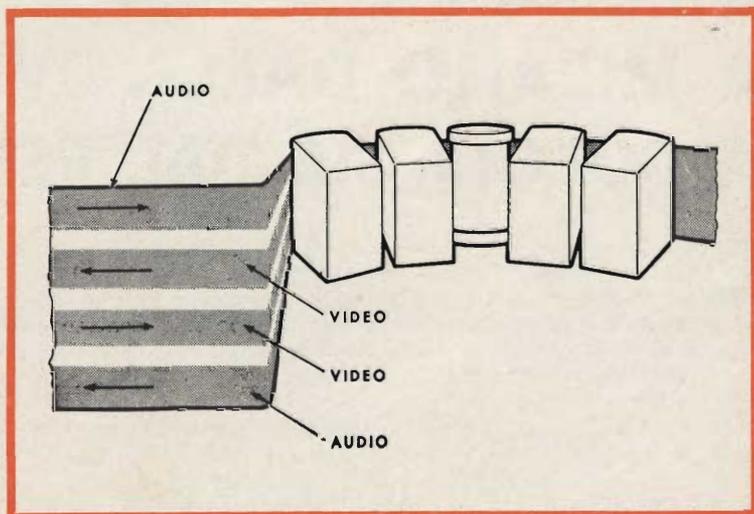


praticamente inalterata la semplicità funzionale del sistema ad elica, pur eliminando gli inconvenienti della testina singola (vedi fig. 3). Come dice il suo nome, nel sistema a semielica, il nastro è avvolto sul tamburo di registrazione per poco più di  $180^\circ$ . La registrazione delle piste successive è praticamente ininterrotta a causa della commutazione elettronica velocissima tra le due testine disponibili. Poiché, tale istante di commutazione può avvenire in corrispondenza dello spegnimento verticale, essa risulta inavvertita sui normali televisori. Inoltre, poiché il nastro è avvolto per un angolo minore sul tamburo di registrazione e permane quindi a contatto con questo per un tempo minore si riducono notevolmente

fenomeni secondari di incollamento del nastro sul tamburo (« sticktion »). Questi registratori sono risultati ideali per le più differenti applicazioni negli studi TV. La loro applicazione alla TV a colori rende però necessario l'impiego di circuiti elettronici di stabilizzazione del moto del tamburo di registrazione che, per il suo maggior diametro, è soggetto a maggiori inerzie e irregolarità di moto proprio. Anche questo sistema non è però immune da difetti.

Innanzitutto, se le due testine non sono rigorosamente equidistanti ( $180^\circ$ ) tra loro si verifica la distorsione a dietro quando si riproduce il nastro o si legge un nastro preregistrato. Infatti le linee alternativa-

Fig. 4 - Il registratore longitudinale ritorna al noto sistema di tenere ferme le testine mentre il nastro scorre ad alta velocità. La incisione avviene nei due sensi, onde aumentarne la durata.



mente inizieranno prima e dopo l'istante corretto cosicché l'immagine verrà disturbata da una ondulazione verticale continua su tutto il quadro.

Effetti di assestamento termico possono modificare la tensione del nastro e modificare quindi le caratteristiche del quadro riprodotto. Ambedue questi difetti possono essere in parte eliminati con circuiti supplementari che aggravano il costo e la complessità dell'apparecchiatura. I registratori a semielica per uso professionale ricorrono all'uso di un servosistema per mantenere costante la tensione offerta dal nastro in modo da compensare ampiamente gli errori lamentati.

### Registratori longitudinali

È stata data molta pubblicità all'avvento di un registratore longitudinale che consentirebbe di eliminare completamente i difetti degli standard a testina rotante e che sarebbe anche meno costoso (vedi fig. 4).

Si tratta in questo caso di impiegare nastro ultrasottile largo 1/4 di pollice, con velocità di scorrimento di 100 pollici al secondo. L'impiego di testine a traferro ultrasottile consentirebbe la registrazione di segnali fino ad 1,5 MHz di banda passante. Il segnale audio e di sincronizzazione sono in questo caso registrati si-

multaneamente al segnale video. La durata massima ottenibile per ogni pista con i nastri e le bobine in commercio, sarebbe di 30 min. Anche quest'ultima soluzione non è priva di inconvenienti. La qualità dell'immagine è alquanto inferiore a quella ottenibile con i registratori precedentemente illustrati, inoltre esiste il grave problema della rottura del nastro a velocità di avvolgimento così elevate. Anche la minima irregolarità superficiale del nastro lo allontana dalla testina favorendo la perdita di informazioni video e quindi di parte dell'immagine, per cui occorre lavorare con la massima precisione e con prodotti speciali i nastri per usi video che risultano di conseguenza più costosi. Quest'ultimo tipo di registratori, più complesso di un convenzionale registratore audio, ma di uso assai più semplice di un registratore ad elica o semielica troverà quindi forse un suo mercato per applicazioni domestiche ma non soddisfa ancora adeguatamente le esigenze degli studi di produzione dei programmi TV.

