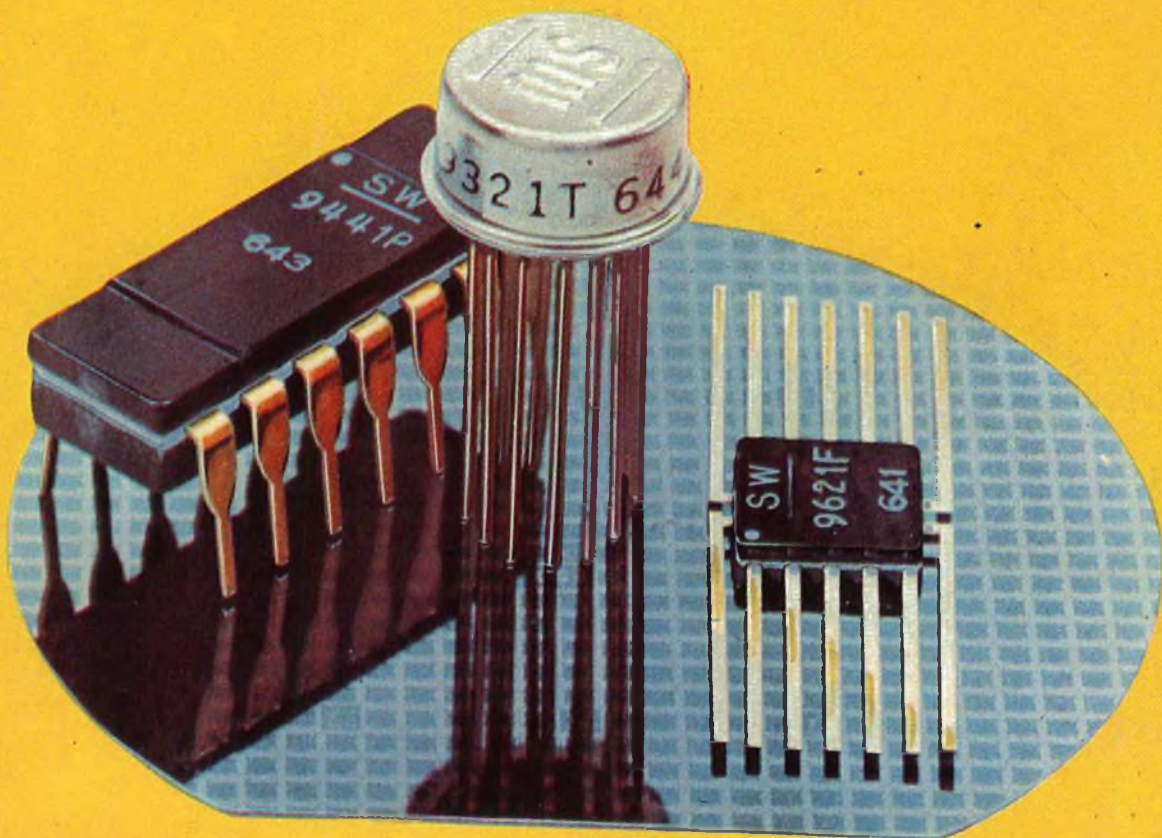


# SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

2  
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	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB	Fr Bg 48
MALTA	Sh 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLAND.	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

febbraio / marzo 1968

Spedizione in Abbonamento Postale Gruppo II

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE \* FIVRE



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Polodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

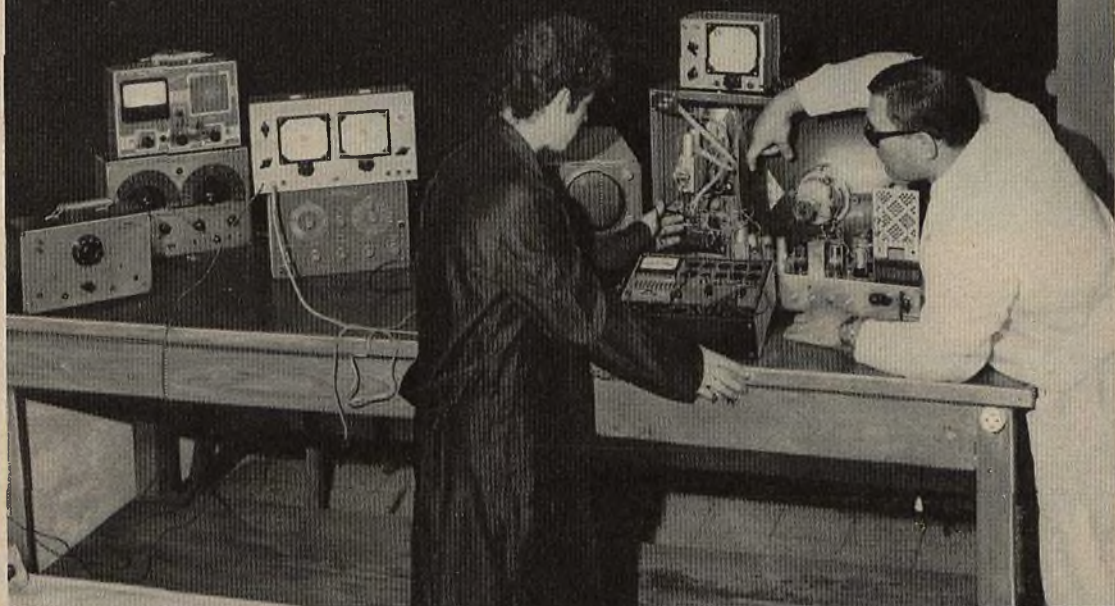
Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

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



**FATEVI UNA POSIZIONE CON POCHI 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  
COMPRENDE LA

TV A  
COLORI

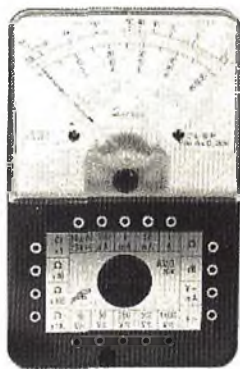
A TUTTI GLI ISCRITTI VIENE REGALATA UNA SCATOLA CON TUTTI I PEZZI PER LA FACILE COSTRUZIONE DI UNA RADIO A TRANSISTORI OLTRE AGLI ATTREZZI

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

**SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI - RADIOTECNICA TV  
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W5 - 20135 - Milano**



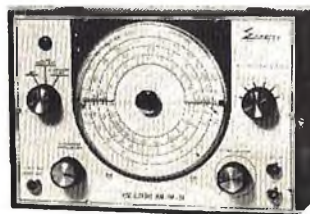
ELECTRIC TESTER  
MOD. A.V.O. 1  
L. 10.750



ANALIZZATORE  
MOD. A.V.O. 20 K  
(20.000 Ohm V)  
300 PORTATE  
L. 7.950



ANALIZZATORE  
MOD. A.V.O. 40 K  
(40.000 Ohm V)  
470 PORTATE  
L. 12.500



OSCILLATORE  
MODULATO  
AM - FM 30  
L. 24.000

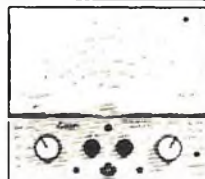
SIGNAL RADIO



SIGNAL TV

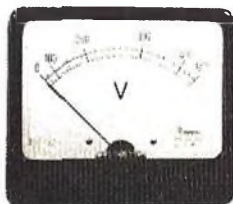
NOVITA'  
?

ANALIZZATORE  
MOD. A.V.O. 50 K  
(50.000 Ohm V)



VOLTMETRO  
ELETTRONICO  
MOD. A.V.O. 7/E

STRUMENTI DA  
PANNELLO  
A BOBINA MOBILE  
F.D.  
ELETTROMAGNETICHE



MOD. A.V.O. 90  
DIMENSIONI: 128 x 109 x 90



MOD. A.V.O. 70  
DIMENSIONI: 92 x 81 x 70



MOD. A.V.O. 55 LUX  
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55



MOD. A.V.O. 70 LUX  
DIMENSIONI: 90 x 80 x 70



MOD. A.V.O. 90 LUX  
DIMENSIONI: 128 x 109 x 90



MOD. A.V.O. 100  
DIMENSIONI: 100 x 100 x 83



MOD. A.V.O. 55  
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55



VOLTMETRI AMPERMETRI  
ELETTROMAGNETICI  
STRUMENTI PLEX  
SERIE ECONOMICA  
DIMENSIONI: 70 x 60 x 55

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

**Scappi**  
ELECTRONIC

VIA VALLAZZE, 95 - 20131 MILANO (Italy)  
TELEF. 23.63.815

## S O M M A R I O

### IN COPERTINA

#### Circuito integrato

Stewart - Warner Microcircuits Inc. -  
Sunnyvale, Calif.

Storia della TVC raccontata da  
W. Bruch - I<sup>a</sup> parte 203

Registratore transistorizzato con  
amplificatori separati 215

Amplificatore Hi-Fi da 25 W 223

Principio di funzionamento dei  
transistori unigiunzione - I parte 229

Provatransistori sperimentale 233

Distorsione crossover 238

Miglioramenti da apportare ai  
voltmetri a valvola 239

Controllo delle prese di terra 245

Tre circuiti interessanti 251

Amplificatori di bassa frequenza 255

Corso di televisione a colori  
XI parte 263

La scrivania dello zio 296

Radoricevitore OM - UK 515 299

Problemi di alta fedeltà 305

FV/716 Rylec 309

Dosimetro sperimentale per radiazioni  
ad elementi rivelatori solidi 311

Nuovi sistemi di telecomunicazioni 321

Equivalenze semiconduttori Philips 328

I satelliti meteorologici 337

Applicazione dei motori passo-passo 340

Servizio radio TV 343

Dispositivi elettronici per fotometria  
I parte 347

Fari antinebbia a luce variabile 359

VFO con scala lineare di frequenza 363

Generatore sinusoidale a frequenza  
ed ampiezza costante 378

Rassegna delle riviste estere 379

I lettori ci scrivono 385

La tecnica elettronica in Giappone 391

Generatore di impulsi a dente di sega 399

Considerazioni termiche nel progetto  
di montaggi elettronici 401

Amplificatori per segnali continui  
con chopper a transistor 404

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

Direzione, Redazione, Ufficio  
Pubblicità: V.le Matteotti, 66 -  
20092 - Cinisello Balsamo -  
Milano - Tel. n. 9281801 -  
Amministrazione: Via Vincen-  
zo Monti, n. 15 - 20123 -  
Milano - Autoriz. alla Pubbl.  
Trib. di Milano n. 4261 del-  
l'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M.  
- 20097 - S. Donato Mila-

nese - Concessionario esclusi-  
vo per la diffusione in Italia  
e all'Estero: SODIP - Via Zuretti,  
25 - Telefono 6884251 -  
20125 - Milano - Prezzo della  
Rivista L. 500, numero arre-  
trato L. 1.000 - Abbonamento  
annuo L. 5.000, per l'Estero  
L. 7.000. I versamenti vanno

indirizzati a: Selezione di Tec-  
nica Radio-TV - Via Vincenzo  
Monti, 15 - 20123 - Milano.  
C/C Postale 3/40678. Per i  
cambi d'indirizzo, indicare ol-  
tre naturalmente al nuovo an-  
che l'indirizzo precedente ed  
allegare alla comunicazione lo  
importo di L. 300, anche in  
francobolli.

**SOMMARIO INSERZIONI**

	pagina
AKKORD	308
BEYSCHLAG	253
B & O	390 e 3ª copertina
CASSINELLI	377
CHEMTRONICS	253
CHINAGLIA	261
ERREPI	200
FACON	351
FIVRE	2ª copertina
GRAN PREMIO	
SPERIMENTARE	210-211
GRIMALDI	199
HELLESENS	4ª copertina
INGEGNERE	295
LESA	295
MISTRAL	243
PHILIPS	227-249
PHILIPS	267-327
PRESTEL	317
SIEMENS TLC	366-367
SICTE	361
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO	279

**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

**NEW**

# CAMBIADISCHI STEREO



**161**

Cambiadischi stereo a quattro velocità, con motore sincrono a due poli. Provvisto di braccio in lega leggera e corredato di cartuccia originale ELAC a doppio cristallo KST 112.

Unisce, alla semplicità di manovra e ad un ingombro molto limitato, prestazioni di classe ad un prezzo veramente eccezionale.

Può funzionare da cambiadischi, giradischi automatico e ripetitore, tramite l'impiego del perno lungo o del perno corto forniti in dotazione.

RA/430

**ELAC**

**161**

# STORIA DELLA TVC

raccontata da W. Bruch  
inventore del sistema PAL

TELEVISIONE  
A COLORI

1ª Parte

Come coronamento alla prima parte del Corso di Televisione a colori che sta per terminare, pubblichiamo quest'interessante descrizione dei vari sistemi di trasmissione di immagini a colori, fatta per la rivista « Funkschau » dall'inventore del sistema PAL: Walter Bruch. Attualmente, ad eccezione del sistema americano NTSC, i due sistemi europei (SECAM e PAL) si presentano notevolmente modificati rispetto agli schemi iniziali. Questa lucida descrizione delle basi fondamentali di questi tre sistemi rimane comunque tuttora valida per la sua estrema semplicità e chiarezza.

**C**aratteristica essenziale di qualsiasi sistema di trasmissione di immagini a colori « compatibile » è quella di poter usare per la trasmissione del segnale che porta l'informazione del colore lo stesso canale usato attualmente per la trasmissione di immagini in bianco e nero. Entro il canale di un trasmettitore TVC dovranno quindi « coabitare » senza interferirsi sia il normale segnale bianco e nero o **segnale di luminanza** (il segnale che porta solo l'informazione riguardo alla luminosità dell'immagine a colori) sia il **segnale di cromaticanza** (il segnale che porta solo l'informazione riguardante il colore dell'immagine).

Un'altra caratteristica di un sistema di trasmissione a colori (derivante da quella anzidetta) è quella che permette di osservare sullo schermo di un normale televisore in bianco e nero, la « copia » in bianco e nero dell'immagine originariamente trasmessa in colore. Sui morsetti dell'antenna di un televisore in bianco e nero è ovviamente presente **anche** il segnale che

in un normale televisore a colori produce l'immagine a colori (segnale di cromaticanza). Tale segnale però **non dovrà** disturbare in nessun modo la normale ricezione dell'altro segnale, e cioè del segnale di luminanza, l'unico al quale un televisore in bianco e nero può « rispondere ». (1ª esigenza della compatibilità)

Dal canto suo, un televisore a colori deve poter riprodurre in bianco e nero sullo schermo **tricromico** del suo cinescopio (formato da 400.000 triadi di puntini di « fosfori » capaci di emettere luci rispettivamente verde, rossa e blu) l'immagine trasmessa da una normale emittente in bianco e nero (2ª esigenza della compatibilità).

Queste due esigenze sono quindi le condizioni imposte a qualsiasi sistema di trasmissione di immagini a colori. **Riuscire a soddisfare in maniera elegante queste condizioni è duro per tutti e tre i sistemi.** Ed è proprio per questo motivo (non proprio per questo solo motivo, in verità) che

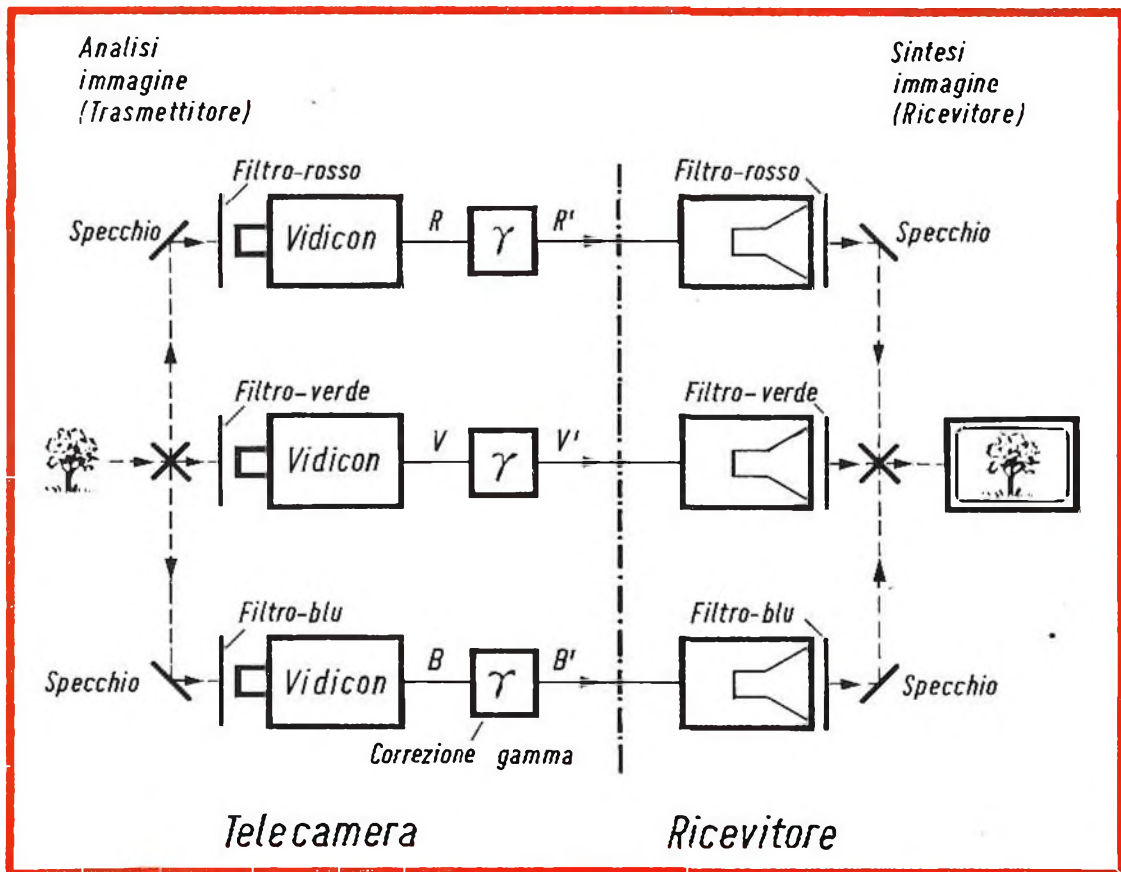


Fig. 1 - Principio di funzionamento della televisione a colori. Mediante tre tubi da ripresa davanti ai quali sono posti dei filtri che lasciano passare solo un determinato colore, vengono ottenuti i tre segnali video-colore R, V, B. Questi segnali dopo avere subito la cosiddetta « correzione del gamma », vengono applicati alle griglie controllo di tre cinescopi davanti ai cui schermi sono posti dei filtri analoghi a quelli posti davanti ai tubi da ripresa. Facendo sovrapporre mediante specchi dicroici le tre immagini in colore primario su un **unico** schermo, l'occhio per mescolazione additiva dei tre colori primari potrà rivedere i colori dell'immagine trasmessa.

sono state elaborate in Europa le due classiche varianti dell'NTSC, vale a dire il **PAL** e il **SECAM**. Queste varianti sono sorte nell'intento di far apparire sullo schermo del cinescopio tricromatico un'immagine avente gli stessi colori della scena ripresa nello studio. Ciò infatti non è sempre possibile con il sistema NTSC. Ma andiamo con ordine.

Il primo sistema di trasmissione di immagini a colori è stato in ordine di tempo, come ormai tutti sanno, il sistema NTSC, che venne elaborato negli anni dal 1950 al 1953, dal National Television System Co-

mittee (da qui il nome NTSC). Questo sistema, così come venne definito allora, è attualmente in funzione in America e in Giappone. Principale inconveniente di questo sistema è che il colore delle immagini trasmesse può essere **alterato** in ogni istante dalle inevitabili rotazioni di fase a cui il segnale di crominanza può andare soggetto lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore, e di conseguenza c'è la possibilità di vedere sullo schermo del ricevitore un'immagine con colori completamente diversi da quelli originariamente trasmessi. Qualsiasi televisore NTSC dovrà quindi essere munito di una manopola che consenta



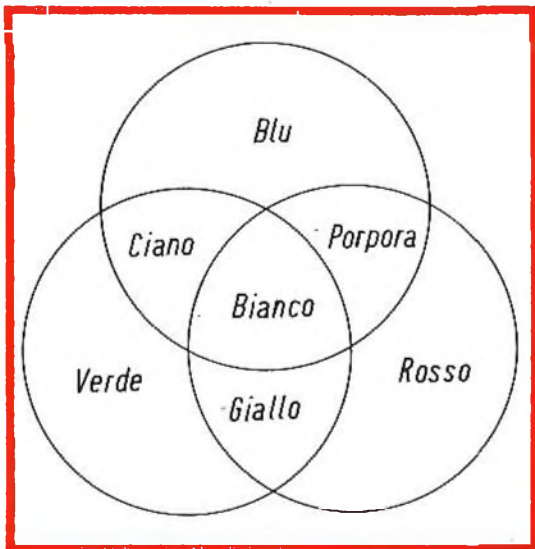


Fig. 1a - Mescolazione additiva. Risultati ottenuti dalla mescolazione delle sorgenti di luce colorata. Blu + Verde = Ciano; Blu + Rosso = Porpora; Rosso + Verde = Giallo; Blu + Verde + rosso = Bianco.

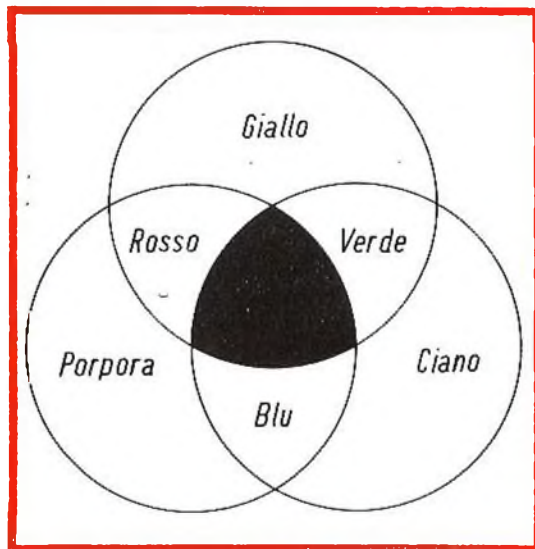


Fig. 1b - Mescolazione sottrattiva. Colori risultanti dalla mescolazione di pigmenti colorati. Giallo + Porpora = Rosso; Giallo + Verde = Blu; Rosso + Porpora = Ciano; Rosso + Verde = Blu; Giallo + Ciano + Porpora = Nero.

di ripristinare sullo schermo tricromico il colore originariamente trasmesso. Come si fa in pratica a sapere il vero colore trasmesso? Chi può dirmi che il vestito della presentatrice o della ballerina sia lillà anziché rosso? Per fortuna, c'è un colore che il telespettatore può prendere come riferimento: È il colore della pelle del volto che, ovviamente, in una persona normale

non potrà essere né violaceo, né verde, né di altri colori. Una volta regolato con la manopola della **tinta** (hue controlli) questo colore, **tutti** gli altri risulteranno uguali a quelli della scena trasmessa dallo studio.

A causa di questo serio inconveniente e anche per il fatto che le trasmissioni delle immagini a colori (come del resto an-

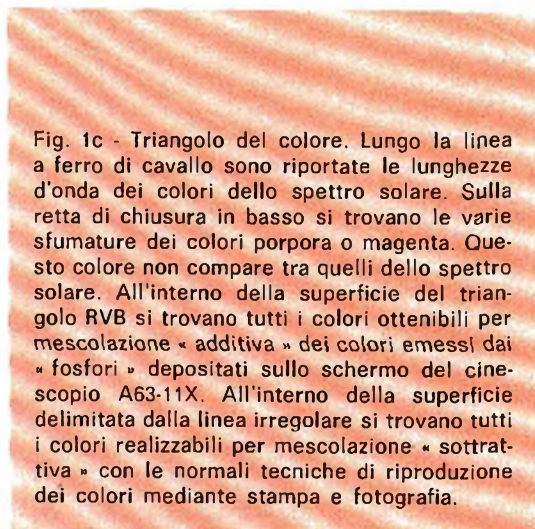
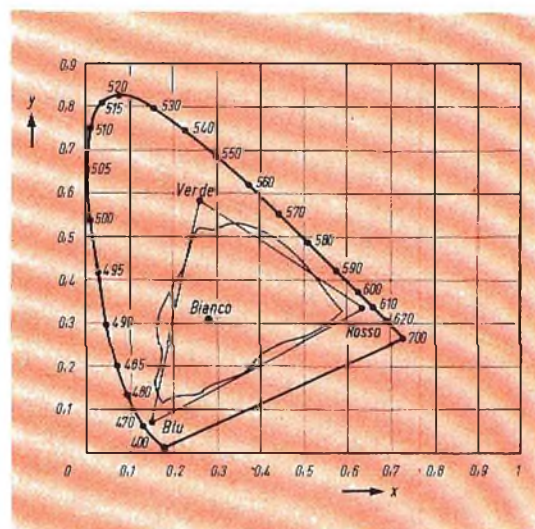


Fig. 1c - Triangolo del colore. Lungo la linea a ferro di cavallo sono riportate le lunghezze d'onda dei colori dello spettro solare. Sulla retta di chiusura in basso si trovano le varie sfumature dei colori porpora o magenta. Questo colore non compare tra quelli dello spettro solare. All'interno della superficie del triangolo RVB si trovano tutti i colori ottenibili per mescolazione « additiva » dei colori emessi dai « fosfori » depositati sullo schermo del cinescopio A63-11X. All'interno della superficie delimitata dalla linea irregolare si trovano tutti i colori realizzabili per mescolazione « sottrattiva » con le normali tecniche di riproduzione dei colori mediante stampa e fotografia.



che quelle delle immagini in bianco e nero) vengono effettuate in America entro un canale più stretto e con frequenze delle basi dei tempi diverse (in America abbiamo 525 righe e 60 quadri al secondo, in Europa abbiamo 625 righe e 50 quadri al secondo) e non possono quindi essere ricevute direttamente in Europa, si pensò di studiare per l'Europa un sistema di trasmissione più completo e tale che assicurasse maggiormente la fedeltà dei colori trasmessi. Questo sistema doveva naturalmente prendere quanto di buono c'era nel sistema NTSC, e in più doveva avere una maggiore stabilità e fedeltà dei colori trasmessi.

Ecco quindi perché sono sorti in Europa il sistema **SECAM** (*Séquentiel à Mémoire*) ideato da H. de France, e il sistema **PAL** (*Phase Alternation Line*) inventato dal dott. Walter Bruch dei laboratori della Telefunken.

Esaminiamo brevemente il principio su cui è basato il funzionamento di ciascun sistema.

## IL SISTEMA NTSC

Tutti sanno che è possibile applicare il colore (per esempio, con matite colorate) ad un disegno fatto con inchiostro nero (immagine in bianco e nero). Guardando da una certa distanza il disegno a coloritura finita, si potranno notare ancora tutte le particolarità e i dettagli della primitiva immagine disegnata con l'inchiostro dato che il dettaglio di un'immagine dipende in generale esclusivamente dal « disegno » in bianco e nero e non dal colore. La conclusione che si può ricavare da questo semplice « gioco da bambini » è che per trasmettere il dettaglio dell'immagine (bianco e nero) sarà necessario trasmettere una banda di frequenze abbastanza elevata (circa 5 MHz) mentre per « colorire » l'immagine basterà trasmettere una banda di frequenze relativamente stretta (circa 1,2 MHz).

Un secondo dato sperimentale molto importante è rappresentato dal fatto che per ottenere qualsiasi colore è sufficiente mescolare in adatte proporzioni di luminosità solo le cosiddette sorgenti di colore primario, e cioè il rosso, il verde e il blu.

TABELLA I

Coordinate di colore della luce emessa dal cinescopio A63-11X

Colore	Materiale luminescente	Coordinate di colore nel triangolo del colore	
		x	y
Rosso	Vanadato di ittrio attivato con Europio YVO <sub>2</sub> : Eu	0,650	0,320
Verde	Solfuri di zinco e cadmio attivati con argento ZnCdS: Ag	0,270	0,590
Blu	Solfuro di zinco attivato con argento ZnS: Ag	0,152	0,070

(teoria tricromica). Questa tecnica viene usata del resto sia nella stampa a colori che nella fotografia a colori. In questi due ultimi casi il processo mediante il quale si formano i vari colori partendo dalla primitiva tricromia è ovviamente un processo **sottrattivo**, ben diverso dal processo **additivo** usato e sfruttato nella televisione a colori. In questo caso infatti i vari colori sono ottenuti per sovrapposizione di luci colorate e non di pigmenti (fig. 1a, 1b, 1c e tabella 1).

Nel caso della televisione a colori, la luce proveniente dall'oggetto di cui si vuole trasmettere l'immagine, viene fatta passare attraverso tre filtri ottici di colore rispettivamente rosso, verde e blu. Compito di questi filtri è ovviamente quello di far pervenire sul fotocatodo dei tre tubi da ripresa (plumbicon) la componente di luce rispettivamente rossa, verde e blu nelle esatte proporzioni contenute nei colori dell'immagine (fig. 1).

In uno studio televisivo quest'immagine può essere facilmente riprodotta a qualche decina di metri di distanza applicando all'elettrodo di controllo (griglia controllo o catodo) di tre cinescopi, i segnali video opportunamente amplificati provenienti rispettivamente dal tubo di ripresa del rosso, del verde e del blu. Davanti allo schermo di ciascun cinescopio verranno posti

dei filtri corrispondenti ai tre colori primari scelti e la luce di queste tre immagini verrà proiettata mediante specchi normali e specchi semitrasparenti (specchi diecrici) su un **unico schermo**. Qui avverrà la **mescolazione additiva delle tre luci di colore primario** ottenute mediante i filtri e la conseguente ricostruzione punto per punto del colore dell'immagine primitiva trasmessa. (In Giappone si vende tuttora un televisore a colori che funziona su questo semplice principio di **sovrapposizione delle immagini colorate provenienti da tre cinescopi**).

I tre segnali di colore provenienti dai tre tubi da ripresa prima di essere applicati all'elettrodo di controllo del rispettivo cinescopio (ed anche, come vedremo in seguito, prima di andare a formare il segnale di luminanza  $V_Y$ ) devono subire una compensazione speciale detta **compensazione gamma**. Mediante questa specie di alterazione si cerca di eliminare la « distorsione del colore » che diversamente avrebbe luogo a causa della non-linearità della curva caratteristica di controllo del cinescopio ( $I_a = f(V_g \text{ o } V_k)$ ). Infatti la luminanza, supponiamo del « cannone del rosso » di un cinescopio, o meglio la corrente del raggio di elettroni ( $i_R$ ) che produce tale luminanza segue, com'è noto, la legge espressa dall'equazione:

$$i_R = S [(V_R)^{2,2} \dots (V_R)^3]$$

dove S indica la pendenza, e  $V_R$  la tensione applicata in griglia.

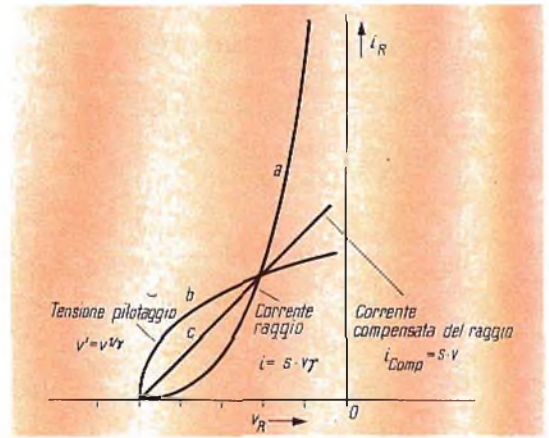


Fig. 2 - Correzione gamma. La corrente del raggio (e quindi la luminosità) di un cannone elettronico di un cinescopio non ha un andamento lineare rispetto alla tensione applicata alla griglia controllo (curva a). Se la tensione applicata ad un cannone viene predistorta (curva b), la non-linearità della curva potrà essere compensata (curva c).

Questa espressione, in forma più generale, può essere condensata nella formula:

$$i_R = S \times V^{\gamma}$$

Ciò è indicato nella fig. 2 nella quale la curva a rappresenta la normale caratteristica di controllo del raggio di elettroni del cinescopio ( $I_a = f(V_g)$ ); la curva b rappresenta la curva della « tensione di pilotaggio compensata » ed infine, la retta c indica l'effetto compensativo ottenuto mediante combinazione delle curve a e b. Senza la compensazione gamma succede-

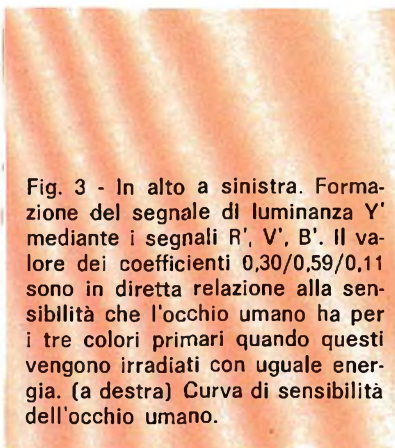
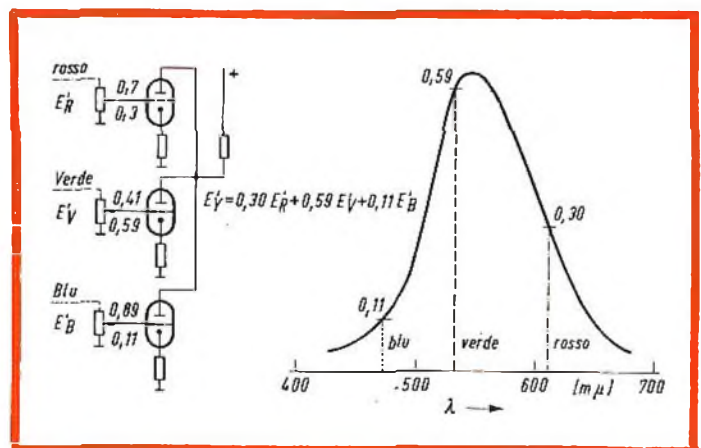


Fig. 3 - In alto a sinistra. Formazione del segnale di luminanza  $Y'$  mediante i segnali  $R'$ ,  $V'$ ,  $B'$ . Il valore dei coefficienti 0,30/0,59/0,11 sono in diretta relazione alla sensibilità che l'occhio umano ha per i tre colori primari quando questi vengono irradiati con uguale energia. (a destra) Curva di sensibilità dell'occhio umano.



rebbe che le parti più scure dell'immagine rimarrebbero poco contrastate; al contrario quelle chiare verrebbero contrastate eccessivamente e di conseguenza tutta la **gradazione** dei valori di luminosità dell'immagine verrebbe completamente alterata.

Per ottenere questa « compensazione », la tensione di pilotaggio  $V_R$ , diventa  $V_R^{1/Y}$ , e viene indicata più semplicemente mediante  $V_R'$ .

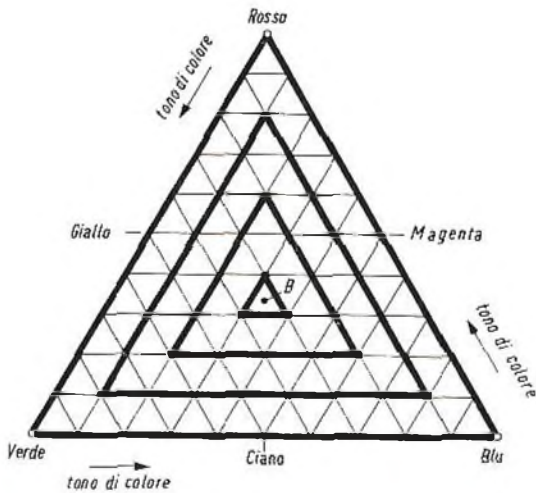


Fig. 4 - Triangolo del colore di Maxwell-Ives, formato dai tre colori primari, R, V e B. Su ciascuno dei lati esterni del triangolo si trovano tutti i colori a massima saturazione ottenibili per mescolazione dei due colori primari posti alle rispettive estremità. Sui lati dei tre triangoli interni si trovano gli stessi colori del triangolo esterno ma con tre gradi di saturazione decrescenti. Il punto centrale è il punto della massima desaturazione (punto del bianco).

I segnali provenienti dai tre tubi da ripresa dopo la « compensazione gamma » saranno pertanto  $V_R'$ ,  $V_V'$ ,  $V_B'$ , e rappresentano sotto forma di una tensione elettrica, rispettivamente il contenuto di luce rossa, verde e blu che concorre a formare il colore di un particolare punto dell'immagine esplorato dai tre pennelli elettronici nell'istante  $t$ .

La **somma elettrica** di queste tre tensioni riferentisi sempre al punto colorato esplorato nell'istante  $t$ , può fornire un'indicazione riguardo alla **luminanza** del punto stesso. Perché ciò si verifichi è necessario però che le tre summenzionate tensioni di colore vengano sommate previa moltiplicazione di ciascuna di esse per un **coefficiente particolare che tiene conto della sensibilità che l'occhio umano ha per la luminanza di quei tre colori**. Avremo quindi:

$$\text{Segnale di luminanza } V_Y' = 0,3 V_R' + 0,59 V_V' + 0,11 V_B'$$

In altre parole possiamo dire che il segnale  $V_Y'$  è costituito dal 30% del segnale proveniente dal tubo da ripresa del rosso, dal 59% del segnale proveniente dal tubo da ripresa per il verde e infine dall'11% del segnale proveniente dal tubo da ripresa per il blu (fig. 3, a sinistra). Queste percentuali dei segnali dei colori primari che sommate formano il segnale di luminanza sono state calcolate, come abbiamo già detto, in base alla differente sensibilità che l'occhio umano ha per questi colori nel caso in cui essi vengano irradiati con uno stesso contenuto di energia (fig. 3 a destra).

Per semplicità, d'ora in avanti, anziché indicare queste tensioni primarie con  $V_R'$ ,  $V_V'$ ,  $V_B'$  e  $V_Y'$ , scriveremo più semplicemente  $R'$ ,  $V'$ ,  $B'$  e  $Y'$ . Anche in questo caso — è naturale — si tratterà di tensioni.

È di estrema necessità che le tre immagini proiettate sul fotocatodo dei tre tubi da ripresa subiscano una scansione perfettamente sincronizzata. Solo se si verifica questa condizione, i tre segnali primari, sommati nelle proporzioni innanzi fissate (segnale di luminanza) potranno riprodurre un'immagine in bianco e nero e soddisfare le esigenze della compatibilità.

## I segnali del colore

Il « disegno » dell'immagine e cioè le parti bianche e nere dell'immagine comprese tutte le gradazioni intermedie di grigio, possono essere espresse e riprodotte come abbiamo già visto mediante il segnale di luminanza  $Y'$ . Queste gradazioni di luminanza possono essere riprodotte me-

diante **una sola** tensione. Non altrettanto semplice è la riproduzione del colore dell'immagine dato che il colore vero e proprio viene definito da **due** grandezze. Una di queste viene chiamata « tono di colore » (per esempio, il rosso, il verde, il blu, il giallo) ed è direttamente legata alla lunghezza d'onda ( $\lambda$ ) della luce; l'altra è la « saturazione del tono del colore ». Queste due caratteristiche di un qualsiasi colore possono essere illustrate molto efficacemente con il seguente esperimento. Si versi nell'inchiostro rosso (tono di colore) un sempre più crescente volume di acqua (bianco). Il rosso dell'inchiostro diventerà sempre più **meno rosso**, e cioè si *desaturerà*. Continuando a versare acqua, la miscela assumerà alla fine il « colore » stesso dell'acqua e cioè diventerà bianca. Durante tutto questo esperimento, il « tono del colore » (rosso) è rimasto inalterato, ciò che è variato è stata la saturazione del rosso. Nel linguaggio comune un colore saturo viene chiamato anche **colore puro**, mentre un colore non saturo o desaturato, viene chiamato **colore pastello**.

Tutti i colori ottenibili per mescolazione additiva dei soli tre colori primari già menzionati possono essere rappresentati mediante il triangolo del colore di Maxwell-Ives (fig. 4). Secondo questa rappresentazione, lungo i lati del triangolo si trovano tutti i colori ottenibili per mescolazione additiva dei due colori primari che figurano alle due estremità di ciascun lato (vertici del triangolo). Siccome il passaggio da un colore all'altro è continuo, per la sua esatta individuazione si è ricorsi a questa analogia meccanica: l'individuazione del colore ottenibile per mescolazione additiva di due colori primari si ottiene immaginando di « appendere » alle due estremità di uno qualsiasi dei tre lati, i due colori primari noti nelle percentuali di intensità luminosa stabilita. Il punto di equilibrio o fulcro di questa **specie di bilancia dei colori** individuerà lungo il lato scelto del triangolo, la « posizione » del colore ottenuto per mescolazione additiva delle percentuali di intensità luminosa dei colori « appesi » agli estremi del lato medesimo (fig. 5).

Questa regola del « fulcro » non è valida soltanto quando si vuole conoscere il colore risultante dalla mescolazione additiva

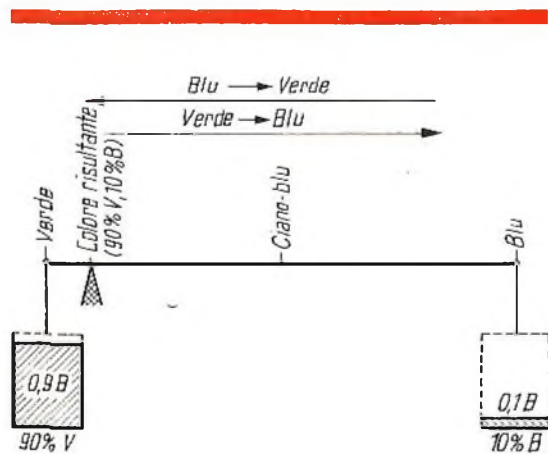


Fig. 5 - Il punto corrispondente al colore ottenuto per mescolazione dei colori posti agli estremi di ciascun lato nel triangolo del colore di fig. 4 può essere individuato con la regola del baricentro (fulcro della leva).

di **due** colori ma vale altresì quando i colori primari sono **tre**. In questo caso, i colori primari posti ai tre vertici del triangolo quando vengono mescolati avranno per «fulcro» il **centro del triangolo**. Questo punto è per definizione, «privo di colore» in quanto se le intensità luminose dei tre colori primari vengono scelte **uguali tra**

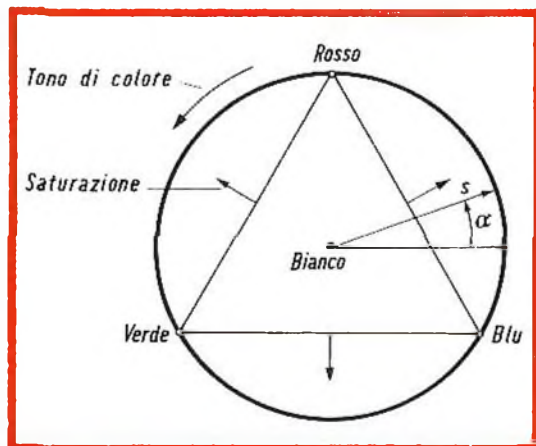


Fig. 6 - Trasformazione del triangolo del colore in un cerchio. Qualsiasi colore può essere allora individuato mediante un vettore la cui lunghezza S indicherà la saturazione e il cui angolo  $\alpha$  (rispetto ad un asse di riferimento) indicherà il tono del colore.

# GRAN PREMIO

All'inizio del secondo anno di vita, per arricchire il suo contenuto e rinsaldare i vincoli con i fedeli e numerosi lettori, la rivista «Sperimentare» in collaborazione con la G.B.C. Italiana s.a.s. indice un'interessante gara nazionale riservata a tutti gli amatori e hobbisti di elettronica.

## REGOLAMENTO GARA

Per partecipare alla gara è sufficiente inviare la descrizione ed il montaggio di un circuito elettronico di nuova concezione e di sicuro funzionamento, mai pubblicati in precedenza. Il testo dovrà avere la lunghezza minima di 2 pagine dattiloscritte oltre allo schema elettrico del circuito ed all'elenco dei componenti elettronici usati, col relativo numero di catalogo G.B.C..

I montaggi, dopo essere stati esaminati, verranno restituiti al mittente con spese postali a carico della Rivista. Non verranno invece restituiti: schemi, testi, ed eventuali fotografie anche se non pubblicati.

## PARTECIPANTI

La partecipazione è libera e gratuita per tutti i lettori, i quali verranno suddivisi in tre categorie:

Allievi:	fino ai 15 anni
Rockers:	da 15 a 21 anni
Seniores:	oltre i 21 anni

## DURATA

La gara si svolgerà in quattro periodi; per essere ammessi ad ogni singolo periodo è sufficiente inviare i progetti rispettando le scadenze così fissate:

- 1° Periodo: entro il 20 Febbraio 1968
- 2° Periodo: entro il 20 Marzo 1968
- 3° Periodo: entro il 20 Aprile 1968

Indirizzare a: Sperimentare « Gran Premio »  
Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B. (MI).



# Sperimentare

## GRAN PREMIO Sperimentare

### PREMI

I progetti saranno vagliati da una giuria composta dall'Editore, dal Direttore Responsabile e da tutti i membri della Redazione Tecnica di Sperimentare.

Il progetto di ogni categoria che, al termine di ciascun periodo, risulterà vincente, sarà pubblicato integralmente e premiato con un buono per il ritiro di merce del valore di L. 30.000 presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

### CLASSIFICA

Una classifica, inoltre, elencherà i nomi dei piazzati al 2° e al 3° posto di ogni categoria con un breve sunto dei loro progetti, i quali verranno premiati con un buono per il ritiro di un « Tester Errepi » presso le sedi G.B.C. La validità dei buoni scade improrogabilmente il 31 Dicembre 1968 per cui, entro tale termine, vanno presentati alla G.B.C.

### SEGNALAZIONE

A tutti gli altri partecipanti, oltre ad un encomio che verrà pubblicato su Sperimentare, verrà conferito un attestato di « Sperimentatore Elettronico ».



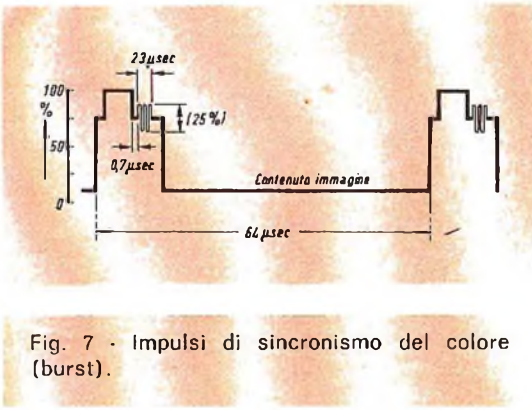


Fig. 7 - Impulsi di sincronismo del colore (burst).

loro, la loro mescolazione additiva darà il bianco (o meglio « il bianco e nero »).

Per avere quindi « il bianco » (o il bianco e nero) sullo schermo di un cinescopio

tricromico è necessario che ai cannoni elettronici corrispondenti ai tre colori primari vengano applicate tensioni di pilotaggio di uguale ampiezza. In pratica però siccome i tre tipi di fosfori depositati sullo schermo non hanno la stessa sensibilità (hanno cioè un differente rendimento di luminosità), questi tre segnali di pilotaggio dovranno essere « moltiplicati » per opportuni coefficienti che dovranno tener conto di questa diversa sensibilità dei fosfori.

Nella fig. 4 sono stati disegnati o « iscritti » all'interno del triangolo altri tre triangoli. Essi corrispondono a tre ben definiti gradi di desaturazione dei colori che si trovano lungo i corrispondenti lati del triangolo esterno. Il triangolo di Maxwell e Ives che permette di conoscere il colore ottenibile dalla mescolazione additiva dei

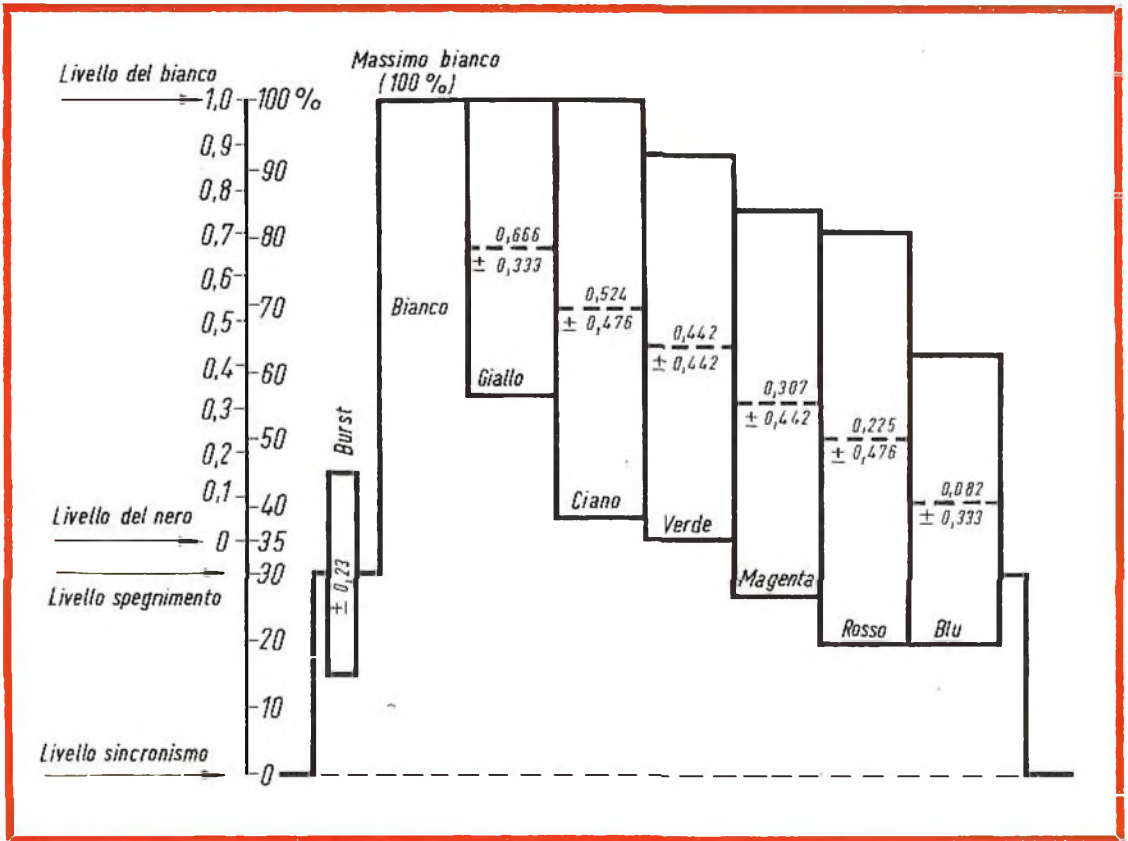


Fig. 8 - Segnale di luminanza delle barre di colore con sovrapposta la portante del colore (sistema NTSC e anche PAL).