### Conclusioni

La via della registrazione magnetica video è quindi aperta ed il mercato potenziale è vastissimo, senza limiti le possibilità di impiego, anche se ancora molto occorre fare per perfezionare le attuali apparecchiature.

---

da **IL GIORNO** del 14 novembre '67

## A MILANO DALLA SVIZZERA TV A COLORI GIÀ DAL FEBBRAIO '68

LUGANO. TV a colori, in primavera, a Milano per chi riceve il canale svizzero. La stazione di Lugano è già pronta per trasmettere a colori un programma regolare, che avrà inizio al più tardi fra la primavera e l'estate prossima e potrà essere captato da tutti gli utenti lombardi e piemontesi che sono già in grado di ricevere le trasmissioni svizzere. Gli spettacoli saranno assai vari, ma costituiti in prevalenza da lungometraggi e da shows musicali.

La televisione della Svizzera italiana prevede di trasmettere a colori nel 1968 per un centinaio di ore complessive.

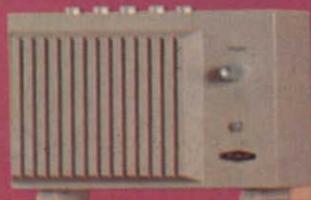
In questo caso le trasmissioni comincerebbero già nel febbraio del prossimo anno, in occasione dei giochi invernali da Grenoble. Tutti i video « a colori » che sono in vendita o già installati nell'hinterland italiano della Televisione svizzera, vale a dire le 7 province di Milano, Como, Varese, Pavia, Novara, Vercelli e Alessandria, potranno dunque accendersi e animarsi fra qualche mese.

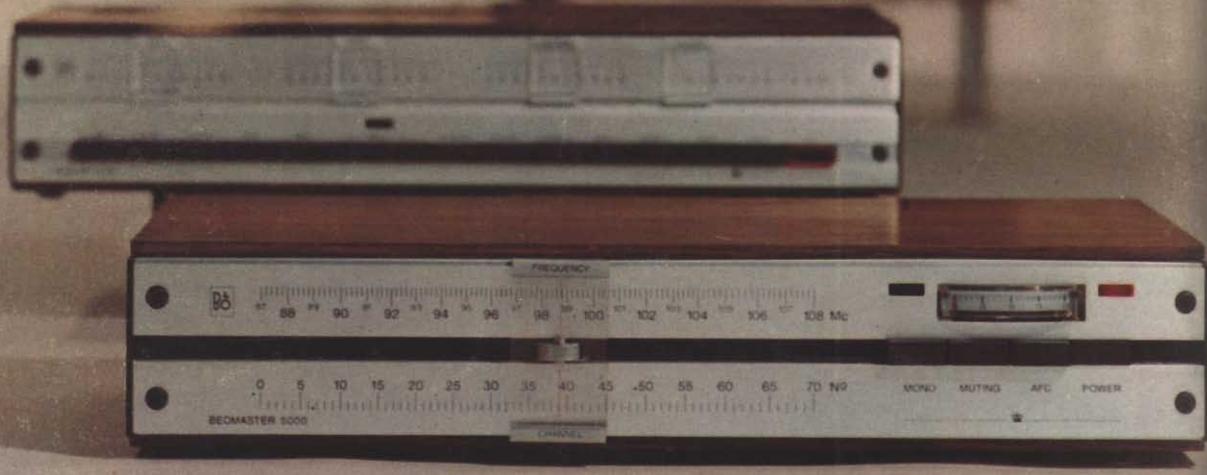
il piacere  
della musica...



con

filodiffusori





### BEOLAB 5000

Amplificatore stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Ingressi per registratore, pick-up magnetico e piezo, microfono sintonizzatore e ausiliario con regolazione di sensibilità. Comandi volume, bilanciamento toni alti e bassi a scala lineare. Controllo automatico contro i cortocircuiti. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato. Potenza d'uscita musicale per canale: 75 W; risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1,5 dB; sensibilità pick-up magnetico: 4 mV; sensibilità altri ingressi: 250 mV; distorsione armonica: 0,2%; rapporto segnale/disturbo: 60 dB; controllo di tono: ± 17 dB a 50 Hz, ± 14 dB a 10 kHz; impedenza: 4 Ω; alimentazione: 110 ÷ 220 V; dimensioni: 470 x 96 x 250.

### BEOMASTER 5000

Sintonizzatore FM stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Regolazione del livello di uscita. Comando per silenziamento (muting). Decoder stereo incorporato con funzionamento automatico. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato. Entrata d'antenna: 75 e 300 Ω; gamma di sintonia: 87 ÷ 108 MHz; risposta di frequenza: 20 ÷ 15.000 Hz ± 2 dB; distorsione armonica: 0,4%; rapporto segnale/disturbo: 75 dB; sensibilità: 1,5 µV; separazione decoder: 40 dB; livello d'uscita: 1 V; alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50 Hz; dimensioni: 470 x 96 x 250.