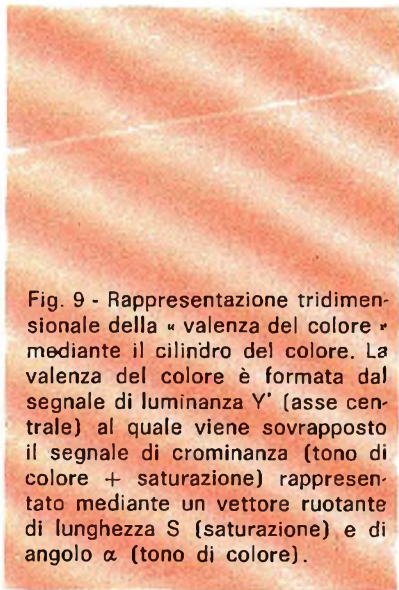
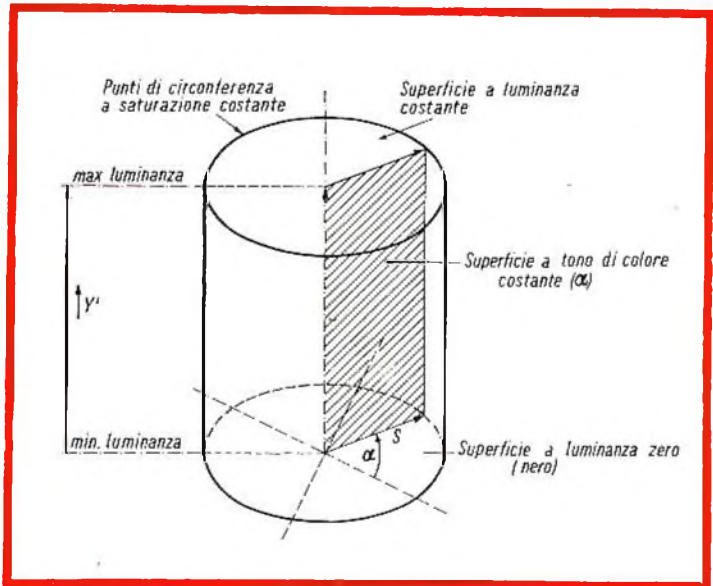


Fig. 9 - Rappresentazione tridimensionale della « valenza del colore » mediante il cilindro del colore. La valenza del colore è formata dal segnale di luminanza  $Y'$  (asse centrale) al quale viene sovrapposto il segnale di cromaticanza (tono di colore + saturazione) rappresentato mediante un vettore ruotante di lunghezza  $S$  (saturazione) e di angolo  $\alpha$  (tono di colore).



tre colori primari può essere trasformato per una migliore comprensione, in un cerchio (fig. 6). Ciò consente di ottenere una rappresentazione che permette di individuare un dato colore mediante **coordinate polari**, e cioè mediante **vettori**. In questo caso la lunghezza del vettore  $S$  indicherà **la saturazione** del colore mentre il valore dell'angolo  $\alpha$  individuerà un determinato « tono » di colore. Nel cerchio di fig. 6, una minore saturazione del colore si dovrebbe indicare con un cerchio concentrico di raggio più piccolo.

Questa rappresentazione fornisce già un'idea di come dovrà essere, nelle sue linee essenziali, il sistema da usare per la trasmissione di una informazione di colore. Un tale vettore infatti che assuma durante la scansione dell'immagine differenti posizioni angolari a seconda dei vari toni di colore e inoltre differenti valori di lunghezza a seconda del grado di saturazione, può effettivamente rappresentare una portante affetta da una doppia modulazione è cioè di ampiezza e di fase.

In pratica per poter attuare una modulazione di questo tipo è necessario impiegare un sistema di modulazione cosiddetto in quadratura mediante il quale una data « portante » risulta modulata in ampiezza dall'informazione di « saturazione » del colore  $S$  relativa ad un dato punto di scansione dell'immagine. Le cose vengono in

pratica disposte in modo che tale portante assuma un'ampiezza **1** quando viene trasmesso un punto di colore completamente saturo, ed abbia invece ampiezza **0** quando viene trasmesso un punto di colore completamente desaturato, e cioè il bianco (o il grigio).

A sua volta, il « tono di colore » desiderato dovrà corrispondere ad un ben **preciso angolo di fase di questa stessa « portante »** (modulazione di fase) valutato rispetto all'angolo di fase di una **portante di riferimento** non modulata. Per la valutazione della fase-zero o della fase di riferimento all'atto della ricezione, dovrà pertanto essere trasmessa anche questa portante di riferimento. Allo scopo è sufficiente che durante il tempo di spegnimento di riga, vengano trasmessi dei brevi « pezzi » di questa portante, chiamati **impulsi di sincronismo del colore** o semplicemente **burst** (fig. 7). Questa « portante » del colore verrà sovrapposta al segnale di luminanza  $Y'$  (bianco-nero) e trasmessa contemporaneamente ad esso (fig. 8).

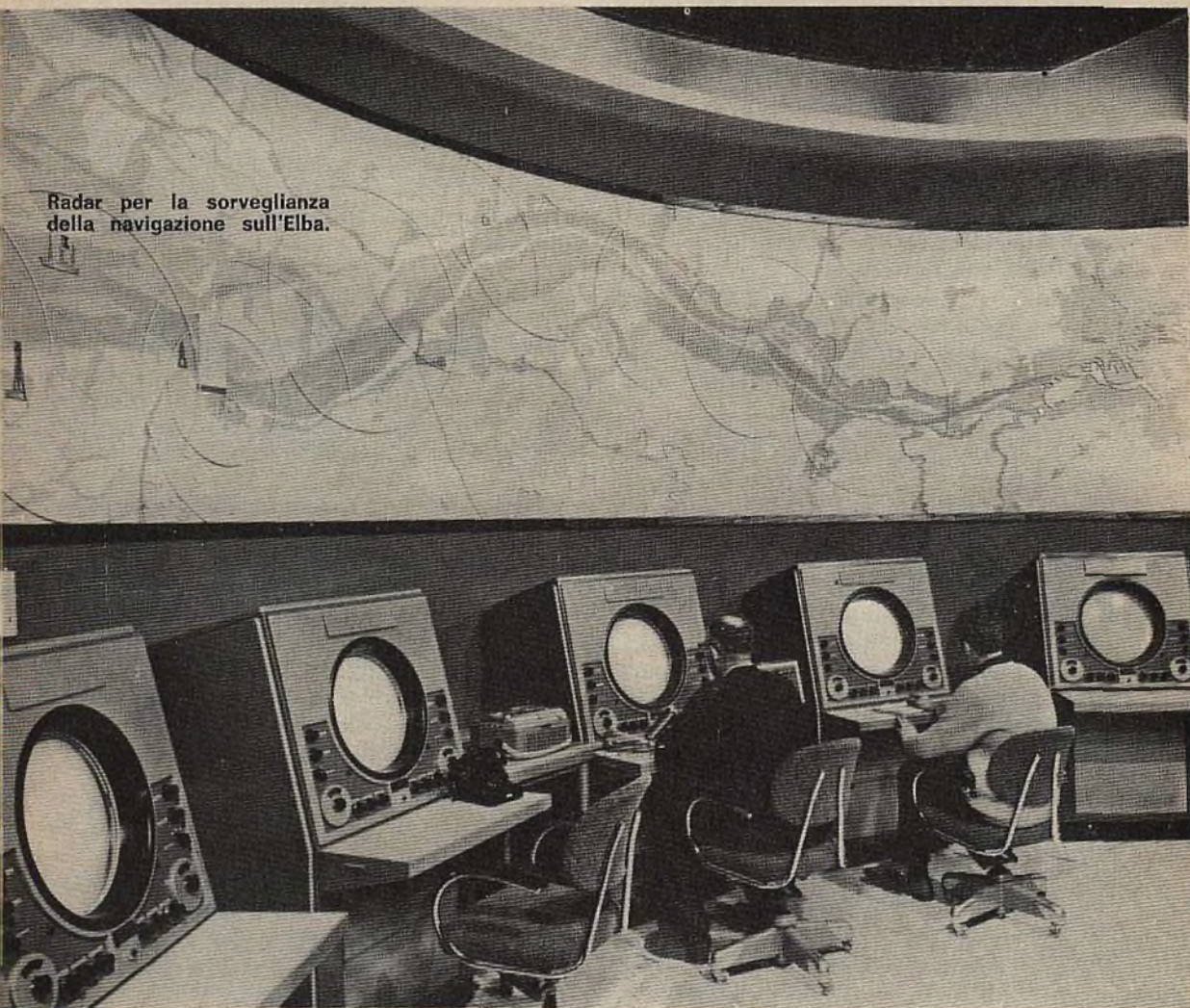
L'interdipendenza di tutti questi parametri può essere illustrata abbastanza bene mediante una figura solida e quindi a tre dimensioni, chiamata il **cilindro del colore** (fig. 9). In questa rappresentazione è facile vedere come la **portante del colore** rappresentata anche in questo caso mediante un vettore che ruota lungo una cir-

conferenza, venga spostata più o meno in basso o in alto a seconda del **livello del segnale di luminanza Y'** disposto ad angolo retto rispetto al piano di questa conferenza. Quando, per esempio, il cerchio si trova in basso, la luminanza è zero e lo schermo sarà quindi nero; quando invece si trova in alto, la luminanza sarà massima e lo schermo sarà illuminato e colorato. La luminanza (luminosità) e la cromaticanza (tono di colore + saturazione) formano insieme la cosiddetta « valenza del colore ».

La « portante » del colore che, come abbiamo visto, risulta modulata di fase e di ampiezza deve avere una frequenza abbastanza elevata in maniera però che, pur trovandosi all'estremità superiore della banda video del segnale bianco e nero, sia difficilmente visibile sullo schermo dei televisori in bianco e nero. Il valore esatto di questa frequenza viene scelto in base a quanto diremo nella prossima puntata.

**Lodovico Cascianini**

Radar per la sorveglianza della navigazione sull'Elba.



# REGISTRATORE TRANSISTORIZZATO CON AMPLIFICATORI SEPARATI\*

**BASS.  
FREQUENZ**

La parte elettronica del registratore descritto in questo articolo rispetta quanto possibile, la norma d'incisione DIN 45513. Dalla lettura dei nastri *strati secondo tale norma si ricavano i seguenti risultati: alla velocità di  $1 \pm 2$  dB,  $30 \div 18000$  Hz, a  $9,5$  cm/s  $\pm 2$  dB,  $35 \div 14000$  Hz. Nella registrazione l'ascolto le frequenze coperte sono:  $19$  cm/s  $\pm 3$  dB,  $30 \div 17000$  Hz, a  $9,5$  cm/s  $35 \div 11000$  Hz. La distorsione introdotta dagli amplificatori (escluso l'amplificatore finale) è trascurabile rispetto a quella introdotta dalle testine. Per rimanere la sola distorsione delle testine. L'amplificatore di potenza è in grado di erogare  $4$  W su un carico di  $8 \Omega$  ed è equipaggiato con transistor tipo 188-01.*

## 1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

L'attuale tecnica nel progettare amplificatori per frequenze acustiche in genere, consente di ridurre notevolmente il numero dei componenti impiegati nei circuiti tradizionali. Questo è possibile, grazie anche ai transistor al silicio, accoppiando due o anche tre stadi in corrente continua. Naturalmente ne conseguono problemi riguardo la stabilità che verranno trattati più avanti.

Valutando quanto sopraccitato ed il vantaggio (più che altro costruttivo) di avere gli amplificatori di registrazione e di ascolto separati si è preferito adottare questa soluzione.

Ovviamente per usufruire dei vantaggi accennati sono indispensabili due testine,

\* R.G. del Laboratorio Applicazioni Elettroniche (LAE).

...sto da:  
...16/04  
...16/05  
una per la registrazione  
to. Nell'esempio riprodotto  
colo sono state usate due  
ricavando così un raddoppio  
Raddoppiando gli amplificatori  
tenere con le stesse testine  
tore stereo.

Le compensazioni vengono realizzate con un nucleo allineato verso l'incisione DIN 45513, che ha una velocità di  $9,5$  cm/s. Per ottenere un guadagno alle frequenze alte e delle perdite nella testina, si è adottato un circuito a due stadi in corrente continua, con un tempo di risposta costante di tempo, quanto è necessario senza diminuzione della impedenza.

Essendo il guadagno di volume variabile da  $-3$  dB a  $+3$  dB, lo stesso emettitore viene usato per le frequenze basse e alte, con una tensione (200 mV), che può essere proporzionale alla frequenza. Per evitare l'inviluppo all'indicatore della incisione.

cont  
bass  
segi  
golo  
confc  
chio  
e lo  
invecc  
massir  
color  
cromi  
formam  
colore

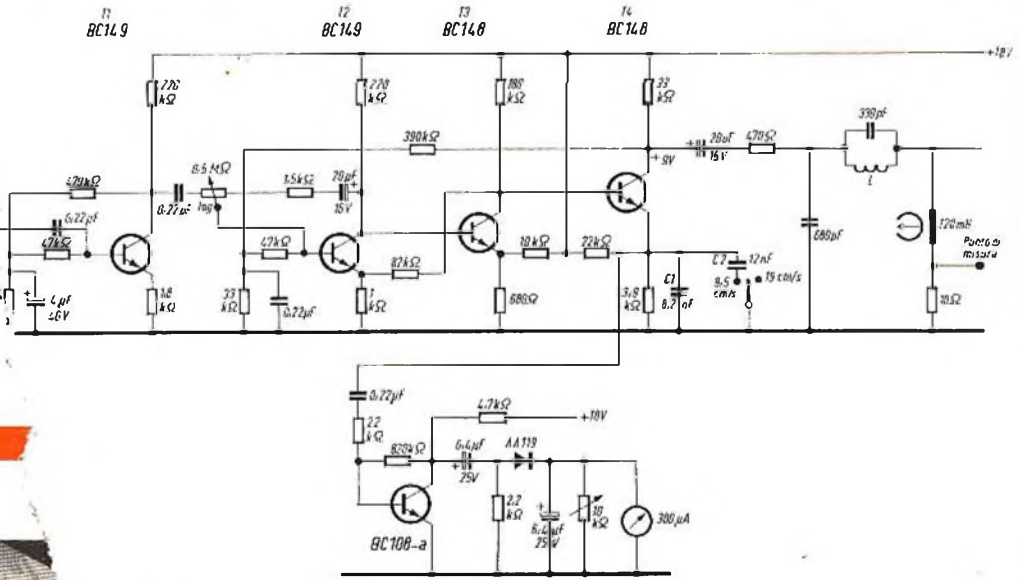


Fig. 1 - Amplificatore di registrazione.

### Radar per la sorveglianza della navigazione s

amplificatore (fig. 1) è un microfono magnetico a non superiore a circa 10 dB del primo stadio è tale da consentire la tensione d'ingresso giunge circa 45 dB, tenendo la corrente in ingresso (potenziometro) entrare con ten- (guadagno max) metro del con- posto permette di e anche sul se-

condo stadio, regolandone il tasso di reazione negativa, e riducendo così il suo contributo al rumore totale.

I transistor  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$  vengono accoppiati in corrente continua con reazione totale per la continua, e parziale per la corrente alternata. Il criterio seguito per la verifica della stabilità in c.c. è quello riportato in appendice.

La testina impiegata ha un'induttanza di 120 mH. Per mantenere costante la corrente in un'induttanza entro il campo di frequenza interessato, è indispensabile un generatore di corrente (alta impedenza).  $T_4$  presenta un'impedenza d'uscita di circa 30 k $\Omega$ , quanto è sufficiente per una testina con induttanza del suddetto valore.

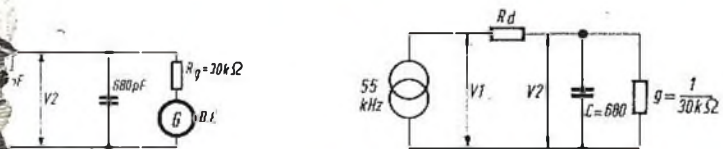


Fig. 2 - Circuito equivalente.

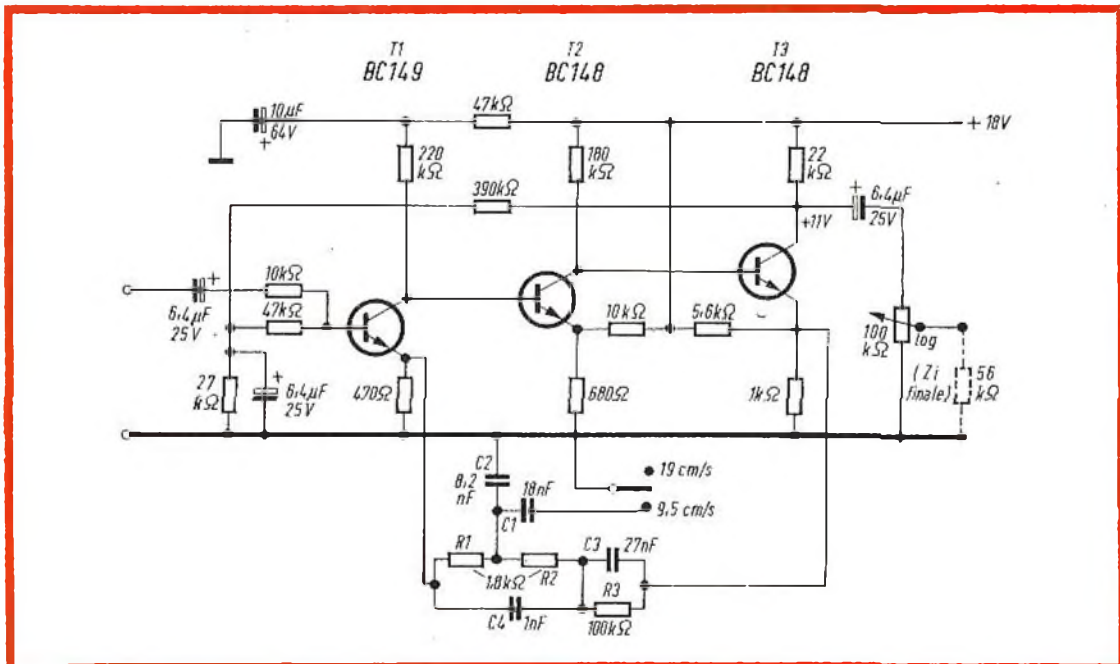


Fig. 3 - Preamplificatore d'ascolto.

Questo transistor, che viene polarizzato con corrente di collettore di circa 270  $\mu$ A, può fornire una tensione di 3 V<sub>eff</sub>. Tale valore non viene mai raggiunto poiché la saturazione nella testina avviene con una tensione molto più piccola.

A questo punto il problema maggiore è di evitare che la tensione (55 kHz) per la premagnetizzazione presente sulla testina giunga al collettore di T<sub>1</sub>. È ovvio che una tensione di circa 18 V applicata al collettore manderebbe in saturazione il transistor provocando una distorsione nel segnale da registrare. Per l'arresto di questa tensione è stato impiegato un circuito accordato (fig. 2) con il quale si ottiene la seguente attenuazione:

$$V_2 = \frac{|Z| V_1}{R_d + |Z|} \approx 125 \text{ mV}$$

in cui

$$Z = \frac{1}{g + j\omega C}$$

$$V_1 = 18 \text{ V}$$

$$R_d = 600 \text{ k}\Omega$$

### Dati costruttivi di L.

Supporto Lilliput composto da:

- una base AP 3016/04
- un supporto AP 3016/05
- un telaio FXC AP 3014/00/3B1
- un nucleo FXC K5 120 00/3B1
- uno schermo AP 3015/02
- 1000 spire con filo da 0,07 SM.

$$L = 24 \text{ mH}$$

$$C = 330 \text{ pF}$$

$$Q_o = 70 \text{ (con nucleo allineato verso l'interno).}$$

La forte reazione negativa in emettitore di T<sub>1</sub> è indispensabile per ottenere un aumento di guadagno alle frequenze alte (compensazione delle perdite nella testina), mediante C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>. Agendo in questo punto si ottiene quanto è necessario senza provocare una diminuzione della impedenza in uscita e senza risentire delle variazioni del potenziometro di volume.

Sempre sullo stesso emettitore viene prelevata una tensione (200 mV), che può ritenersi abbastanza proporzionale alla corrente, da inviare all'indicatore della profondità di incisione.





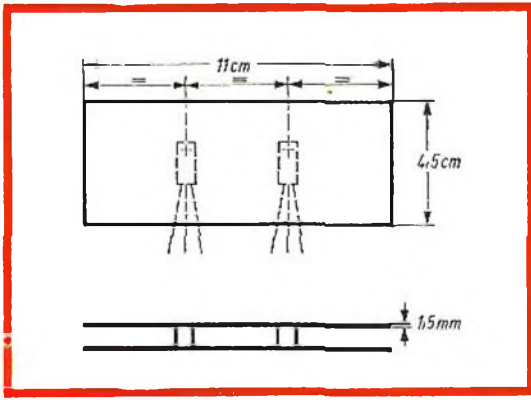


Fig. 6 - Dissipatore per transistor finali.

## 2.4 - Indicatore del livello di registrazione

Il punto di prelievo del segnale (emitter di  $T_4$ ) e l'impiego di un transistor con alta impedenza d'ingresso, sono stati suggeriti dalla necessità di evitare una eventuale distorsione che provocherebbe il diodo rettificatore nella corrente di registrazione.

Lo strumento impiegato ha un fondo scala di  $300 \mu\text{A}$  ed una resistenza interna di  $1200 \Omega$ .

## 2.5 - Amplificatore di potenza

Tutti i transistor sono accoppiati in corrente continua (fig. 5). Poiché le variazioni nel punto A si possono considerare con buona approssimazione pari a  $\Delta I_{\text{pilotato}}$ ,  $R_1$ , vale anche per questo circuito il cri-

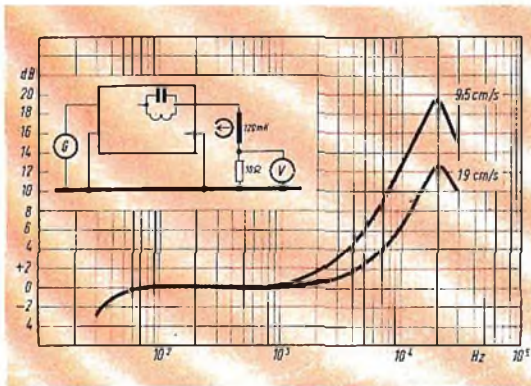


Fig. 7 - Risposta dell'amplificatore di registrazione.

terio citato in appendice per verificare la stabilità in c.c. La potenza che può fornire questo amplificatore è di  $4 \text{ W}$  su un carico di  $8 \Omega$ . La potenza dissipata nei transistor viene ceduta all'ambiente mediante un radiatore avente le dimensioni descritte in fig. 6.

Il guadagno di tensione è di  $\sim 40 \text{ dB}$ . Tale guadagno viene mantenuto entro  $-3 \text{ dB}$  da  $30 \text{ Hz}$  a  $25 \text{ kHz}$ .

La distorsione, misurata poco prima della saturazione alle frequenze di  $100$ ,  $1000$  e  $10000 \text{ Hz}$  è  $< 0,5\%$ .

L'impedenza d'ingresso è dell'ordine di  $50 \text{ k}\Omega$ .

## 3. - CARATTERISTICHE ELETTRICHE

### 3.1 - Amplificatore di registrazione

Risposta completa della registrazione/ascolto:

$19 \text{ cm/s}$   $30\text{-}17000 \text{ Hz} \pm 3 \text{ dB}$   
 $9,5 \text{ cm/s}$   $35\text{-}11000 \text{ Hz} \pm 3 \text{ dB}$

Tensione d'ingresso in registrazione per  $I_{\text{usc.}} = 90 \mu\text{A}$ :

$\approx 0,25 \text{ mV}$  (a  $1 \text{ kHz}$ )

Massima tensione di ingresso:

$\approx 50 \text{ mV}$  (a  $1 \text{ kHz}$ )

Impedenza d'ingresso:

$\approx 40 \text{ k}\Omega$

Impedenza d'uscita:

$\approx 30 \text{ k}\Omega$

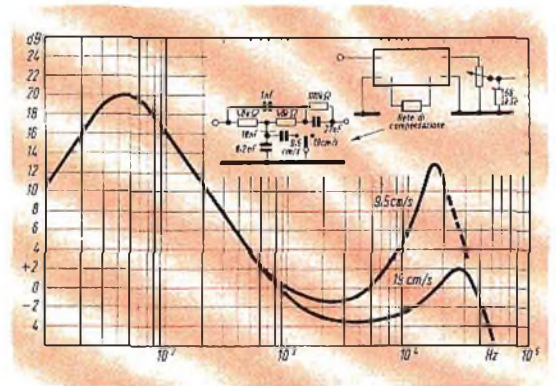


Fig. 8 - Risposta del preamplificatore di ascolto.



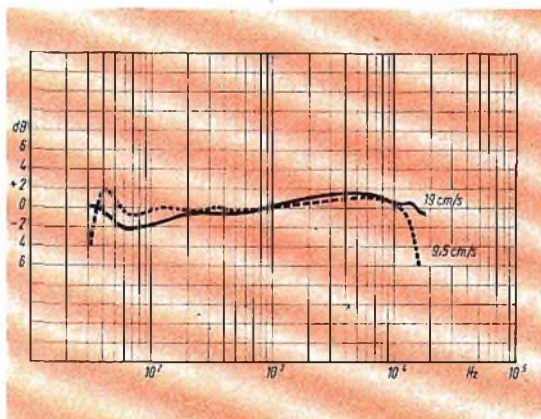


Fig. 9 - Lettura del nastro normalizzato tipo BASF LGS 52.

Frequenza dell'oscillatore per la cancellazione e premagnetizzazione:

55 kHz

Compensazione in fig. 7.

### 3.2 - Preamplificatore ascolto

Risposta del nastro inciso a norma DIN 45513:

9,5 cm/s 35-14000 Hz  $\pm$  2 dB

19 cm/s 30-18000 Hz  $\pm$  2 dB

Tensione in ingresso a 1 kHz per 50 mV di uscita:

$\approx$  0,15 mV

Tensione d'uscita leggendo sul nastro campione il livello di riferimento:

$\approx$  0,3 V

Massima tensione possibile in uscita (prima della saturazione):

$\approx$  7 V

Impedenza d'ingresso:

$\approx$  50 k $\Omega$

Impedenza d'uscita:

$\approx$  20 k $\Omega$

Compensazione in fig. 8.

### 3.3 - Amplificatore di potenza

Potenza di uscita:

$\approx$  4 W

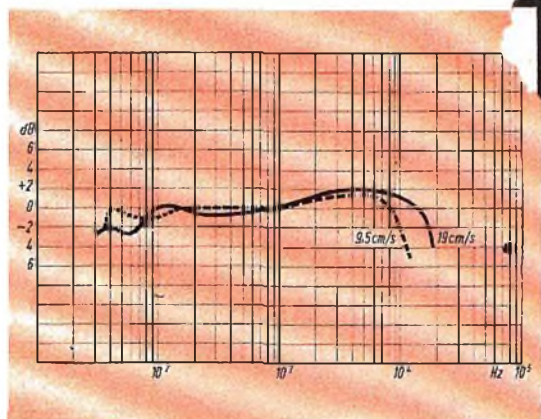


Fig. 10 - Risposta completa registrazione-ascolto.

Impedenza di uscita:

$\approx$  8  $\Omega$

Tensione d'ingresso (per 4 W):

$\approx$  50 mV

Impedenza d'ingresso:

$\approx$  50 k $\Omega$

Distorsione a 100, 1000 e 10000 Hz (inizio saturazione):

$<$  0,5%

Banda passante a  $-3$  dB:

$=$  30 - 25000 Hz

Assorbimento a  $P_v = 4$  W:

$=$  0,3 A

Nelle figure 9, 10 e 11 sono riportate rispettivamente: la curva di risposta del nastro inciso a norma DIN45513, la risposta completa di registrazione/ascolto ed un esempio di realizzazione a 4 piste.

## APPENDICE

### Verifica della stabilità in c.c.

A titolo di esempio viene esaminato il circuito di fig. 3. Tale verifica consiste nel valutare la variazione di tensione sul collettore di  $T_3$  causata dal solo  $\Delta \beta$  di  $T_1$ . Viene considerato solo questo poiché, se le variazioni provocate rientrassero nei limiti accettabili, il contributo delle variazioni provocate dai successivi transistor, risulterebbe di valore irrilevante e quindi trascurabile.

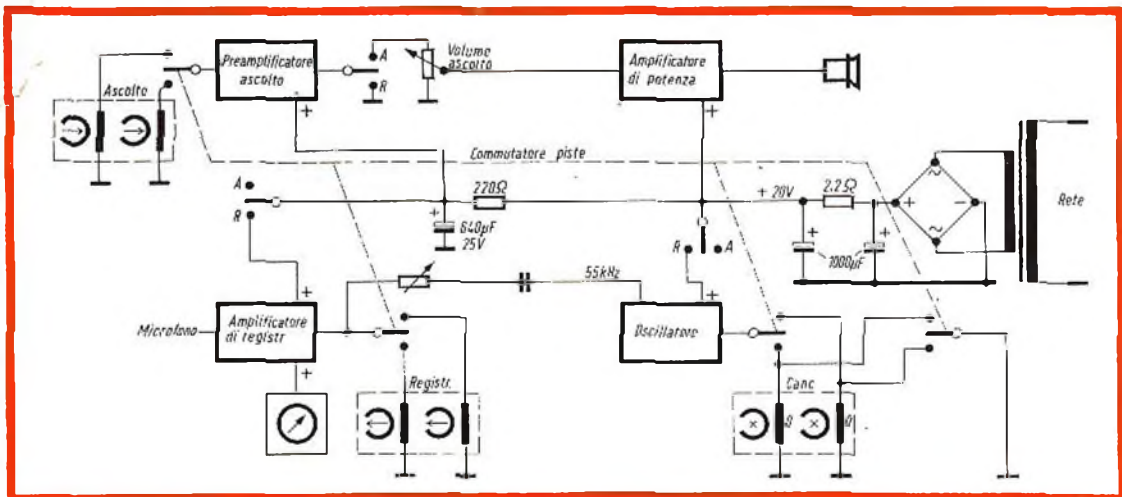


Fig. 11 - Esempio per la realizzazione di un sistema a 4 piste.

La produzione assicura i transistor con dispersione di guadagno che vanno, rispetto il valore medio, da 1 : 2, sia in aumento che in diminuzione. Questi saranno i valori utilizzati nel calcolo.

Nell'esaminare il circuito di fig. 3 si suppone di collegare la resistenza di reazione  $R_f$  ad un potenziale fisso pari al valore di  $V_A$  (fig. 12). Successivamente si valuta quale  $\Delta V_A$  provocherebbe un  $\Delta I_{C1}$  in assenza di reazione e con reazione.

	$T_1$	$T_2$	$T_3$
$I_E =$	60	80	300 $\mu A$
$r_e = \frac{KT/q}{I_E} = \frac{25}{I_E} =$	420	310	83 $\Omega$
$R_E =$	470	635	850 $\Omega$
$R_L =$	220	180	22 k $\Omega$
$\beta_{med.} \text{ a } I_C = 100 \mu A \approx$	300	150	150
$R_{in} = \beta_{med.} (R_E + r_e) \approx$	270	140	140 k $\Omega$
$\Delta I_{C1} \approx$	30 ÷ 120 $\mu A$ (*)		

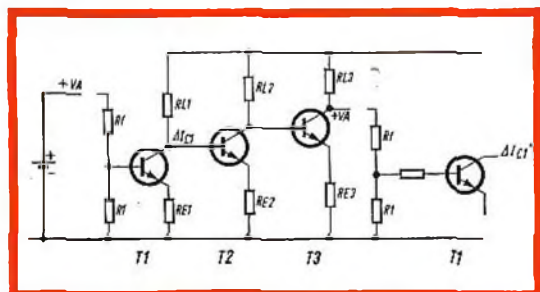


Fig. 12 - Circuito per la verifica della stabilità in c.c.

Da questi valori si possono ricavare con buona approssimazione:

$$\frac{\Delta I_{C1}}{2} \cdot \beta_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \beta_3 \cdot R_{L3} \cdot \frac{n}{R_{in1}} \cdot \beta_1 = \Delta I_{C1}'$$

in cui  $n$  rappresenta il rapporto  $R_1/R_f$ .

Quindi il fattore  $T$  sarà

$$T \approx \beta_1 \beta_2 \beta_3 \cdot \frac{n}{4} \cdot \frac{R_{L3}}{R_{in1}} =$$

$$= 3 \cdot 10^2 \cdot 1,5^2 \cdot 10^4 \cdot \frac{0,069}{4} \cdot \frac{22 \cdot 10^3}{270 \cdot 10^3} = 9500$$

Il  $\Delta V_A$  in assenza di reazione sarebbe

$$\Delta V_A = \frac{\Delta I_{C1} \cdot \beta_2 \cdot \beta_3}{4} \cdot R_{L3} =$$

$$= \frac{9 \cdot 10^5 \cdot 1,5^2 \cdot 10^4}{4} \cdot 2,2 \cdot 10^4 = 11200 \text{ V}$$

con reazione viene ridotto a

$$\Delta V_A' = \frac{\Delta V_A}{1 + T} \approx \frac{11200}{9500} = 1,18 \text{ V}$$

Vale a dire che attorno al valore centrale (+ 11 V) si potranno avere circa  $\pm 0,6 \text{ V}$  di variazione.

(\*) Le variazioni effettive di corrente nel primo stadio provocate dalla dispersione di  $\beta$  sono inferiori ai valori indicati a causa della controreazione locale dovuta a  $R_{E1}$ .

# 25 watt AMPLIFICATORE ALTA FEDELITÀ

**BASSA  
FREQUENZA**

Vengono descritte le caratteristiche di un amplificatore da 25 W, HI-FI completamente equipaggiato con transistor al silicio. In uscita i transistor BD123 vengono impiegati in push-pull e pilotati da due transistor con polarità complementare BFY50 (NPN) e 2N2904A (PNP). Un transistor NPN (BC147) viene inoltre impiegato come pilota funzionante in classe A mentre lo stadio d'entrata è realizzato con un altro transistor PNP (BC186).

**I**l circuito completo è riportato in fig. 3. Lo stadio di potenza, nel quale vengono impiegati i transistor BD123, e quello pilota, equipaggiato con transistor complementari BFY50 e 2N2904A, costituiscono nell'insieme un gruppo finale « single-ended quasi complementare » funzionante in controfase.

Le elevate frequenze di taglio di questi transistor hanno richiesto l'adozione di particolari accorgimenti circuitali, quali ad esempio la disposizione del gruppo  $C_7 R_{17}$  in parallelo all'altoparlante; esso provvede infatti a mantenere un carico pressoché costante quando, con l'aumentare della frequenza, l'impedenza dell'altoparlante tende ad aumentare.

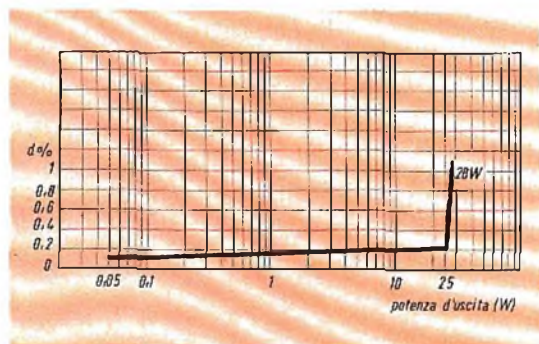


Fig. 1 - Curva di distorsione armonica totale a 25 W alla frequenza di 1 kHz.

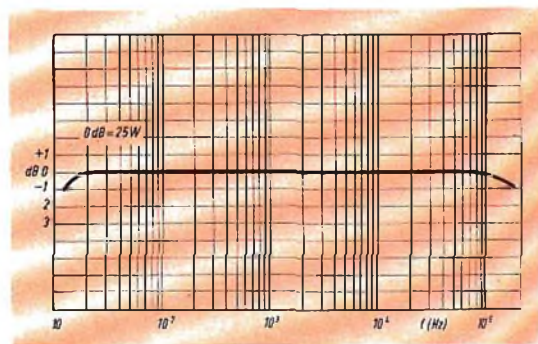


Fig. 2 - Curva di banda passante a  $-1$  dB.

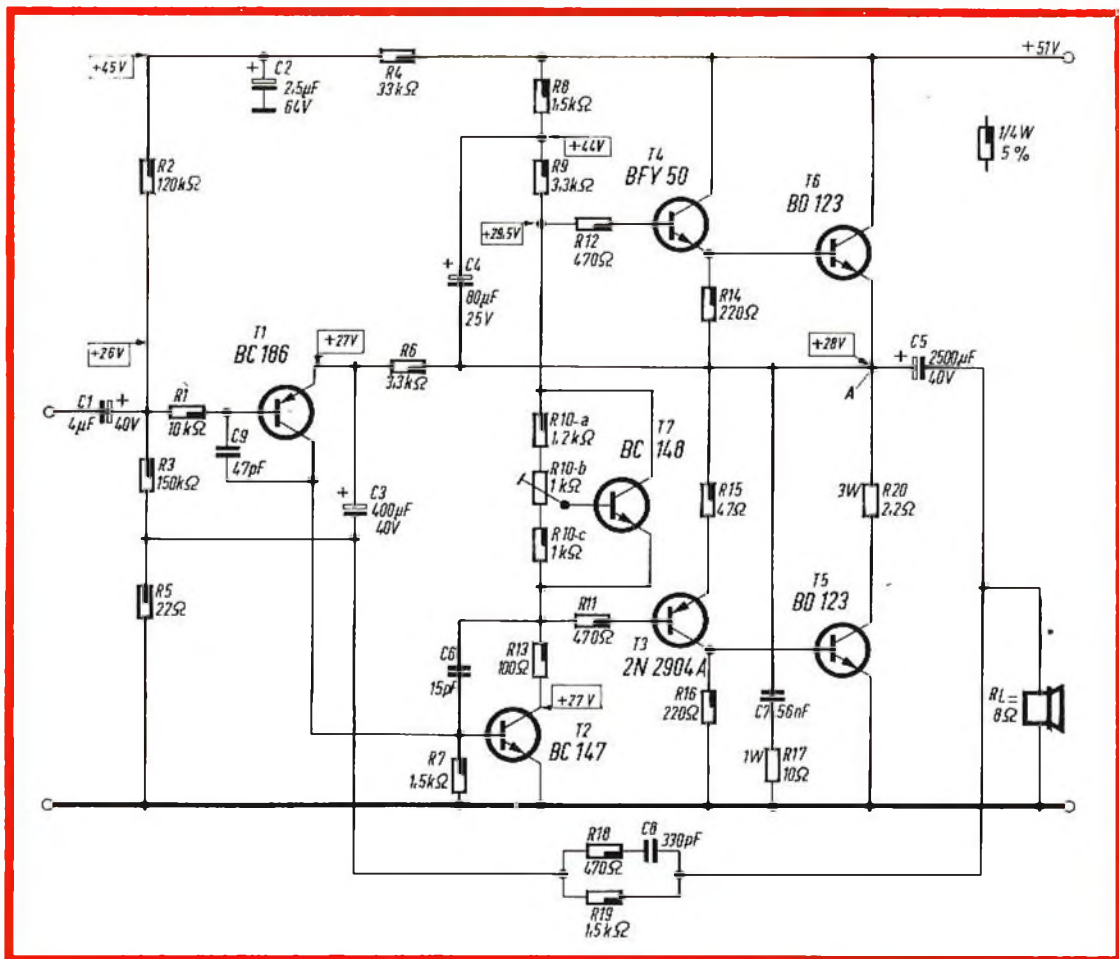


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 25 W, Hi-Fi.

## COMPONENTI

### Resistenze

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_5 = 22 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_6 = 3,3 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_7 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%

$R_8 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{10, a-b-c} = 1,2 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega$   
 $R_{11} = 470 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{12} = 470 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{13} = 100 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{14} = 220 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%

$R_{15} = 47 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{16} = 220 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{17} = 10 \Omega$ , 1 W 5%  
 $R_{18} = 470 \Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{19} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $\frac{1}{4} \text{ W}$  5%  
 $R_{20} = 2,2 \Omega$ , 3 W 5%  
 $R_L = 8 \Omega$

### Capacità

$C_1 = 4 \mu\text{F}$ , 40 V  
 $C_2 = 2,5 \mu\text{F}$ , 64 V  
 $C_3 = 400 \mu\text{F}$ , 40 V  
 $C_4 = 80 \mu\text{F}$ , 25 V  
 $C_5 = 2500 \mu\text{F}$ , 40 V

$C_6 = 15 \text{ pF}$   
 $C_7 = 56 \text{ nF}$   
 $C_8 = 330 \text{ pF}$   
 $C_9 = 47 \text{ pF}$

### Transistor

$T_1 = \text{BC 186}$   
 $T_2 = \text{BC 147}$   
 $T_3 = 2 \text{ N 2904 A}$   
 $T_4 = \text{BFY 50}$   
 $T_5 = \text{BD 123}$

$T_6 = \text{BD 123}$   
 $T_7 = \text{BC 148}$

Il transistor pilota  $T_2$  (BC147) deve poter sopportare una tensione  $V_{CEr}$  (con  $R_b = 1,5 \text{ k}\Omega$ ) di almeno 60 V e deve quindi essere selezionato in tal senso. Il transistor  $T_7$  (BC148) viene usato per la regolazione e la stabilizzazione della corrente di riposo dei complementari ( $T_3$  e  $T_6$ ), al variare della temperatura ambiente.

Nello stadio preamplificatore, l'impiego di un transistor PNP ( $T_1$ ) consente di applicare una energica reazione in c.c. sull'intera catena amplificatrice e mantenere così costante il potenziale del punto A al variare sia dei parametri dei transistor che delle condizioni ambientali di funzionamento.

### Potenza dissipata nei transistor

Il transistor più sollecitato termicamente è  $T_5$  (circa 10 W con tensione di alimentazione di 51 V  $\pm 10\%$ ).

Tale potenza deve essere trasmessa all'ambiente tramite una piastra in alluminio di almeno 65 mm<sup>2</sup> (spessore 2 mm). Con  $T_5$  e  $T_6$  montati, tramite l'apposita rondella di mica (tipo 56201), su un'unica piastra in alluminio di 162 cm<sup>2</sup> (9 x 18), l'amplificatore è in grado di funzionare stabilmente fino ad una temperatura ambiente di 45 °C. Con questo tipo di montaggio, alla temperatura ambiente di 25 °C, con tensione costante di alimentazione di 51 V e con un segnale sinusoidale di 100 Hz continuo, la temperatura sull'involucro del transistor  $T_5$  è risultata 80 °C circa (a  $P_{cmax}$ ).

Tutti gli altri transistor non richiedono l'impiego di radiatori addizionali se la temperatura ambiente non supera i 45 °C.

### Caratteristiche

Tensione nominale di alimentazione : 51 V

Tensione massima raggiungibile con un semplice rettificatore a due semionde ed una capacità di filtro di 2500  $\mu\text{F}$  : 60 V senza segnale

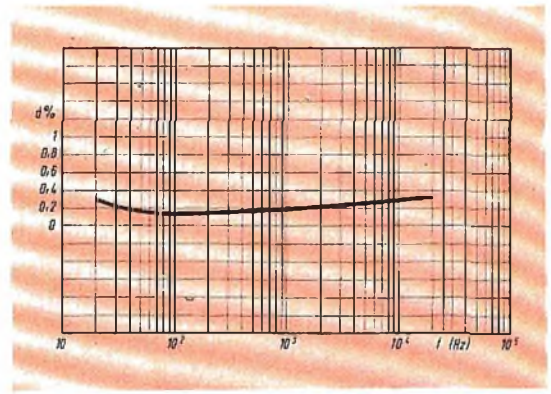


Fig. 4 - Curva di distorsione in funzione della frequenza a 25 W.

Corrente di collettore nominale nei transistor:

$I_{T1}$  : 0,4 mA

$I_{T2}$  : 4,5 mA

$I_{T3-T4}$  : 3,8 mA

$I_{T5-T6}$  : 40 mA

La corrente nella coppia  $T_5$ - $T_6$  va regolata mediante  $R_{10b}$ . È importante applicare la tensione di alimentazione con il cursore di  $R_{10b}$  verso  $R_{10a}$  e regolare successivamente la corrente dei finali a 40 mA (in assenza di segnale).

— Potenza d'uscita:  
25 W su un carico di 8  $\Omega$  e 28 W con

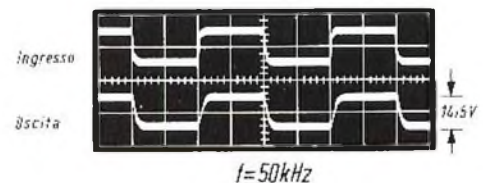
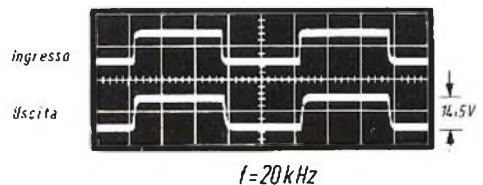
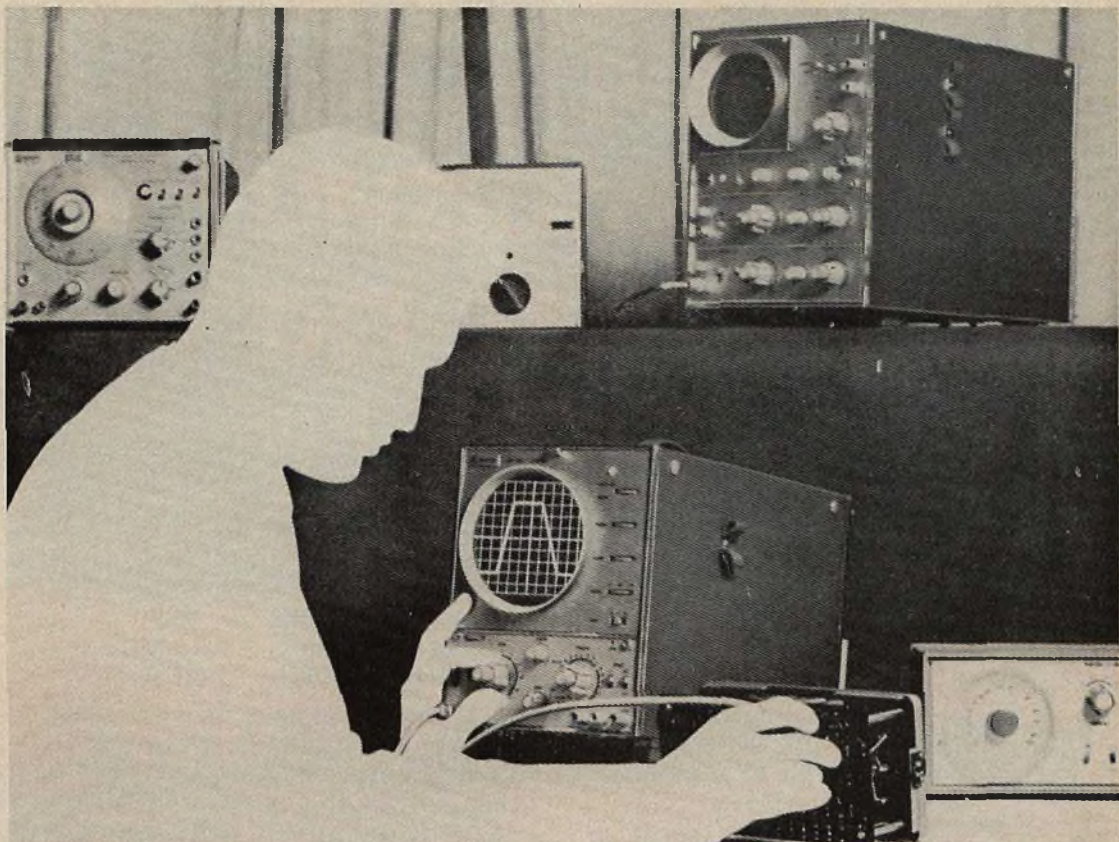


Fig. 5 - Risposta dell'amplificatore alle onde quadre.





## Equipaggiatevi con uno di questi due oscilloscopi versatili da 10 MHz ...sono ad alta sensibilità e portatili

Questi oscilloscopi soddisfano le esigenze di impiego aria, mare, terra. La frequenza di alimentazione può variare da 40 a 400 Hz e il basso consumo permette l'impiego lontano dalle reti di alimentazione mediante convertitori CC/CA. L'utilizzazione di elementi allo stato solido assicura un elevato grado di allidamento e versatilità di impiego nelle più disparate condizioni di lavoro.

Scegliete lo strumento secondo le Vostre esigenze!

Il PM 3221 è uno oscilloscopio con schermo da 13 cm, superficie utile 10 x 8 cm,

linea di ritardo incorporata, utilissima per applicazioni impulsive e calcolatori. La sensibilità è di 10 mV/cm dalla CC, a 10 MHz o 1 mV/cm dalla CC, a 2 MHz. La sincronizzazione è automatica o con controllo manuale, di livello fino a 10 MHz.

Il PM 3230 è uno oscilloscopio a doppio raggio con speciale tubo a raggi catodici «Side by Side» che permette una completa scansione su tutto lo schermo. La sensibilità è di 20 mV/div dalla CC, a 10 MHz o 2 mV/div dalla CC, a 2 MHz. La sincronizzazione è molto stabile e di facile regolazione.

A richiesta saremo lieti di inviarVi le caratteristiche tecniche particolareggiate.

**Illustrazione: (sotto) PM 3221, (sopra) PM 3230**

Questi strumenti fanno parte di una vasta gamma di apparecchi elettronici di misura comprendente oscilloscopi, volmetri, generatori, analizzatori di transistori ed altri apparecchi di controllo la cui vendita ed assistenza è assicurata dall'organizzazione mondiale Philips.

Chiedeteci il catalogo generale degli apparecchi elettronici di misura.



PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA  
Piazza IV Novembre, 3  
MILANO - Tel. 6994 (Int. 243)

**PHILIPS**  
**OSCILLOSCOPI**



per testina piezoelettrica è basato sul fatto che tale fonorivelatore può essere considerato come un generatore di tensione con in serie un condensatore di circa 1000 pF. Caricando quest'ultimo con una resistenza di basso valore (10 k $\Omega$ ), si ottiene ai capi di essa una tensione proporzionale alla frequenza e crescente quindi di 6 dB/ottava; vale a dire che essa presenta un andamento del tutto analogo alla tensione d'uscita di una testina magnetica. È chiaro quindi che la stessa compensazione può servire sia per la testina magnetica che per la piezoelettrica.

Oltre all'ingresso separato (v. fig. 6), tale sistema offre la possibilità di intercambiare le testine su un unico giradischi, usufruendo dello stesso ingresso della magnetica. Naturalmente il partitore 10 k $\Omega$  + 1 k $\Omega$  va montato, in questo caso, direttamente nell'astuccio della testina piezoelettrica.

Gli altri ingressi sono a guadagno lineare ed in numero variabile a seconda delle necessità.

In uscita è previsto un controllo di bilanciamento per la versione stereo. Ovviamente tale potenziometro, che dovrà essere doppio, andrà collegato incrociato in modo che l'aumento di guadagno in un canale corrisponda ad una diminuzione nell'altro.

## Caratteristiche

Tensioni d'ingresso per un'uscita di 0,3 V (100 Hz) su un carico di 100 k $\Omega$  e con potenziometro di bilanciamento a metà corsa:

— magnetica	3 mV
— piezoelettrica	30 mV
— radio basso livello	20 mV
— radio alto livello	200 mV

Tensioni massime d'ingresso a 1000 Hz (con l'uso del potenziometro di volume):

— magnetica	$\approx$ 100 mV
— piezoelettrica	$\approx$ 1 V
— radio basso livello	$\approx$ 0,7 V
— radio alto livello	$\approx$ 7 V

Impedenza d'ingresso a 1000 Hz:

— magnetica	$\approx$ 50 k $\Omega$
— piezoelettrica	$\approx$ 11 k $\Omega$
— radio basso livello	$\approx$ 70 k $\Omega$
— radio alto livello	$\approx$ 0,7 M $\Omega$

Distorsione a 1000 Hz < 0,1 %

Rapporto segnale-disturbo con volume al massimo e toni lineari (riferito a 0,3 V d'uscita)

> 60 dB su tutti gli ingressi

In fig. 7 sono riportate le curve di regolazione dei toni.

Tensione di alimentazione

20 V

Assorbimento

8 mA

**L**a Du Pont ha realizzato un nuovo tipo di nastro magnetico per registratori video, strumenti e calcolatori; esso si basa sull'uso, come mezzo magnetico, del diossido di cromo anziché del solito ossido di ferro.

Il nuovo nastro fornisce un'uscita più elevata con una risoluzione migliore, vantaggi che risultano dalla superiore forza magnetica del diossido di cromo e dalla forma particolare delle particelle magnetiche.

Il « Crolyn », questo è il nome del nuovo nastro, rende possibile l'effettuazione di registrazioni con tracce più strette ed anche una riduzione della velocità di trascinamento a parità di risultati con i tipi precedenti.

Per esempio la velocità di trascinamento in un registratore video di tipo elicoidale può essere ridotta quasi alla metà, pur garantendo immagini di ottima qualità, con un rapporto segnale/disturbo molto elevato.

Tutti questi vantaggi di ordine tecnico si ripercuoteranno immediatamente anche sul piano commerciale, dato che, registrando a minore velocità, si può realizzare una notevole economia di nastro.



# PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEI TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Parte I

Riportiamo in questo articolo il principio di funzionamento dei transistor unigiunzione che si stanno affermando rapidamente per le loro particolari caratteristiche. Nel corso dell'articolo riportiamo anche tutta la serie dei loro parametri essenziali.

**Q**uesto nuovo tipo di transistor ha anch'esso, come i tipi tradizionali, tre elettrodi di uscita ma le sue caratteristiche sono notevolmente diverse da quelle dei transistor classici a due giunzioni. Le particolarità più importanti dei transistor unigiunzione sono le seguenti:

- 1) tensione  $V_p$  di sganciamento stabile, essendo questa tensione una frazione fissa di quella che è applicata fra le due basi;
- 2) corrente  $I_p$  molto bassa durante la conduzione;
- 3) resistenza negativa uniforme e stabile con la temperatura.

I transistor unigiunzione, grazie alle loro particolari caratteristiche, possono essere vantaggiosamente impiegati su circuiti oscillatori, circuiti di temporizzazione, circuiti di comando per tensione o corrente,

circuiti con raddrizzatori controllati al silicio e circuiti bistabili.

## Principio di funzionamento

Il simbolo del transistor unigiunzione è indicato in fig. 1 e il suo circuito equivalente semplificato in fig. 2. Un transistor unigiunzione è composto essenzialmente

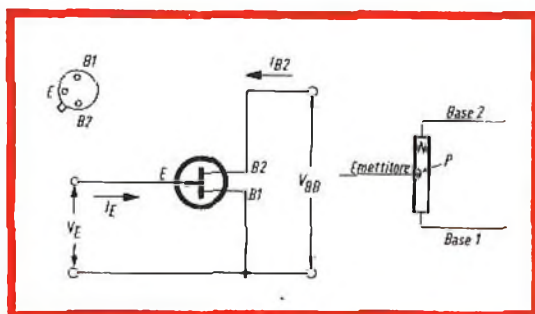


Fig. 1 - Simbolo del transistor unigiunzione.

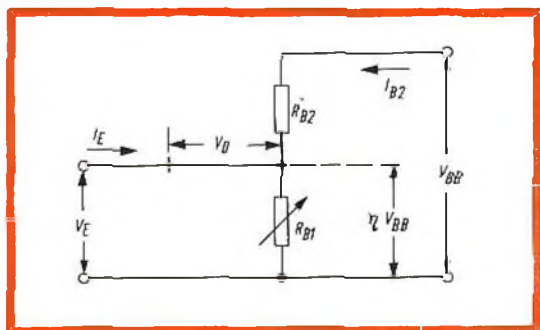


Fig. 2 - Circuito equivalente del transistor unigiunzione.

da una barretta di silicio tipo N, con i due collegamenti delle basi che partono dalle due estremità, e di una zona P posta su un lato.

$R_{B2}$  e  $R_{B1}$  rappresentano le resistenze fra le basi  $R_{BB}$ ; il valore di queste resistenze è compreso fra  $5 \text{ k}\Omega$  e  $10 \text{ k}\Omega$ . Questi valori stanno ad indicare la resistenza della barretta di silicio con i contatti ohmici alle due estremità, chiamate base n. 1

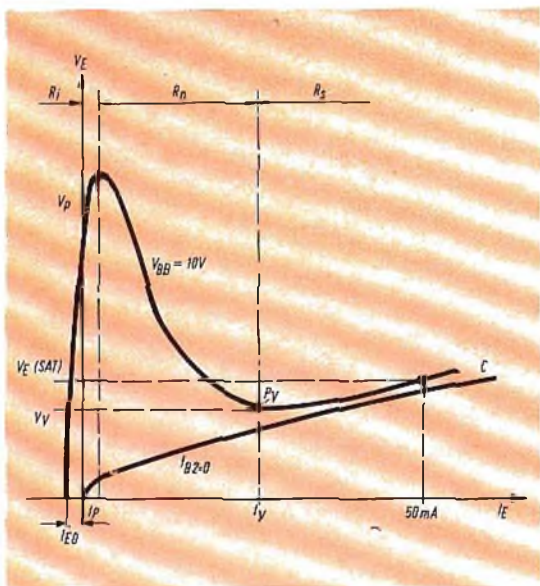


Fig. 3 - Curva caratteristica del transistor unigiunzione con le varie regioni di funzionamento.  $R_i$  = regione di interdizione,  $R_n$  = regione di resistenza negativa,  $R_s$  = regione di saturazione;  $V_E$  = tensione di emettitore,  $V_p$  = punto di cresta,  $V_v$  = punto di valle,  $C$  = caratteristica diodo emettitore-base 1,  $I_E$  = corrente di emettitore.

( $B_1$ ) e base n. 2 ( $B_2$ ). L'altro contatto, chiamato emettitore E è disposto fra le due basi.

Il diodo del circuito equivalente semplificato di fig. 2 rappresenta il diodo dell'emettitore del transistor unigiunzione. Durante un ciclo di funzionamento normale, la base n. 1 è da considerarsi una massa mentre sulla base n. 2 viene applicata una tensione di polarizzazione positiva  $V_{BB}$ . Quando non vi è corrente di emettitore, la barretta di silicio agisce come un partitore di tensione (fig. 2) e sull'emettitore si avrà una frazione  $\eta$  della tensione  $V_{BB}$ . Se la tensione di emettitore  $V_E$  è inferiore a  $\eta V_{BB}$ , l'emettitore è polarizzato in senso inverso e si produce una sola corrente di fuga di emettitore di valore molto basso. Se  $V_E$  diventa più elevata di  $\eta V_{BB}$  l'emettitore è polarizzato in senso diretto e si produce in questo caso una corrente di emettitore. Questa corrente è dovuta a delle cavità praticate nella barretta di silicio che si dispongono dall'emettitore alla base n. 1, questo porta un aumento ad un numero uguale di elettroni nella regione emettitore-base n. 1. Ne risulta una diminuzione della resistenza fra emettitore e base n. 1, tale che quando la corrente di emettitore cresce, la tensione di emettitore diminuisce (caratteristica di resistenza negativa, fig. 3).

Consideriamo ora sulle curve di fig. 3 due punti importanti e cioè il punto di cresta e il punto di valle. La regione a sinistra del punto di cresta è chiamata regione di interdizione, che corrisponde alla polarizzazione inversa di emettitore e a bassa corrente. La regione fra il punto di cresta e il punto di valle è chiamata regione di resistenza negativa. La regione a destra del punto di valle è la regione di saturazione in cui la resistenza dinamica è positiva.

Il campo elettrico che esiste fra i contatti delle basi 2 e 1 è tale che la maggioranza delle cavità all'emettitore si dirige verso il contatto di base 1. La resistenza  $R_{B2}$  ha un valore inferiore a quello di  $R_{B1}$  a causa della direzione del campo. Questa caratteristica viene rilevata misurando la corrente di base 2 per dei valori determinati di corrente di emettitore e

TABELLA 1

$I_E$ (mA)	$R_{B1}$ ( $\Omega$ )
0	4.600
1	2.000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

di tensione fra le basi. Questo parametro è definito dal simbolo  $I_{B2 (MOD)}$ . In fig. 4 viene riportata la curva caratteristica statica risultante. Si deve notare che in numerose applicazioni, si sviluppa fra la base 2 e l'emettitore una potenza di cresta notevole ed è quindi necessario impiegare una resistenza di limitazione di corrente in serie con la base n. 2.

La resistenza  $R_{B1}$  varia con la corrente di emettitore come indicato nella tabella 1 (transistor 2N492).

**PARAMETRI PRINCIPALI**

**Resistenza fra le basi  $R_{BB}$**

È la resistenza misurata fra le basi 1 e 2 con l'emettitore a circuito aperto. Essa può essere misurata con un ohmmetro classico o un ponte se la tensione applicata è inferiore o uguale a 5 V.

Il valore di questa resistenza aumenta con l'aumentare della temperatura di un valore pari all'8% per °C.

**Rapporto  $\eta$**

Questo parametro è definito dalla tensione del punto di cresta  $V_p$  per mezzo della relazione:

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D$$

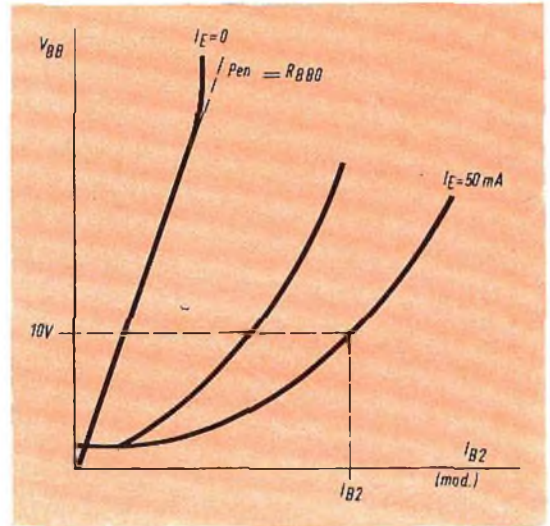


Fig. 4 - Curve caratteristiche statiche.  $V_{BB}$  = tensione fra le basi.

$V_D$  è la caduta di tensione ai capi del diodo di emettitore con una corrente diretta uguale alla corrente del punto di cresta. La tensione  $V_D$  varia da 0,4 a 0,67 V a seconda che il transistor sia del tipo a barretta o a cubo. In fig. 5 riportiamo lo schema di un circuito che permette di misurare il parametro  $\eta$ .

Nel suddetto circuito il transistor ungiunzione e la rete R<sub>1</sub> - C<sub>1</sub> costituiscono un oscillatore a rilascio mentre gli altri componenti del circuito servono per la rivelazione della tensione di picco; il diodo serve alla diminuzione della tensione  $V_D$ .

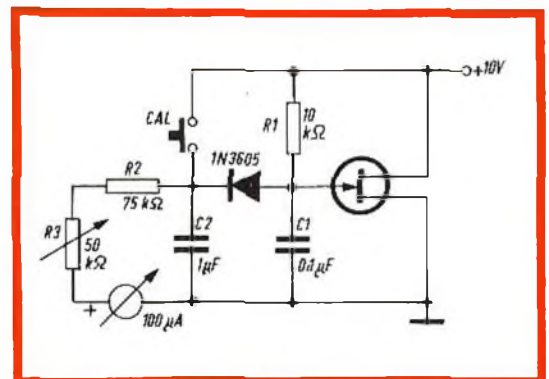


Fig. 5 - Circuito per la misura del parametro  $\eta$ .

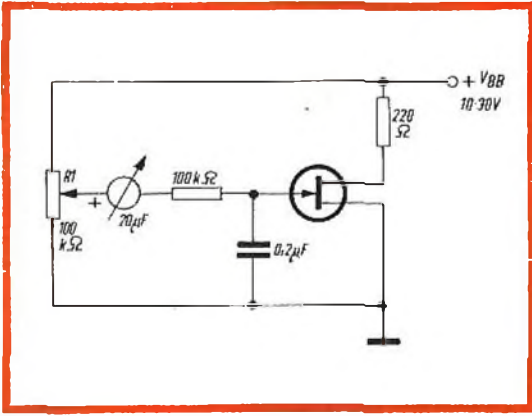


Fig. 6 - Circuito per la misura della corrente  $I_p$ .

Premendo il pulsante si mette in azione il circuito, poi si regola  $R_1$  per ottenere la esatta regolazione dell'apparecchio di misura. A questo punto si rilascia il pulsante e si legge direttamente il valore di  $\eta$  sul quadrante dello strumento.

### Corrente del punto di cresta ( $I_p$ )

Questa è la corrente di emettitore nel punto di cresta. Essa rappresenta la corrente minima necessaria per sganciare il transistor unigiunzione o per ottenere l'oscillazione nel circuito di rilascio.

La corrente  $I_p$  è inversamente proporzionale alla tensione fra le basi. Il circuito riportato in fig. 6 permette di misurare la corrente  $I_p$ . La resistenza del potenziometro  $R_1$  viene aumentata lentamente fino a quando il transistor unigiunzione diventa conduttore; questa condizione viene resa evidente da un repentino spostamento e da una oscillazione dell'indice dello strumento di misura. La lettura della corrente esatta, prima di questa oscillazione, corrisponde alla corrente del punto di cresta.

### Tensione di emettitore nel punto di cresta

Questa tensione dipende dalla tensione fra le basi come indicato al punto riguar-

dante il rapporto  $\eta$ . La tensione  $V_p$  diminuisce all'aumentare della temperatura a causa della variazione della tensione  $V_D$ . La  $V_p$  può essere stabilizzata grazie a una piccola resistenza collegata in serie alla base n. 2.

### Tensione di saturazione di emettitore ( $V_{E\ sat}$ )

Questo parametro indica la caduta di tensione in senso diretto fra emettitore e base 1 nella regione di saturazione. Essa è misurata con una corrente di emettitore di 50 mA e con una tensione fra le basi di 10 V.

### Corrente modulata fra le basi ( $I_{B2\ mod}$ )

Questo parametro indica il guadagno effettivo fra emettitore e base 2.

### Corrente inversa di emettitore ( $I_{Eo}$ )

La corrente inversa di emettitore è misurata con una tensione applicata fra base 2 ed emettitore, il circuito di base 1 è aperto. La corrente inversa varia in funzione della temperatura come la  $I_{co}$  di un transistor classico.

### Tensione di valle ( $V_v$ )

È la tensione di emettitore nel punto di valle. La tensione di valle aumenta con l'aumentare della tensione fra le basi; il valore di questa tensione diminuisce se viene misurata con la resistenza in serie alla base 2 e aumenta se viene misurata con la resistenza in serie con la base 1.

### Corrente di valle ( $I_v$ )

È la corrente di emettitore nel punto di valle. Questa corrente aumenta quando la tensione fra le basi cresce e diminuisce quando viene misurata con la resistenza in serie alla base 1 o alla base 2.

# PROVA TRANSISTOR SPERIMENTALE

Si descrivono due semplici circuiti che permettono di provare il funzionamento dei semiconduttori e che pensiamo possano essere di valido aiuto a tutti coloro che nel loro lavoro impiegano tali componenti. I circuiti descritti impiegano solamente resistenze e commutatori, quindi non hanno alcun bisogno di taratura.

**C**on l'impiego sempre più frequente dei transistor nei circuiti elettronici, negli apparecchi radio e televisivi e negli altri elettrodomestici di uso corrente, si è presentata la necessità, per i riparatori, di poter verificare il funzionamento di questi elementi. Riportiamo a questo scopo la descrizione di due semplici circuiti adatti allo scopo.

Desideriamo innanzitutto ricordare che un transistor deve avere un guadagno di corrente molto elevato (di questo ne parleremo più avanti) e, al contrario, una corrente di fuga molto bassa.

In un transistor alimentato in modo normale e con la base non collegata, non si dovrebbe avere, in teoria, alcuna corrente di fuga nel circuito di collettore. In pratica però si ha sempre una piccola corrente di fuga, il cui valore deve essere proporzionale alla potenza del transistor.

Questo perché un transistor di grande potenza presenta di solito una corrente di fuga maggiore di quella di un transistor di bassa potenza.

## Primo provatransistor

Riportiamo in fig. 1 a titolo indicativo, lo schema di un dispositivo di grande semplicità. Come si può vedere il circuito è valido solo per provare transistor P-N-P, mentre per i tipi N-P-N è necessario aggiungere un commutatore che inverta la polarità delle pile e dello strumento.

Per prima cosa si mette il commutatore sulla posizione « guadagno », poi si alimenta la base e si ruota il cursore del potenziometro a sinistra nella zona « guadagno elevato ». Fatto ciò, si ruota il cursore del potenziometro fino ad avere la massima deviazione dell'indice dello strumento. Si può così constatare, secondo la

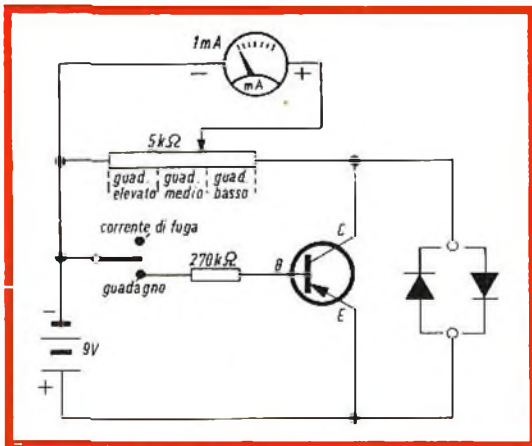


Fig. 1 - Modello di provatransistor molto semplice. Il potenziometro da 5 kΩ lineare serve per la taratura.

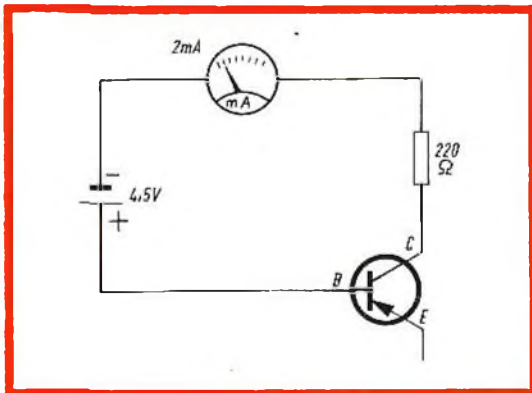


Fig. 2 - Circuito per la misura della corrente collettore-base.

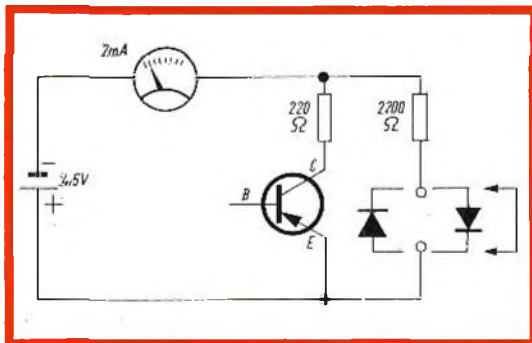


Fig. 3 - Circuito per la misura della corrente di fuga collettore-emettitore. Prova dei diodi - Verifica dello stato della pila.

posizione del cursore, se il guadagno del transistor in prova è grande, medio o piccolo.

Dopo questa operazione si mette il commutatore nella posizione « corrente di fuga », ciò facendo si toglie l'alimentazione dal circuito di base. Se il transistor in prova è in buone condizioni, l'indice dello strumento deve tornare a zero. La posizione dell'indice rappresenta il valore della corrente di fuga, che deve essere più bassa possibile. Nel caso di un transistor difettoso si può constatare che l'indice dello strumento si sposta in modo impercettibile. Questo apparecchio permette di verificare anche i diodi. Caratteristica intrinseca di un diodo è quella di avere in un senso di conduzione una resistenza molto bassa e nell'altro una resistenza di valore elevato.

Per la prova di un diodo, si deve effettuare il collegamento in senso diretto in modo da avere un valore di resistenza molto basso. Ruotando la manopola di taratura si porta l'indice dello strumento a fondo scala.

Si inverte in seguito il collegamento del diodo, se questo è in buono stato la corrente indicata deve essere molto bassa, praticamente vicina a zero.

Questo apparecchio può rendere un buon servizio per i normali impieghi pratici. Esso non consente la misura del componente in prova, ma indica se esso è in buone condizioni o se è guasto.

Il secondo modello è più elaborato e più completo.

### Secondo provatransistor

Questo secondo provatransistor può essere montato in un contenitore metallico avente le dimensioni di 20 x 18 x 6 cm. Grazie ad un commutatore si possono provare sia transistor PNP che NPN. Il montaggio è adatto alla prova di diodi, transistor normali e di potenza. Per transistor di potenza si intendono quei transistor che possono dissipare anche diversi watt. Allo scopo di chiarire meglio il funzionamento, si è spezzato lo schema completo in schemi parziali, ciascuno di essi caratterizza la prova o la misura che si effettua sul transistor.

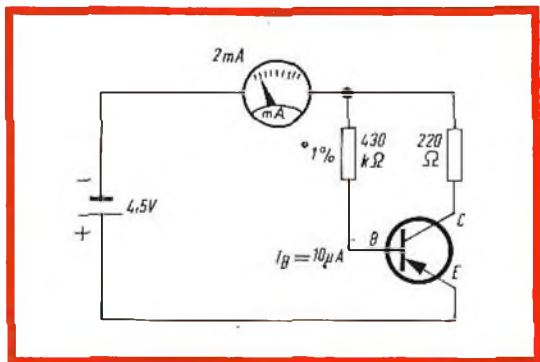


Fig. 4 - Circuito per la misura del guadagno per una corrente di base, di  $10 \mu\text{A}$ .

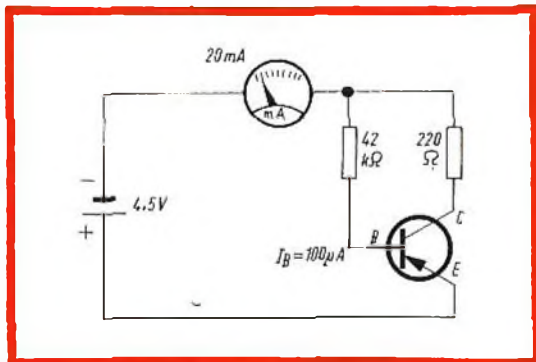


Fig. 5 - Circuito per la misura del guadagno per una corrente di base di  $100 \mu\text{A}$ .

### Prima prova - Fig. 2

L'emettitore non è collegato. Si constata lo stato della giunzione collettore-base. Il valore della corrente che si stabilisce nel circuito è riportato nelle note dei costruttori con il simbolo  $I_{cbo}$ .

Questa corrente deve essere assolutamente trascurabile, dell'ordine del microampere. Praticamente, l'indice del milliamperometro non deve muoversi.

### Seconda prova - Fig. 3

La base non è collegata, si misura la corrente di fuga emettitore-collettore; questa spesso è di valore elevato. La cattiva qualità di un transistor può essere determinata dal valore troppo elevato di questa corrente. Per dei transistor RF e VHF, questa corrente di fuga deve essere praticamente nulla o trascurabile. Per dei transistor di bassa frequenza e con forte guadagno, essa può essere di valore più elevato, senza che per questo l'elemento sia difettoso.

La corrente di fuga è indicata con il simbolo  $I_{ceo}$ . Per i transistor di alta frequenza tipo AF115, AF117, AF118, AFY19, OC44, OC45, questa corrente è dell'ordine di  $10 \mu\text{A}$ , quindi praticamente trascurabile.

Per dei transistor di bassa frequenza come gli OC75, OC76, OC74, OC80, AC125, AC128, AC126, la corrente osservata è dell'ordine di  $200 \div 400 \mu\text{A}$ , per degli elementi in buono stato.

La verifica dei diodi si effettua su un circuito determinato, nel quale si trova una resistenza di sicurezza di  $2.200 \Omega$ . Per fare questa prova si può collegare il diodo nei due sensi di conduzione oppure lasciarlo fisso e agire sul commutatore PNP-NPN.

Mantenendo il commutatore in questa posizione si può verificare lo stato delle pile cortocircuitando i capi del diodo.

La pila si scarica unicamente sulla resistenza da  $2.200 \Omega$ , l'indice deve deviare a fondo.

### Terza prova - Fig. 4

La terza prova consiste nella misura del guadagno per una corrente di base di  $10 \mu\text{A}$ . La base è polarizzata da una resistenza di  $430 \text{k}\Omega$ . Se si tiene conto dello

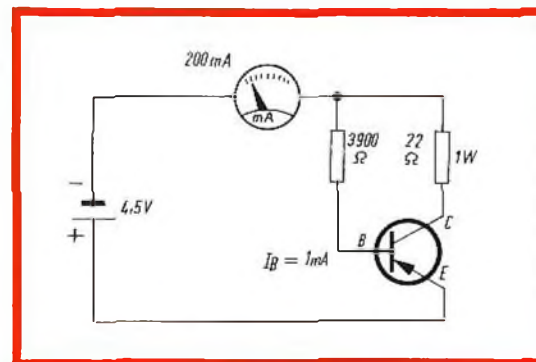


Fig. 6 - Circuito per la prova del transistor di potenza-corrente di base di  $1 \text{mA}$ .

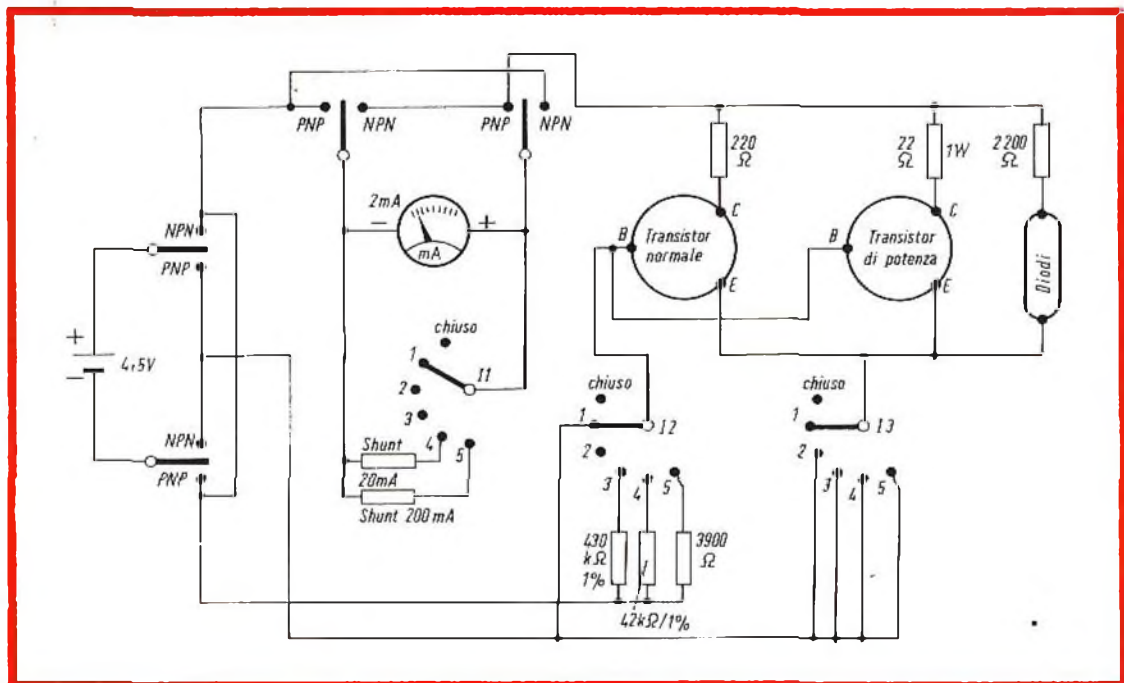


Fig. 7 - Schema completo del provatransistor.

spazio emettitore-base, si può verificare facilmente che nel circuito di base circola una corrente di  $10 \mu\text{A}$ .

Sullo strumento si rileva una corrente emettitore-collettore. Il guadagno è determinato dalla variazione della corrente di collettore rispetto alla corrente di base.

Facciamo un esempio.

Nella prova n. 2, base non collegata, la corrente di collettore è di  $100 \mu\text{A}$ . Nella prova n. 3, per una corrente di base di  $10 \mu\text{A}$  si ha una corrente di collettore di  $1 \text{ mA}$ . La variazione della corrente di collettore deve dunque essere di:

$$1.000 - 100 = 900 \mu\text{A}$$

e il guadagno è di:

$$\text{Guadagno} = \frac{I_{\text{collettore}}}{I_{\text{base}}} = \frac{900}{10} = 90$$

#### Quarta prova - Fig. 5

La quarta prova consiste nella misura del guadagno con una corrente di base

di  $100 \mu\text{A}$ . La base è polarizzata da una resistenza di  $42 \text{ k}\Omega$ , questa provoca nel suo circuito una corrente di base di  $100 \mu\text{A}$ .

In questa prova non è più necessario tener conto della corrente di fuga di cui si è parlato nella prova n. 2, infatti quest'ultima diventa trascurabile rispetto alla corrente di collettore che si ha per questa nuova polarizzazione.

In queste condizioni lo strumento dà la lettura diretta del guadagno.

#### Quinta prova - Fig. 6

La quinta prova consiste nella misura del guadagno con una corrente di base di  $1 \text{ mA}$ . Questa prova è destinata esclusivamente ai transistor di potenza, che ammettano almeno una corrente di collettore di  $200 \text{ mA}$ . La misura del guadagno si fa attraverso lettura diretta sul milliamperometro.

Si possono così verificare dei transistor come: OC26, AD140, OC80, 2N234 ecc.



La fig. 8 rappresenta lo schema completo del provatransistor. Su di esso si ritrovano facilmente gli schemi individuali delle figure precedenti. Le posizioni da 1 a 5 dei commutatori  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  corrispondono alle diverse prove, che noi abbiamo esaminato. In pratica questi tre commutatori sono comandati da un solo asse e quindi è opportuno mettere la manopola di comando sulla posizione 1 e poi spostarla fino a 5. Sulle posizioni 4 e 5, lo strumento di 2 mA viene automaticamente shuntato per diventare uno strumento da 20 a 200 mA.

Il commutatore PNP-NPN inverte il collegamento della pila e quello dello strumento. Anche questi commutatori sono comandati da una sola manopola. Ricordiamo che per i transistor di potenza, il contatto del collettore viene effettuato sul contenitore. Dunque, quando i terminali della base e dell'emettitore sono infilati nel supporto, si deve fare appoggiare il contenitore contro le viti.

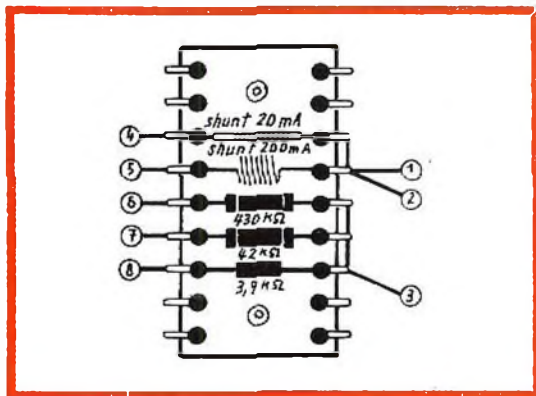


Fig. 9 - Cablaggio della piastrina con i componenti.

È evidente che per rendersi conto dello stato dei transistor in prova, si devono confrontare le indicazioni e le cifre date dal provatransistor con quelle date dal fabbricante nelle note tecniche. Queste indicazioni si trovano nei vari manuali dei

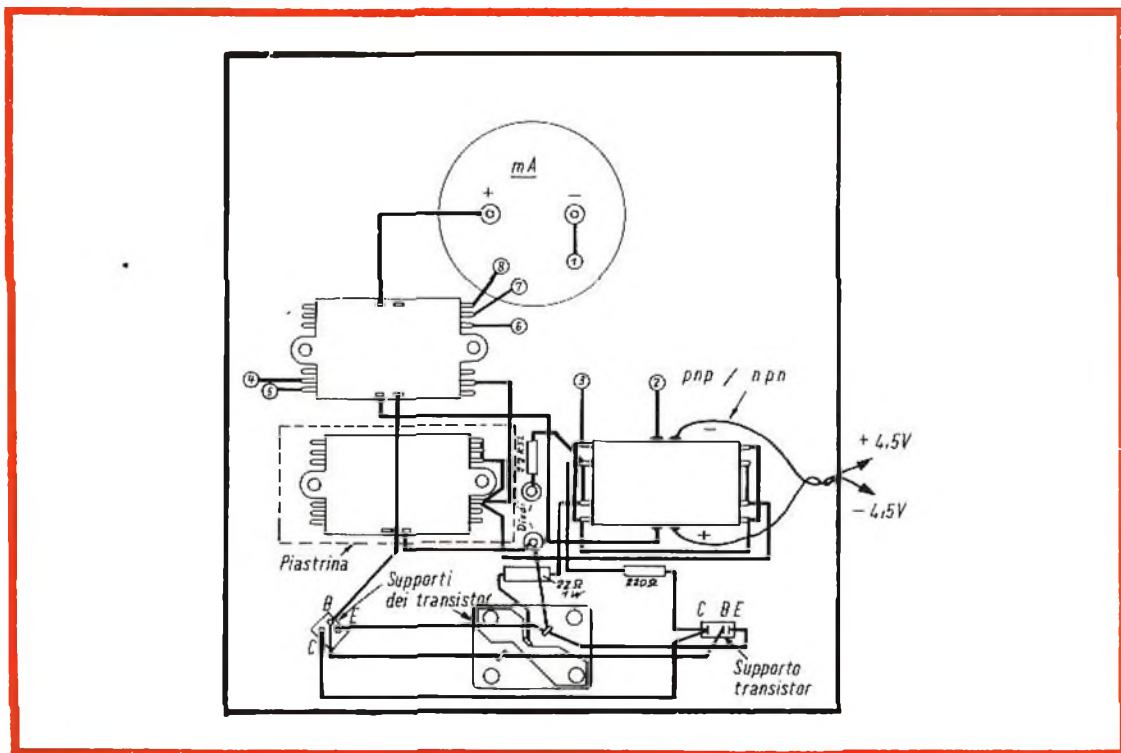


Fig. 8 - Piano di cablaggio degli elementi del provatransistor. La piastrina con i collegamenti è disposta sul commutatore  $I_1$ .

transistor che sono messi a disposizione dei radio amatori.

La fig. 9 rappresenta il cablaggio dell'apparecchio.

Si deve notare che nell'apparecchio vi sono circuiti puramente « elettrici »; vale

a dire che non ci sono nel montaggio inconvenienti dovuti a circuiti di alta frequenza, oscillazioni o accoppiamenti. Ciò vuol dire che il circuito può funzionare immediatamente senza bisogno di alcuna messa a punto.

(Da « Le Haut-Parleur » 6612)

△

## DISTORSIONE CROSSOVER

Tutti gli amplificatori di alta qualità, siano essi equipaggiati con valvole che

con transistor, impiegano dei circuiti di uscita del tipo « push-pull ». Gli stadi finali a transistor comunemente adottano il cosiddetto funzionamento in classe B, nel quale una metà del circuito di uscita amplifica la parte positiva della forma d'onda del segnale e l'altra metà amplifica la parte negativa della forma d'onda. Ogni valvola o transistor finale deve iniziare ad amplificare il segnale audio esattamente dove termina l'altro. Se questi non combaciano esattamente, una piccola parte del segnale sarà lasciata fuori; di conseguenza ci sarà un gradino nella forma d'onda dove il segnale passa da una valvola o transistor all'altra (vedere fig. 1). Questo gradino, assente nel segnale originale, è chiamato distorsione di crossover (o di incrocio). Come molti altri tipi di distorsione, la distorsione di crossover risulta più evidente con livelli di segnale basso.

ALFA

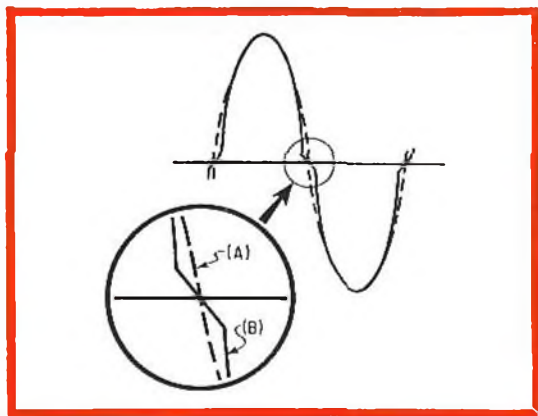


Fig. 1 - A) forma d'onda normale di un segnale sinusoidale indistorto; B) gradino causato dalla discontinuità quando il segnale passa da una valvola o da un transistor finale all'altro.

**S**i è svolta in ottobre a Milano, presso il palazzo dell'arte, la VII Mostra Internazionale delle apparecchiature chimiche (Mac '67).

Alla chimica è affidato il destino dell'uomo e del suo futuro: un tema quindi che investe numerosi settori tecnici d'avanguardia. È per questo motivo che alla mostra milanese erano rappresentati gli stadi più evoluti delle tecnologie al servizio della chimica: dalla produzione di bassissime temperature per la liquefazione dell'aria, dell'azoto e dell'elio al trattamento delle acque industriali, a quei rimedi cioè proposti dalla tecnica per prevenire la « grande sete » che già si avvicina drammaticamente al nostro triangolo industriale.

Nel campo dell'analisi spettrografica della materia una delle maggiori attrattive era costituita da uno spettrometro simultaneo a raggi X che nel giro di 20-30 secondi è in grado di eseguire un'analisi completa su un campione sino a un massimo di 14 elementi. Notevole parte è stata dedicata alle apparecchiature per la produzione di temperature prossime allo zero assoluto, alla strumentazione e automazione industriale, alla gascromatografia ed alla radiochimica.

# MIGLIORATE LE PRESTAZIONI DEI VOLTMETRI A VALVOLA

STRUMENTI  
E MISURE  
DI  
LABORATORIO

Semplici modifiche possono apportare sensibili miglioramenti nelle prestazioni di un voltmetro a valvola e nella riduzione dell'effetto della diminuzione della capacità d'ingresso. Questo articolo studia i problemi che riguardano la misura delle diverse tensioni, delle correnti e delle resistenze.

**C**i occuperemo per prima cosa della riduzione della capacità d'ingresso. Presentando un voltmetro a valvola un'impedenza d'ingresso molto elevata, è necessario schermare il cavetto d'ingresso onde evitare induzioni parassite che danno luogo a letture inesatte. Ne risulta una capacità d'ingresso elevata, che porta a massa una parte dell'energia alle frequenze elevate, questo provoca la sregolazione dei circuiti accordati sui quali la sonda può essere collegata. Gli effetti di questo inconveniente sono evidenti, mentre per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso, può fare in modo che uno stadio sotto prova funzioni in condizioni anormali, che possono arrivare anche fino al sovraccarico.

Alla frequenza di 1 MHz un condensatore da 20 pF in parallelo presenta una reattanza che arriva fino a 10.000  $\Omega$ . L'effetto è illustrato in fig. 1a.

Se una resistenza uguale alla resistenza d'ingresso del voltmetro a valvola, cioè 11 M $\Omega$ , viene posta all'estremità del ca-

vetto d'ingresso allontanato dall'apparecchio di misura, l'effetto della fig. 1a è ridotto in una certa misura come si può vedere in fig. 1b.

Il circuito d'ingresso possiede ora una sonda con una piccola capacità, che offre una reattanza elevata, e che può quindi essere trascurata.

La reattanza di fuga del cavetto d'ingresso è in serie con la resistenza da 11 M $\Omega$ , mentre l'impedenza di 11 M $\Omega$  del voltmetro a valvola è così in serie con questa resistenza.

L'impedenza d'ingresso totale, vista dal circuito in prova, è così di 22 M $\Omega$  al massimo, invece di 10 k $\Omega$  come indicato in precedenza.

Siccome la resistenza messa in serie con il voltmetro ha un valore uguale a quello della sua resistenza d'ingresso, ne risulta una diminuzione della sensibilità pari a due volte, ciò che equivale a raddoppiare la lettura a fondo scala.

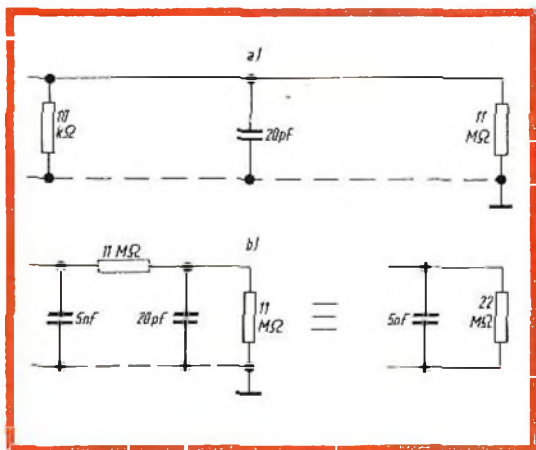


Fig. 1 - Effetto della capacità del cavo. In a, montaggio diretto, in b, collegamento aggiuntivo di una resistenza da 1 MΩ.

### Misure dei valori di picco in RF

Per misurare i valori di picco di qualsiasi forma d'onda alle frequenze elevate come in fig. 2, è necessario procedere a un raddrizzamento. Collegando il diodo raddrizzatore nel senso dato, viene indicata una delle tensioni di picco. Invertendo la polarità del diodo, viene indicata l'altra tensione di picco. Per ottenere il valore da picco a picco di una forma d'onda è necessario aggiungere le due tensioni di picco ottenute come è stato precisato.

Il raddrizzatore dovrà essere montato sotto forma di una sonda, in quanto si produrranno delle perdite nel cavetto alle frequenze elevate, mentre le perdite in continua sono nulle.

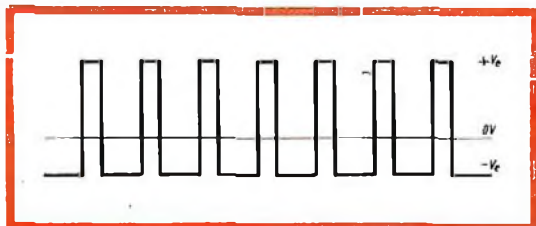


Fig. 2 - Forma d'onda tipica per la misura dei valori di picco.

Un montaggio conveniente di una sonda è illustrato in fig. 3. I diodi possono essere del tipo OA81, OA85, OA91, OA95.

Siccome ciascuno di questi diodi ha una tensione di picco specifica di 50 V, è necessario montarne un numero appropriato in serie, per la misura delle tensioni che superano questo limite. Alcune resistenze dell'ordine di 100.000 Ω dovranno essere collegate ai capi dei diodi per la ragione seguente. Se un diodo ha una resistenza due volte superiore all'altra, e se i due sono collegati in serie ai capi di una tensione da 100 V, uno dei diodi riceverà 67 V e sarà di conseguenza in sovraccarico di 17 V, quando l'altro non riceverà che 33 V.

Di conseguenza è importante uguagliare le impedenze il più possibile; questo si può ottenere collegando due resistenze uguali ai capi dei diodi. Evitando lo squilibrio delle tensioni applicate ai diodi, si limita il rendimento del raddrizzamento di questi diodi.

L'insieme può essere comodamente montato in un contenitore di penne a sfera.

### Misure di valori di picco in B.F.

Per misurare i valori di picco alle basse frequenze, le limitazioni che, in RF, richiedevano che i diodi fossero montati nella sonda, non sono più di nessuna importanza e i raddrizzatori possono essere posti nello strumento stesso.

Al posto dei raddrizzatori si può anche usare un tubo a vuoto; la EB91, con le sue due metà collegate in serie, può essere utilizzata per misurare una tensione di picco massima di 450 V. Il circuito ha la stessa forma di quello di fig. 3, ma può essere utilizzata una capacità serbatoio di valore molto elevato.

### Misure di tensioni efficaci sinusoidali

Per effettuare la misura di tensioni efficaci sinusoidali, il montaggio è identico a quello precedente, ma siccome la tensione effettivamente misurata è la tensione di picco, la lettura deve essere con-

vertita in valore efficace con uno dei mezzi seguenti:

1) La calibrazione della scala può essere modificata.

2) Si può usare per la conversione una curva che dà la tensione efficace in funzione della tensione di picco.

3) Un partitore di tensione, composto di due resistenze da  $7,07\text{ M}\Omega$  e  $2,93\text{ M}\Omega$  può essere collegato ai capi della sorgente, e l'uscita efficace dell'apparecchio di misura sarà prelevata ai capi della resistenza da  $7,07\text{ M}\Omega$ .

L'apparecchio di misura indica allora direttamente i valori efficaci.

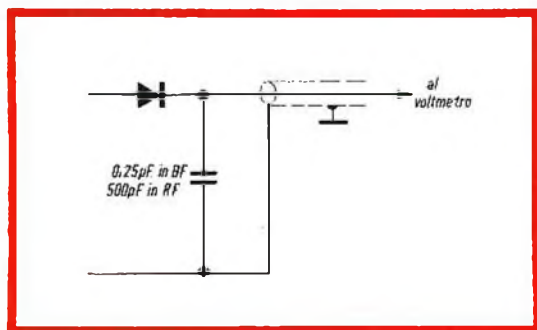


Fig. 3 - Montaggio per la misura del valore di picco in semplice alternanza.

appello a un partitore di tensione composto di resistenze di  $5,78\text{ M}\Omega$  e  $4,22\text{ M}\Omega$ .

### Misure di tensioni picco a picco

Così come in precedenza indicato, per le misure di picco, si può ottenere il valore da picco a picco sommando le due tensioni di picco aventi polarità opposte.

Si può anche ricorrere al montaggio illustrato in fig. 4 che assicura automaticamente la somma delle due tensioni e dà direttamente la misura da picco a picco. Quando si utilizza un voltmetro a valvola di tipo commerciale, con le relative sonde, si deve utilizzare il cavo previsto per le

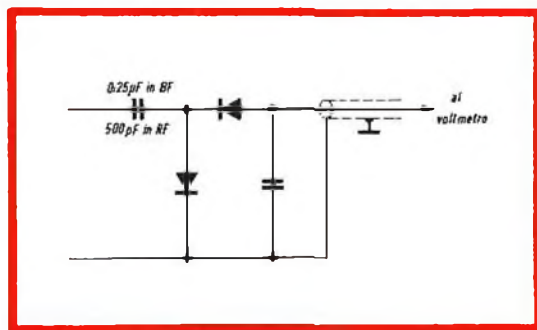


Fig. 4 - Montaggio per la misura del valore da picco a picco.

### Misura delle tensioni efficaci non sinusoidali

Tratteremo qui solo delle due forme d'onda più correntemente incontrate e cioè delle forme d'onda rettangolari e triangolari.

Per quanto riguarda l'onda rettangolare, la tensione efficace è uguale al valore di picco e non è più necessario calibrare di nuovo lo strumento o apportare delle modifiche.

Nel caso dell'onda triangolare, la tensione efficace è di 0,578 volte il valore di picco e si può ricalibrare la scala o ancora, secondo il secondo metodo, fare

misure in continua mentre se si vuole impiegare un cavo diverso, si deve misurare la sua resistenza in continua, e collegare una resistenza di precisione dello stesso valore in serie con la sonda a diodi, all'estremità della sonda, o immediatamente dopo di essa.

### Caso delle onde modulate

La misura delle quantità legate alle onde modulate pone qualche problema particolare.

Per misurare la tensione della portante, si può misurare la tensione di picco, o ancora da picco a picco di una forma d'onda modulata, con l'aiuto del montaggio della fig. 3 o della fig. 4, in questo caso

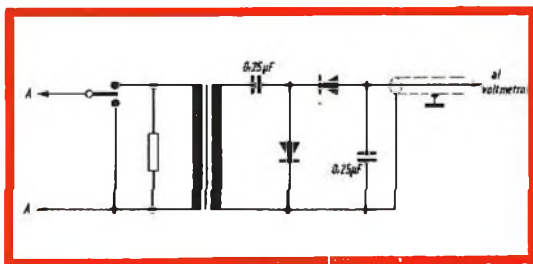


Fig. 5 - Montaggio per la misura delle correnti, utilizzando un trasformatore e una resistenza di shunt al primario. A = ai capi di misura.

però le capacità serbatoio dovranno essere leggermente più alte, cioè 1.000 pF.

Per misurare la tensione modulante, si separa prima il segnale modulante della portante, con l'aiuto di un circuito di rivelazione come indicato nella fig. 3, ma utilizzando un valore più basso di capacità shunt, cioè di 50 pF.

La forma d'onda di uscita così ottenuta dovrà essere applicata a un circuito simile, utilizzando una capacità di valore ben più elevato, cioè di 0,5 µF. Questo secondo circuito serve a raddrizzare il segnale modulante e da una tensione continua uguale al valore di picco della tensione modulante.

Il primo circuito di raddrizzamento deve essere montato sotto forma di sonda, ma il secondo circuito raddrizzatore se necessario può essere posto all'interno del voltmetro a valvola.

## Misure di corrente

Per prima cosa, si deve segnalare che un tubo essendo un dispositivo comandato dalla tensione, non è perfettamente adatto alle misure delle correnti.

Un metodo possibile consiste nel collegare una resistenza di valore conveniente ai capi d'ingresso del voltmetro a valvola e nel fare attraversare questa resistenza dalla corrente.

Questo metodo viene usato per le correnti elevate: una corrente di 1 A che attraversa una resistenza da 1 Ω può dare una tensione di 1 V, che si può misurare

molto facilmente con l'aiuto di un voltmetro a valvola.

La misura delle correnti più deboli presenta alcuni problemi. A meno che il voltmetro a valvola abbia una gamma di misura molto bassa, si deve utilizzare un valore di resistenza elevato.

Per esempio, si può impiegare una resistenza da 1.000 Ω per avere 1 V partendo da una corrente di 1 mA, ma una resistenza da 1.000 Ω è troppo elevata per utilizzare lo strumento come milliamperometro. Se si impiega una resistenza di valore più basso, è necessario aumentare l'amplificazione, di modo che la corrente risultante sia amplificata con un guadagno rigorosamente determinato.

Si può costruire un amplificatore classico che presenta questa particolarità, ma si può, anche impiegare un trasformatore.

Applicando all'ingresso di un trasformatore elevatore una tensione, si ha in uscita una tensione relativa. Se questa tensione di uscita è immagazzinata in un condensatore serbatoio, al quale si applicano più impulsi consecutivi rapidi attraverso un circuito duplicatore di tensione, è possibile misurare la tensione di uscita accumulata sul condensatore con l'aiuto del voltmetro a valvola.

Shuntando in modo conveniente il lato d'ingresso del trasformatore si può aumentare la regione di montaggio. Questo sistema è molto comodo per la misura della corrente alternata, ma per la corrente continua è necessario disaccoppiare manualmente queste correnti.

Quando il circuito di misura non è collegato, è necessario cortocircuitare i fili nei quali passa la corrente, per assicurarsi che il circuito in prova non cessi di funzionare normalmente, dando così delle false letture.

Siccome il condensatore serbatoio può essere scelto in modo da offrire una resistenza di fuga più elevata possibile, non è più necessario avvicinarsi per effettuare le misure e siccome il condensatore non ha più bisogno di avere un valore elevato, è solamente necessario procedere al ciclo di carica due o tre volte solamente.



**TRANSISTORI PER BASSA  
FREQUENZA**

**TRANSISTORI PER ALTA  
FREQUENZA**

**TRANSISTORI DI POTENZA  
DIODI E RADDRIZZATORI**



**MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUCTORI TRANSISTORI - LATINA**

**Direzione Commerciale: Via Melchiorre Gioia, 72 - Milano**

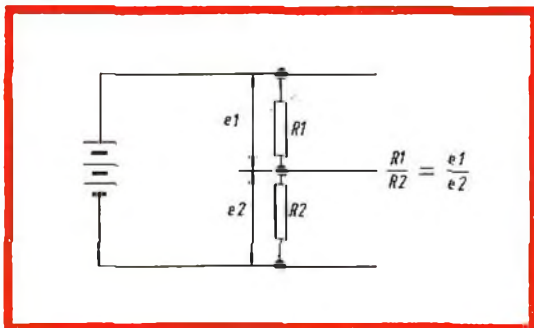


Fig. 6 - Principio della misura delle resistenze.

Si deve notare che, il montaggio funziona con precisione solo per valori di corrente bassi, a causa della saturazione che si produce per dei valori più elevati.

In seguito è necessario shuntare l'ingresso del trasformatore, utilizzando le formule classiche riguardanti questo tipo di collegamento, nel caso di corrente elevata. Il montaggio necessario è illustrato in fig. 5.

### Misure delle resistenze

Per quanto riguarda resistenze di valore basso, si può procedere alla misura col metodo di confronto, cioè paragonando la caduta di tensione ai capi della resi-

stenza di prova, con la caduta di tensione ai capi di una resistenza di precisione; queste due resistenze sono collegate in serie ai capi di una tensione fissa.

Per dei valori di resistenza che si avvicinano a quelli della resistenza d'ingresso del voltmetro a valvola, questo metodo non è più preciso; si può utilizzare un altro metodo, nel quale la resistenza incognita è utilizzata come moltiplicatrice in serie con il voltmetro a valvola, il circuito viene posto ai capi di una tensione di alimentazione costante (figura 6). La resistenza incognita può allora essere valutata con l'aiuto della formula seguente, che è semplicemente un altro modo di presentare la formula di base per le resistenze di moltiplicazione del voltmetro a valvola.

$$R_x = R (E' - E) / E''$$

dove:

- $R_x$  = resistenza incognita,
- $R$  = impedenza d'ingresso del voltmetro a valvola,
- $E'$  = tensione indicata senza la resistenza in serie,
- $E''$  = tensione indicata con la resistenza incognita in serie.

Δ

**U**n nuovo\* oscilloscopio «plug-in» campionatore a doppia traccia con cassette supplementari a tempo reale ad elevata sensibilità, è stato lanciato dalla Philips: il PM 3410.

Il tempo di salita è di 0,35 nanosecondi (larghezza di banda 1000 MHz) e su ogni canale è incorporata una linea di ritardo di 35 nanosecondi. La sensibilità massima è di 1 mV per centimetro. Il controllo di sganciamento mediante singola manopola facilita la visualizzazione su uno schermo di 3 x 10 cm. La tensione di accelerazione del CRT è di 4 kV.

E' disponibile un corredo di accessori per sonde così da poter misurare a diversi valori di impedenza.

Per una maggiore versatilità, è possibile sostituire nell'oscilloscopio i cassette di campionatura con cassette a tempo reale. In questa versione l'oscilloscopio assicura una sensibilità di 500 μV per centimetro su una larghezza di banda di 15 MHz. Per brevi periodi di tempo non esiste deriva, come è risultato in accurate misurazioni dei segnali effettuate a bassi livelli di corrente continua; per periodi di tempo prolungati la deriva è di soli 2 mm la settimana.

L'oscilloscopio può essere montato facilmente in un rack da 19 pollici. Le sue dimensioni sono: altezza cm 22, larghezza cm 35, lunghezza cm 52.



# CONTROLLO DELLE PRESE DI TERRA



Viene riportata la spiegazione del metodo di misura della resistenza delle prese di terra per una migliore sicurezza delle installazioni. Si richiama l'attenzione del lettore anche sulle condizioni di una buona misura e come realizzare una buona presa di terra.

**L**a misura della resistenza (si dovrebbe dire impedenza) delle prese di terra è un controllo molto importante per la sicurezza delle installazioni e soprattutto per quella del personale che usa queste installazioni.

La sicurezza apportata da buone prese di terra in alcune installazioni elettriche vede i seguenti punti principali:

- 1) La protezione umana;
- 2) le cariche statiche o le correnti industriali di fuga (normali o accidentali) da eliminare;
- 3) le cariche atmosferiche e i fulmini, che si possono scomporre in:
  - a) cadute dirette,
  - b) onde secondarie,
  - c) azioni indirette, induzioni o urti di ritorno.

Oltre ai punti qui sopra riportati, conviene anche pensare al miglioramento del rendimento apportato da delle buone prese

di terra nelle installazioni radioelettriche (stazioni radiriceventi o trasmettenti, professionali o d'amatore). La misura del valore di una presa di terra si fa con l'aiuto di un apparecchio speciale chiamato « controllore di terra antitellurico ».

## Principio

La fig. 1 mostra il principio della misura esclusi i circuiti e gli organi annessi per maggior chiarezza.

X rappresenta la terra da misurare. Quanto a Y e Z, queste sono due prese di terra ausiliarie qualunque, provvisoriamente stabilite per la misura con lo aiuto di semplici picchetti metallici.

Il circuito MZBXAM è sede di una corrente alternata fornita dal magnete M azionato a mano. Una certa tensione appare dunque ai capi della resistenza da misurare x, fra i punti A e B dello schema. Una certa tensione appare anche al

secondario del trasformatore  $T_r$ , fra i punti A e P dello schema. Quando queste due tensioni sono uguali, nessuna corrente passa nella derivazione PGY, perché, in seguito al collegamento del trasformatore, queste due tensioni si trovano in opposizione di fase nel circuito PYBXA.

La misura dunque consiste semplicemente nell'uguagliare queste due tensioni agendo sul cursore P, fino ad ottenere l'immobilità del galvanometro di zero G. La resistenza ricercata  $x$  della presa di terra X è allora data direttamente dalla posizione del cursore P solidale con un quadrante graduato in ohm da 0 a 100.

Praticamente, il primario del trasformatore  $T_r$  è fornito di due prese che permettono di ottenere due sensibilità dell'apparecchio (da 0 a 100  $\Omega$  e da 0 a 10  $\Omega$ ) per mezzo di un commutatore.

Dalla realizzazione di un galvanometro G, dipende la sensibilità dell'apparecchio e, di conseguenza, la sua facilità d'impiego e la precisione dei risultati. Questo galvanometro deve essere sensibile alla corrente alternata, e questo soprattutto nel caso di correnti molto de-

boli, vale a dire nelle vicinanze della regolazione esatta. Inoltre, si deve indicare non solo la grandezza, ma anche il senso di deviazione, affinché la manovra del cursore P possa essere rapida e istintiva. Il dispositivo adottato soddisfa rigorosamente a queste due condizioni. Esso comporta un galvanometro a quadrante mobile, del tipo a ferro doppio equilibrato, reso insensibile alle correnti alternate da un raddrizzatore ruotante a tre fili, solidali del rotore del magnete, e grazie ai quali i suoi collegamenti si trovano periodicamente invertiti alla frequenza stessa della corrente di misura. Oltre alla estrema sensibilità, questo dispositivo offre i vantaggi seguenti:

a) Indifferenza alle correnti telluriche.

Le correnti telluriche continue che ritornerebbero ad essere derivate dal circuito YGP sono senza influenza perché la polarità del galvanometro si trova periodicamente invertita. Per maggior sicurezza un condensatore C è stato previsto per bloccare rigorosamente ed eliminare tutte le vibrazioni parassite dell'ago.

Quanto alle correnti telluriche alternate, esse sono ugualmente inoperanti a causa del carattere selettivo del galvanometro associato al suo raddrizzatore rotante che limita la sensibilità alle sole correnti la cui frequenza concorda esattamente con quella del magnete.

b) Insensibilità alle prese di terra ausiliarie.

La resistenza della presa di terra ausiliare Y è evidentemente senza influenza sulla misura, poiché essa si trova inserita nel circuito BYP nel quale la corrente è nulla quando si realizza l'equilibrio.

È lo stesso anche per la presa di terra Z, di cui il solo effetto è di modificare simultaneamente e nella stessa proporzione le due tensioni AB e AP che si cerca di eguagliare. Esse non possono dunque avere alcuna influenza sulla posizione finale del cursore P e del suo quadrante.

Tuttavia, le due prese di terra ausiliarie Y e Z, riducendo più o meno le cor-

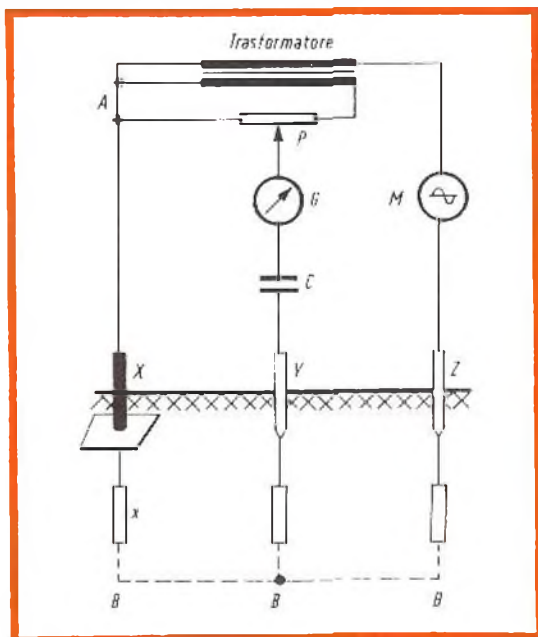


Fig. 1 - Principio della misura delle prese di terra. M = raddrizzatore.

renti nei circuiti di misura, potranno ridurre l'ampiezza delle deviazioni del galvanometro, vale a dire influenzare la sensibilità del sistema.

Qui interviene un grosso vantaggio del dispositivo raddrizzatore del galvanometro in cui la « sensibilità a zero » è talmente grande che le prese di terra Y e Z possono raggiungere l'una e l'altra il valore considerevole di  $10.000 \Omega$  senza nuocere alla facilità di regolazione e senza falsare il risultato.

Un dispositivo di controllo preliminare è allora previsto come segue:

Una resistenza fissa di  $10 \Omega$  incorporata nell'apparecchio può essere inserita nel montaggio (per mezzo di un commutatore) al posto della resistenza di terra X.

È sufficiente allora fare una misura preliminare, il cui risultato deve essere evidentemente di  $10 \Omega$ , e la sensibilità deve essere soddisfacente. Se non è così converrà migliorare le prese di terra ausiliarie Y e Z.

Segnaliamo, che in certi controllori delle prese di terra, l'indicatore di zero non è un galvanometro, ma una cuffia telefonica nella quale si deve ottenere il silenzio manovrando il cursore del potenziometro P.

Il magnete M è azionato da una manovella; esso comporta una bobina con indotto fisso e un magnete rotante a tre paia di poli, collegato a una manovella, con una serie di ingranaggi moltiplicatori, preceduti da un accoppiamento a ruota libera. Sull'albero del rotore si trova assicurato il raddrizzatore rotante a tre fili di cui si è detto in precedenza. Questo magnete fornisce una corrente alternata a 150 Hz circa, mantenuta rigorosamente costante durante la misura da un regolatore di velocità meccanico. Grazie a quest'ultimo il galvanometro G conserva una stabilità rigorosa e non può essere influenzato dalle correnti di carica e di scarica del condensatore C. Precisiamo che certi apparecchi non sono più forniti dei magneti, l'alimentazione è fornita da pile e vibratorii incorporati.

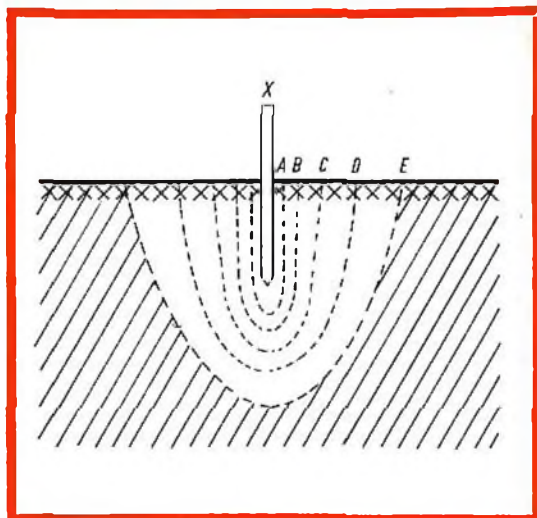


Fig. 2 - Rappresentazione immaginaria di un palchetto di ferro interrato con i vari strati di terreno.

### Condizioni di una buona misura

Per lavorare nelle migliori condizioni, è importante osservare certe distanze fra le tre prese di terra X, Y e Z.

In effetti, la resistenza di una presa di terra, qualunque essa sia, non si trova mai localizzata in un punto preciso, ma deve essere considerata come ripartita in una « zona di resistenza variabile » al di là della quale essa diventa praticamente costante.

La zona di resistenza variabile di una presa di terra può prendere una forma e delle dimensioni molto diverse secondo la natura e l'estensione della suddetta presa di terra, e anche, secondo la natura e l'omogeneità del terreno.

La fig. 2 da una rappresentazione immaginaria nel caso di un semplice palchetto metallico X piantato verticalmente. Si può considerare che gli strati successivi di terreno A B C D E, di spessore crescente, rappresentano ciascuno una resistenza da  $1 \Omega$ , per esempio, e che queste resistenze si aggiungono le une alle altre fino a una superficie limite E, a partire dalla quale la resistenza non aumenta praticamente più. La curva di fig. 3 mostra questa variazione. Quando si passa al di là della superficie limite E, il terreno costituisce una specie di blocco

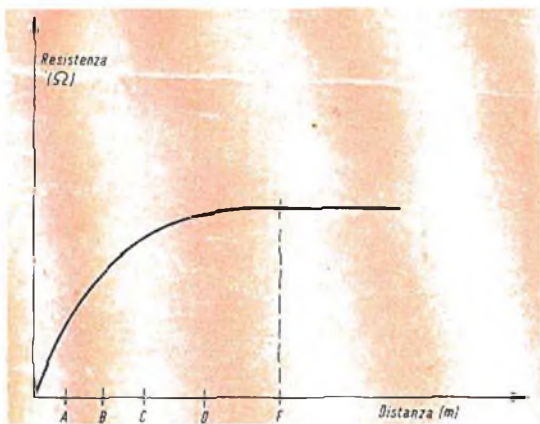


Fig. 3 - Curva della variazione della resistenza nei vari strati di terreno a partire dal paletto.

metallico di resistenza nulla (parte della figura a tratteggio chiaro) e finalmente, la resistenza  $X$  che si cerca è quella compresa fra questo blocco immaginario e il paletto  $X$  stesso.

Da quello che abbiamo detto, si capisce che la fessura fra le tre prese di terra  $X$ ,  $Y$  e  $Z$  devono essere abbastanza lontane perché le loro zone rispettive non si influenzino le une con le altre.

Si deve poter disporre la presa di terra in  $Y$ , avvicinandola da  $X$  o da  $Z$ , senza che il risultato della misura ne sia influenzato. Se, al contrario, le prese di terra  $X$ ,  $Y$  e  $Z$  sono troppo vicine, il risultato della misura sarà diverso dal vero valore di  $x$ , e inoltre, tutto lo spostamento della presa di terra  $Y$  darà luogo a una variazione di questo risultato. Si dispone così di un criterio che permette di sapere se la ripartizione delle prese di terra  $X$ ,  $Y$  e  $Z$  è corretta o no.

### Modo d'impiego

Installare le prese di terra ausiliarie  $Y$  e  $Z$  (semplici paletti metallici piantati nel suolo) rispettivamente a 20 e a 30 m (circa) dalla presa di terra  $X$  da misurare. Stabilire i collegamenti  $XYZ$  secondo lo schema di fig. 4 e utilizzando del cavo qualsiasi ma ben isolato. Verificare se, a riposo, l'indice del galvanometro si trova di fronte al suo tratto di riferimento, altrimenti agire sulla vite  $V$ .

Mettere il commutatore  $A$  sulla posizione 1.

Girare la manovella aumentando progressivamente la velocità fino a sentire l'interruzione e girare il pulsante di misura  $B$  nel senso indicato dal galvanometro, fino a riportare questo sul suo tratto di riferimento.

Leggere sul quadrante della resistenza cercata  $x$  in ohm. Se questa resistenza è superiore a  $10\Omega$ , porre il commutatore  $A$  su 10; lavorare in questo modo e moltiplicare il risultato per 10 per ottenere il valore della resistenza  $x$  della presa di terra.

La posizione  $T$  del commutatore  $A$  è quella di controllo (commutazione su una resistenza interna fissa di  $10\Omega$  al posto della resistenza  $x$  da misurare); se ne è già parlato in precedenza. Non è più indispensabile che le tre prese di terra siano in linea retta. Può essere anche vantaggioso disporle a triangolo, al fine che le loro zone di resistenza variabile abbiano meno agio di accavallarsi l'una sull'altra.

Le distanze indicate (20 m per  $Y$  e 30 m per  $Z$ ) sono quelle che in generale danno i risultati migliori; ma queste distanze devono e possono essere aumentate quando la presa di terra da misurare  $X$  è profonda o molto estesa.

In modo generale, abbiamo detto, le posizioni rispettive delle tre prese di terra sono corrette quando spostando la presa di terra  $Y$  di 2 o 3 metri verso  $X$  o verso  $Z$ , non si modificano i risultati della misura. In caso contrario al posto di allontanare da  $X$  le prese di terra ausiliarie  $Y$  e  $Z$  e ricominciare fino a quando il risultato della misura diventa costante.

In ogni caso, stabilire di preferenza le prese di terra ausiliarie  $Y$  e  $Z$  nel suolo naturale e non in una terra riportata, nel pietrame e nei calcinacci.

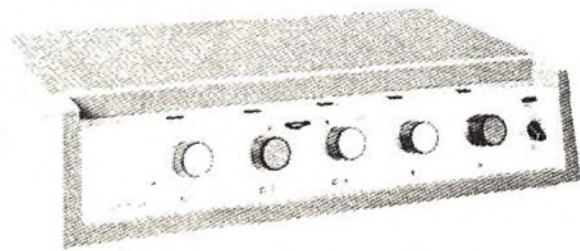
La resistenza del cordone  $Y$  e  $Z$  è senza influenza sulla misura. Solo la resistenza del cordone che va alla presa di terra  $X$  da misurare può intervenire se questo cavo è molto lungo e se si cerca una grande precisione. È sufficiente allora dedurre la sua resistenza dal risultato di misura.

# amplificatori di potenza a transistor



- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

## PHILIPS



**EL 6623:** 35/50 W - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.



**EL 6621:** 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita 2,5 : 8 Ohm.



**EL 6622:** 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c. 24 + 28,8 V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

- amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione
- registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

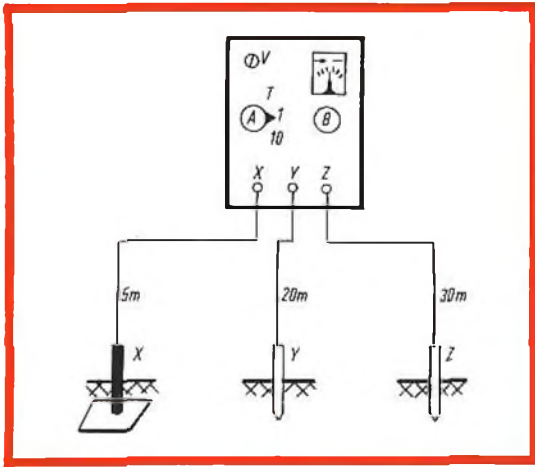


Fig. 4 - Metodo d'impiego dello strumento per misurare le prese di terra.

Quando si utilizza per X un cordone fornito con l'apparecchio, questa correzione è di  $0,1 \Omega$  per 10 metri. Se ci siamo decisi a pubblicare questo articolo, è che ci è stato dato di vedere delle misure di prese di terra fatte da professionisti in condizioni assolutamente sbalorditive: utilizzazione di un ohmmetro ordinario fra la presa di terra da misurare e un'altra ausiliaria qualsiasi; utilizzazione della presa di terra da misurare al posto del neutro della rete elettrica e misure comparative di corrente ecc. Non c'è bisogno di dire che questo procedimento non può dare che dei valori di resistenza totalmente falsi delle prese di terra misurate in tali condizioni.

Il controllo delle prese di terra e la misura della loro resistenza necessitano di un'apparecchiatura appositamente concepita per questo scopo e un minimo di precauzioni. Questa apparecchiatura è semplice e la sua messa in funzione poco complicata.

### Come realizzare una buona presa di terra

Per definizione, una presa di terra è una piastra metallica (o un insieme di conduttori di forma appropriata) interrata e che serve a stabilire un contatto o un collegamento a terra. Nell'elettricità industriale, la presa di terra è una sem-

plice piastra metallica avente una superficie dell'ordine di  $1 \text{ m}^2$ , interrata nel suolo umido a una profondità da 30 a 50 cm; essa è unicamente destinata ad offrire una presa a potenziale zero. In radiotecnica, e più particolarmente in trasmissione, la presa di terra consiste nel rendere conduttrice tutta la superficie del suolo che si estende sotto l'antenna, allo scopo di migliorare l'irraggiamento e il rendimento di quest'ultima. Per realizzare una buona presa di terra, si interra a 50 cm in suolo umido, una rete metallica (di preferenza in rame o in ottone) oppure ancora delle piastre e dei fili saldati fra di loro. Nel caso di una stazione trasmittente, la rete metallica così ottenuta deve sporgere largamente sotto l'antenna; nel caso di una stazione ricevente si può limitare a una rete o una piastra di  $2 \text{ m}^2$  di superficie. Se il terreno è cattivo, poco umido, si stende la rete metallica su uno strato di carbone di legna che si deve bagnare abbondantemente prima di interrare perché conservi così l'umidità. In ogni caso è consigliabile bagnare periodicamente una presa di terra perché essa intrattenga una buona conducibilità.

Il collegamento fra la rete metallica interrata e le installazioni radioelettriche deve essere effettuato con un cavo di rame di sezione elevata. In città, più modestamente, si utilizza spesso come presa di terra, la canalizzazione d'arrivo dell'acqua; dopo aver pulito il tubo, si avvolge su di esso diverse volte il filo attorno e lo si fissa. Generalmente le prese di terra realizzate in queste condizioni sono relativamente buone quando si tratta di una rete di distribuzione d'acqua urbana; ma non si può paragonare alle vere prese di terra sopra descritte.

Si possono anche utilizzare delle prese di terra dette multiple (acqua, gas, riscaldamento centrale, ecc.) collegate tutte insieme da un cavo o un filo di sezione elevata.

Per finire, si deve ricordare che in elettricità e in radio, si deve sempre cercare di avere delle prese di terra aventi una impedenza più bassa possibile.

(Da « Le Haut-Parleur » 6706)

# TRE 3 CIRCUITI INTERESSANTI

Riportiamo in questo articolo tre circuiti che pensiamo possano essere utili a molti nostri lettori che potranno facilmente realizzarli per il loro basso numero di componenti e per la loro semplicità. I circuiti qui esposti sono: un convertitore a frequenza di oscillazione di 19 kHz, un circuito per mantenere costante una tensione d'alimentazione e infine un convertitore 1,5 V - 140 V.

**I**l primo circuito di cui ci occuperemo è quello di un convertitore a frequenza d'oscillazione di 19 kHz.

Molte volte è una cosa complicata eliminare ogni rumore dai convertitori a transistor in quanto la loro frequenza di funzionamento viene posta generalmente nella gamma udibile.

Anche utilizzando dei componenti selezionati non si raggiunge la condizione ideale di funzionamento e allo stesso tempo questi non permettono un raffreddamento efficace, facendone derivare un rendimento meno buono. Si deve notare poi che se il convertitore viene posto in un circuito amplificatore molto sensibile, la frequenza di oscillazione può venire ritrovata nel segnale amplificato dall'uscita.

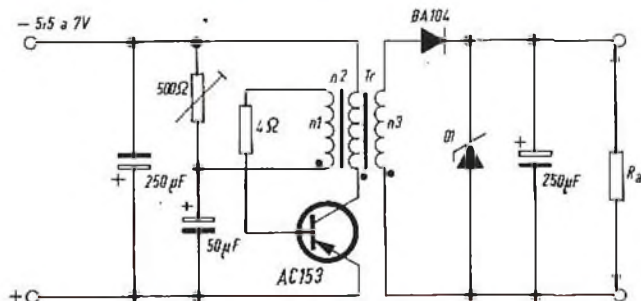


Fig. 1 - Circuito di un convertitore che permette di ottenere una tensione stabile di 8 V a partire da una tensione variabile fra 5,5 e 7 V.

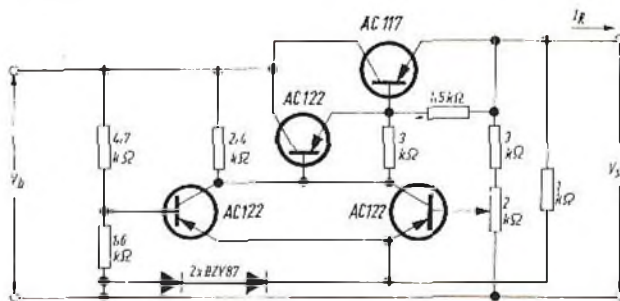


Fig. 2 - Schema di un dispositivo che permette di mantenere stabile una tensione di alimentazione.

A questo punto l'unico rimedio valido consiste nel realizzare un convertitore la cui frequenza di funzionamento sia al di fuori del limite udibile. Lo schema di fig. 1 rappresenta un convertitore che dà una tensione continua stabile di 8 V e funzionante su 19 kHz. Malgrado questa frequenza relativamente elevata, la struttura un po' particolare del montaggio permette di utilizzare un transistor di bassa frequenza.

Le prestazioni di questo montaggio possono essere riassunte nella tabella 1.

Il trasformatore è realizzato su un nucleo Siferit della Siemens tipo B65561, A0250, A022. I tre avvolgimenti sono av-

volti insieme e sono formati rispettivamente da:  $n_1 = 10$  spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm;  $n_2 = 30$  spire da 0,4 mm;  $n_3 = 30$  spire da 0,4 mm. È stato necessario avvolgere questi tre avvolgimenti contemporaneamente per ottenere un accoppiamento molto stretto. Il diodo Zener  $D_1$  deve essere previsto per 8 V e 15 W.

#### Dispositivo per mantenere costante una tensione di alimentazione

Alcuni apparecchi, la cui alimentazione viene effettuata con batterie di accumulatori o con pile, esigono una tensione di

TABELLA 1

Tensione della batteria (V)	5,5	6	7
Tensione di uscita (V)	8	8	8
Corrente erogata dalla batteria (A)	0,24	0,26	0,32
Corrente attraverso il diodo Zener per $R_z = 75 \Omega$ (mA)	8	25	71
Frequenza di oscillazione (kHz)	20	19	17
Rendimento (senza diodo Zener) (%)	67	67	65
Potenza d'uscita senza il diodo Zener (W)	0,88	1,06	1,42





**CHEMTRONICS  
KLEER SPRAY**

Liquido acrilico, isolante, protettivo, con proprietà antiarco e anticorona. Isolamento - impermeabilizzazione - protezione contro la ruggine e la corrosione - copertura delle antenne esterne.

LC/830

**BEYSCHLAG  
IN  
GERMANIA**

BERLINO



Questo ingegnere conosce BEYSCHLAG. Egli progetta amplificatori speciali per il collegamento intercontinentale e deve impiegare materiali di alta stabilità e precisione e di sicuro affidamento.

Per ciò sui suoi apparecchi impiega:  
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG STANDARD  
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG HOCHSTABIL  
resistenze a strato di metallo BEYSCHLAG SERIE M



**BEYSCHLAG**

Fabbrica specializzata per resistenze a strato

Dr. Bernhard Beyschlag - Apparaturbau GmbH  
2260 Westerland/Sylt - Postfach 120

**BEYSCHLAG IN TUTTO IL MONDO**

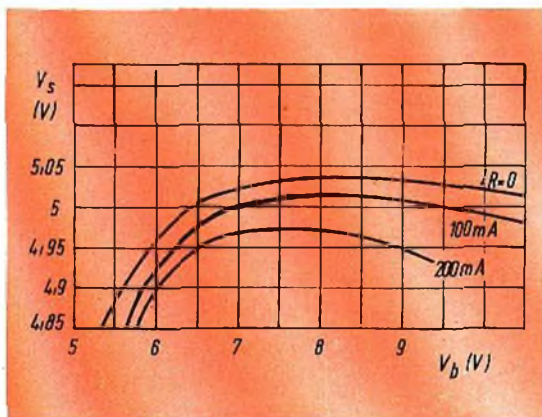


Fig. 3 - Curve illustranti l'efficacia del dispositivo di fig. 2.

alimentazione ben determinata. Però, come tutti sanno, la tensione di una batteria varia con il tempo (scarica per gli accumulatori, usura per le pile) e così può essere utile fare ricorso a un dispositivo elettronico che compensi questa variazione. In fig. 2 è rappresentato lo schema di un dispositivo che permette di utilizzare una batteria di 9 V fino a una tensione di 6,5 V circa; la variazione della tensione di uscita  $V_s$ , non supera l'1%.

Le curve di fig. 3 illustrano l'efficacia di questo sistema per diversi valori della corrente di utilizzazione. Si vede, per esempio, che con una corrente di 100 mA, la tensione di uscita resta compresa fra 5,01 e 4,98 V circa quando la tensione di alimentazione varia da 9 V a 6,5 V.

Il transistor regolatore supplementare (AC122) ha reso possibile questa stabilizzazione, in quanto esso non viene influenzato direttamente da variazioni di tensione di alimentazione, grazie al partitore di tensione formato dalle resistenze da 4,7 k $\Omega$  e 1,6 k $\Omega$ . Due diodi Zener BZY87, aventi una tensione nominale di 0,7 V ciascuno, danno la tensione di « riferimento » per i due transistor che registrano le variazioni della tensione, all'ingresso e all'uscita. Si deve notare che i diodi BZY87 sono utilizzati in senso diretto e che la loro corrente di funzionamento normale è di 5 mA.

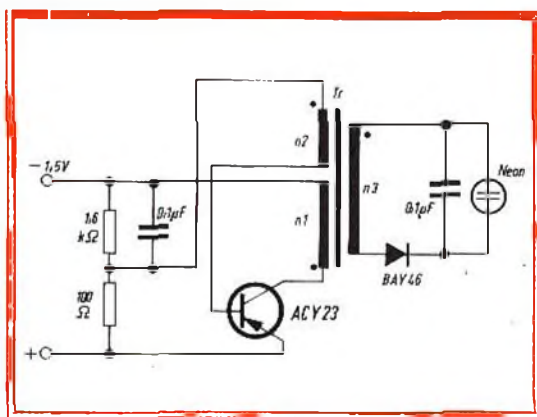


Fig. 4 - Schema del convertitore alimentato da una batteria da 1,5 V e che dà all'uscita 140 V.

### Convertitore alimentato da una batteria da 1,5 V

L'interesse del circuito di fig. 4 è dato dal fatto che da una pila da 1,5 V si possono ottenere 140 V. Questa tensione può essere utilizzata, per esempio, per alimentare una lampada al neon o un altro dispositivo qualunque in cui il consumo resti inferiore a 500  $\mu$ A.

Il circuito ammette un rapporto di trasformazione relativamente basso malgrado il rapporto elevato esistente fra la tensione di alimentazione e la tensione di uscita. Questo rende possibile l'impiego di un circuito magnetico con nuclei ad olla di piccole dimensioni; allo stesso tempo si può avvolgere il secondario  $n_3$  con del filo non troppo sottile, cosa questa che rende la costruzione più semplice. Le dimensioni di montaggio possono essere, per questo fatto, molto ridotte, cosa che è particolarmente interessante quando si deve realizzare un apparecchio veramente portatile.

Il trasformatore è realizzato su un nucleo Siferrit del tipo B65541 - K0000 - R026. Gli avvolgimenti hanno le caratteristiche seguenti:  $n_1 = 12$  spire di filo di rame smaltato da 0,28 mm;  $n_2 = 10$  spire da 0,18 mm;  $n_3 = 300$  spire da 0,1 mm.

La tensione di alimentazione è di 1,5 V con un consumo di 100 mA e la frequenza d'oscillazione è di 25 kHz.

# AMPLIFICATORI

---

# CIRCUITI

# DIMOSTRATIVI

PRINCIPI DI  
ELETTRONICA

Parte I

Presentiamo all'attenzione dei nostri lettori alcuni circuiti amplificatori di bassa frequenza riportando anche alcuni esempi di circuiti equipaggiati con valvole e con transistor.

**L**a categoria degli amplificatori cosiddetti di bassa frequenza sta ad indicare solamente che questi possono essere impiegati nel campo delle frequenze udibili. Tuttavia, malgrado questa precisazione, nella maggior parte dei casi, specialmente quando si parla di amplificatori BF ad alta fedeltà, la gamma di frequenza dell'amplificatore, supera i limiti di udibilità; questo si verifica soprattutto per la frequenza superiore, dove si raggiungono valori di  $15.000 \div 20.000$  Hz, che sono praticamente fuori dal limite di udibilità normale per l'uomo. Questa frequenza limite può variare da individuo a individuo.

I trasduttori elettroacustici come fonorivelatori, microfoni, testine di registratori e altoparlanti, possono raggiungere valori di frequenza compresi fra 5000 e 25.000 Hz circa, essendo scelto il limite superiore di frequenza secondo il genere e la qualità del trasduttore.

Nel campo di applicazione delle basse frequenze si troveranno dei dispositivi a

banda stretta, cioè con una gamma di frequenza più limitata di quella dell'intera gamma delle BF corrispondente alla gamma udibile. Si tratta in questo caso di circuiti speciali con filtri o altri dispositivi, in cui la banda può andare per esempio da 20 a 200 Hz, da 200 a 2000 Hz, da 2000 a 20.000 Hz, ecc.

Non è detto che l'impiego della bassa frequenza sia limitato alle applicazioni comuni e di svago; perché anche l'elettro-

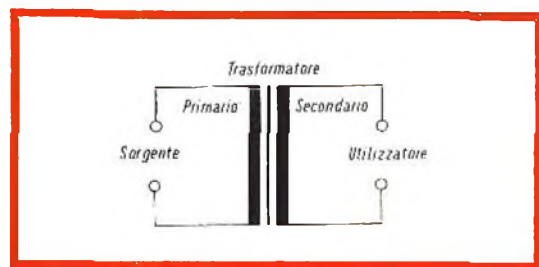


Fig. 1 - Esempio di collegamento di un trasformatore.

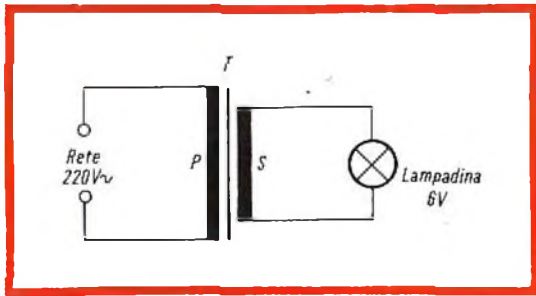


Fig. 2 - Riduzione di tensione con un trasformatore.

nica industriale, scientifica ecc., utilizza dei circuiti di bassa frequenza per delle applicazioni del tutto particolari.

### Trasformatori

I componenti essenziali che costituiscono gli amplificatori a trasformatore sono principalmente i « tubi » (valvole o tran-

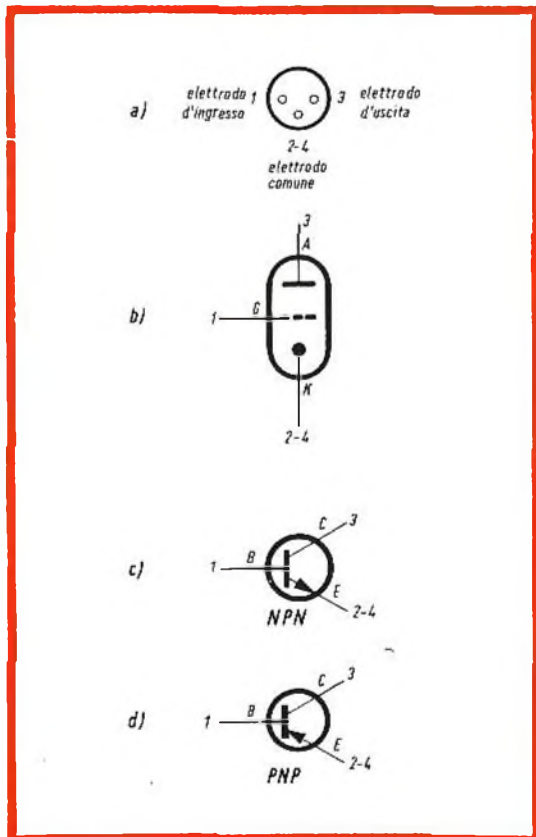


Fig. 3 - Relazione fra gli elettrodi di una valvola e di un transistor.

sistor) e, evidentemente i trasformatori.

Un trasformatore, qualunque siano le sue applicazioni, deve essere formato almeno da due avvolgimenti accoppiati tra di loro; uno di essi viene chiamato avvolgimento primario e l'altro avvolgimento secondario. Il primario (Pr) riceve un segnale proveniente da una sorgente (vedere fig. 1) mentre il secondario (Sec) viene collegato a un circuito chiamato di utilizzazione.

Per il momento consideriamo solamente il caso di un segnale alternato sinusoidale; in questo caso, grazie all'accoppiamento esistente fra i due avvolgimenti primario e secondario, il segnale applicato al primario viene trasferito al secondario e da qui viene applicato al circuito di utilizzazione. Un trasformatore svolge diverse funzioni in un circuito come ad esempio quella di realizzare il collegamento fra la sorgente e l'utilizzatore, quella di adattare il circuito della sorgente a quello dell'utilizzatore e infine quello di isolare, in continua, quando sia necessario, la sorgente dall'utilizzatore.

In fig. 1 è riportato un semplice circuito di principio equipaggiato di un trasformatore accoppiato a una sorgente e a un utilizzatore generici.

Nel caso della fig. 2 la sorgente è rappresentata dalla tensione alternata di rete a 220 V e il circuito utilizzatore è formato da una lampadina da 6 V. Il trasformatore permette in questo caso di trasformare una tensione da 220 V a 6 V effettuando la riduzione, senza perdite notevoli di potenza, dalla sorgente all'utilizzatore. Allo stesso tempo, la tensione ridotta a 6 V, è isolata in continua dal circuito primario perché non vi è alcun contatto elettrico fra primario e secondario.

Con la formula qui di seguito riportata si vuole dimostrare che il rapporto di trasformazione del trasformatore è:

$$\rho = \frac{\text{numero di spire del secondario (N}_2\text{)}}{\text{numero di spire del primario (N}_1\text{)}}$$

Questo rapporto è anche uguale al rapporto delle tensioni corrispondenti, nel nostro esempio 6 V/220 V.

Si tratta di un rapporto chiamato abbassatore di tensione perché  $6/220$  è minore di 1.

Quando la sorgente deve essere isolata dall'utilizzatore, senza che sia necessario un adattamento, si utilizzerà un trasformatore con rapporto  $N_s/N_p = 1$ .

In elettronica si possono trovare anche dei trasformatori con rapporto elevatore  $N_s/N_p$  maggiore di 1; componenti questi che servono per impieghi particolari.

Il funzionamento di un trasformatore è dovuto all'accoppiamento magnetico esistente fra i suoi avvolgimenti. Quando una corrente attraversa il primario si crea in questo avvolgimento un campo magnetico, questo campo varia secondo la stessa legge della corrente che l'ha creato.

Il campo magnetico agisce anche sul secondario, grazie all'accoppiamento che deve essere il maggiore possibile; nel secondario del trasformatore si genera così un segnale che può essere applicato all'utilizzatore.

Il rendimento di un trasformatore ideale dovrebbe essere così del 100%, condizione questa che non si verifica in pratica. Se il segnale al primario è caratterizzato da una corrente  $I_p$  e da una tensione  $V_p$ , dunque da una potenza  $P_p$ , il segnale fornito dal secondario avrà una corrente  $I_s$ , una tensione  $V_s$ , dunque una potenza  $P_s$ , si avrà:

$$P_p = P_s = I_p \cdot V_p = I_s \cdot V_s$$

questa formula è valida qualunque sia la frequenza  $f$  del segnale sinusoidale.

Nel caso di trasformatore ideale, le tensioni sono direttamente proporzionali al numero di spire degli avvolgimenti primario e secondario, cioè:

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{M_s}{M_p}$$

e di conseguenza, saranno inversamente proporzionali alle correnti:

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

Concludendo si può dire che in un trasformatore, ciò che si perde (o si guadagna)

in tensione, si riguadagna (o si riperde) in corrente.

Il trasformatore comunemente usato in pratica non dà mai un rendimento del 100%; così se la potenza al secondario è 0,95 volte quella al primario, si dice che il rendimento è del 95%.

La frequenza è un fattore molto importante nel rendimento di un trasformatore.

Per i trasformatori di alimentazione la frequenza è di 50 Hz (o 25 Hz o 60 Hz), ed è sufficiente avere un buon rendimento nella ristretta gamma di frequenza contenente la frequenza richiesta.

Per quanto riguarda invece i trasformatori impiegati su circuiti di bassa frequenza, il rendimento deve essere buono su tutta la gamma di frequenze udibili per esempio fra 20 Hz e 15 kHz.

I comuni trasformatori utilizzati sui circuiti di bassa frequenza ordinari hanno una gamma che va solo da 200 Hz a 5000 Hz; questa gamma di frequenza limitata può essere sufficiente per apparecchi adatti alla riproduzione del parlato o in apparecchi « musicali » in cui l'altoparlante è troppo piccolo per riprodurre delle note inferiori a 200 Hz.

Al contrario, negli impieghi professionali, e in particolare nei circuiti di bassa frequenza-alta fedeltà, i trasformatori possono raggiungere valori di frequenza molto elevati.

I difetti principali dei trasformatori che devono lavorare su una larga banda di frequenza sono dovuti alle capacità ripartite degli avvolgimenti, alla variazione dell'impedenza degli avvolgimenti al variare della frequenza, all'accoppiamento che non è mai perfetto e alle perdite dovute alle resistenze dei fili degli avvolgimenti.

Per quanto riguarda i trasformatori che devono lavorare con frequenze elevate, si deve tener presente che, anche se la banda è relativamente stretta, è necessario avere tuttavia una curva di risposta acuta, vale a dire, un rendimento massimo con una sola frequenza o su una banda determinata e un rendimento più basso possibile al di fuori della banda richiesta.

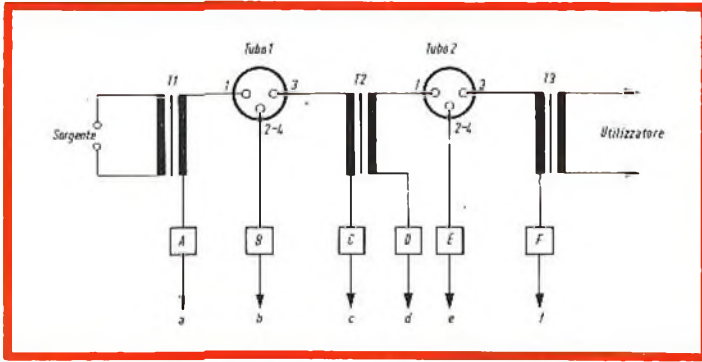


Fig. 4 - Esempio di montaggio di un amplificatore.

Il caso dei trasformatori selettivi, vale a dire a banda relativamente stretta, verrà preso in esame più avanti.

### Associazione trasformatore-tubo

Ripresentiamo un « tubo » (valvola o transistor) triodo con un simbolo come quello di fig. 3a dove l'elettrodo 1 può essere, per esempio, la griglia di una valvola (vedere fig. 3d), gli elettrodi 2-4 il catodo e 3 la placca. Nel caso di un transistor si avrà: elettrodo 1 la base, 2-4 lo emettitore e 3 il collettore.

Collegando opportunamente insieme dei tubi e dei trasformatori si possono realizzare dei circuiti amplificatori come quello di fig. 4 in cui è riportato uno schema generale molto semplificato.

In questo circuito sono rappresentati

due « tubi » amplificatori collegati a tre trasformatori, il segnale proveniente dalla sorgente viene amplificato e poi applicato all'utilizzatore, che può essere un altoparlante. L'analisi di questo circuito mostra che la sorgente viene accoppiata al circuito d'ingresso del tubo 1 con il trasformatore  $T_1$  con il primario dal lato della sorgente e il secondario dal lato del tubo.

Allo stesso modo, l'uscita del tubo 1 è accoppiata all'ingresso del tubo 2 con  $T_2$  e così di seguito fino all'ultimo trasformatore  $T_3$  che adatta l'uscita del tubo 2 all'utilizzatore. In un circuito elettronico il numero dei tubi può variare a seconda dei casi. Nel nostro esempio si suppone che tutti gli stadi siano a trasformatore, ma si possono usare anche altri elementi di collegamento come resistenze e condensatori.

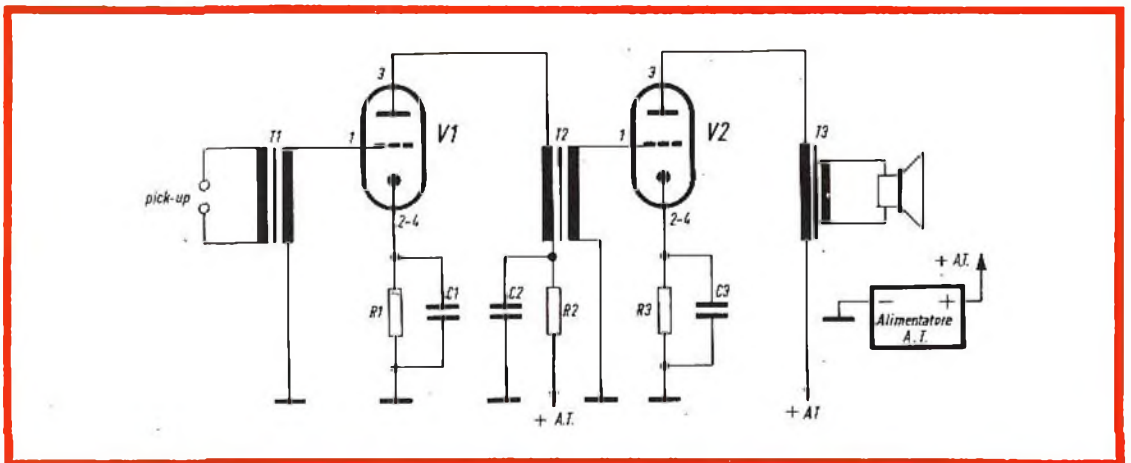


Fig. 5 - Schema elettrico di un amplificatore equipaggiato con due valvole.

In questo montaggio, abbiamo aggiunto, in serie (e anche in parallelo) con gli avvolgimenti dei trasformatori, dei circuiti A, B... F, formati da condensatori e resistenze, che compiono le varie funzioni utili al funzionamento del circuito. L'alimentazione è indicata dai punti a, b, c... f, segnati sul circuito.

Per il progetto esatto di un circuito è necessario conoscere le caratteristiche richieste e i componenti disponibili.

### Esempio di montaggio BF a valvole

In fig. 5 è riportato lo schema completo del circuito di fig. 4. Si tratta come si può vedere, di un amplificatore equipaggiato con due valvole (triode)  $V_1$  e  $V_2$  che amplificano i segnali BF forniti da un pick-up magnetico, allo scopo di renderli sufficientemente potenti per far funzionare un altoparlante.

In questo circuito, gli elettrodi d'ingresso sono rappresentati dalle griglie, quelli d'uscita dalle placche e quelli « comuni » dai catodi.

Il pick-up magnetico ha generalmente una bassa impedenza interna; per esempio, dell'ordine di 200  $\Omega$ .

Al contrario il circuito di griglia di una valvola è ad elevata impedenza, per esempio 2 M $\Omega$ .

Per adattare il pick-up al circuito di griglia di  $V_1$  si utilizza il trasformatore  $T_1$ .

Il rapporto di trasformazione si calcola facilmente con la formula seguente:

$$N_s/N_p = \sqrt{Z_s/Z_p}$$

Se  $Z_p = 200 \Omega$  e  $Z_s = 2 \cdot 10^6 \Omega$ , il rapporto è  $2 \cdot 10^6 / 200 = 10.000$ , dunque la radice quadrata è 100; di conseguenza si avrà teoricamente un numero di spire 100 volte più elevato al secondario che al primario.

In pratica, allo scopo di poter lavorare uniformemente con tutti i segnali della banda BF, per esempio fra 20 Hz e 15 mila Hz, è necessario ridurre questo rapporto a scapito dell'adattamento. Praticamente si perde una parte di potenza ma

si migliora la curva di risposta. In casi analoghi si adotta spesso un rapporto da 10 a 25.

Supponiamo che il rapporto spire sia uguale a 25 e che il pick-up dia una tensione di 10 mV. Sulla griglia si avranno 25 volte 10 mV, cioè circa 250 mV vale a dire 0,25 V alternati.

Nel caso in cui la valvola deve essere montata come amplificatrice, si fa in modo che la griglia sia negativa rispetto al catodo; di conseguenza il catodo diventa positivo rispetto alla griglia, grazie alla corrente catodica (uguale alla corrente anodica) che attraversa la resistenza  $R_k$ .

Se le correnti di catodo e di placca sono  $I_k = I_p = 3 \text{ mA}$  e la tensione di polarizzazione  $V_{pol} = 1 \text{ V}$ , si trova  $R = 1000 \Omega$  perciò:

$$V_{pot} = R I_k = 1000 \cdot 0,003 = 3 \text{ V}$$

La griglia dunque si trova durante la polarizzazione, al potenziale di massa e il circuito A della fig. 4 è un semplice cortocircuito, essendo il punto a a massa, vale a dire sul negativo dell'alimentazione. Il condensatore  $C_1$  serve al disaccoppiamento dell'elettrodo comune; il catodo deve essere a massa dal punto di vista della corrente alternata. Ciò significa che fra catodo e massa, l'impedenza, vale a dire la resistenza in alternata, deve essere molto bassa. Se la capacità di  $C_1$  è grande, la sua impedenza sarà bassa. In pratica, il valore di questo condensatore è di 50  $\mu\text{F}$ . Le impedenze si designano con la lettera Z e si misurano, come le resistenze in ohm. Daremo più avanti ulteriori chiarimenti sul calcolo delle impedenze.

Il compito del trasformatore  $T_2$  è analogo a quello di  $T_1$ . Esso infatti serve ad adattare il circuito di placca della prima valvola (per esempio dell'ordine di 20 mila  $\Omega$ ) a quello del circuito di griglia della seconda valvola  $V_2$ , per esempio di 500.000 ohm.

Il rapporto spire del trasformatore  $T_2$  sarà teoricamente:

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{500.000}{20.000}} = 5$$

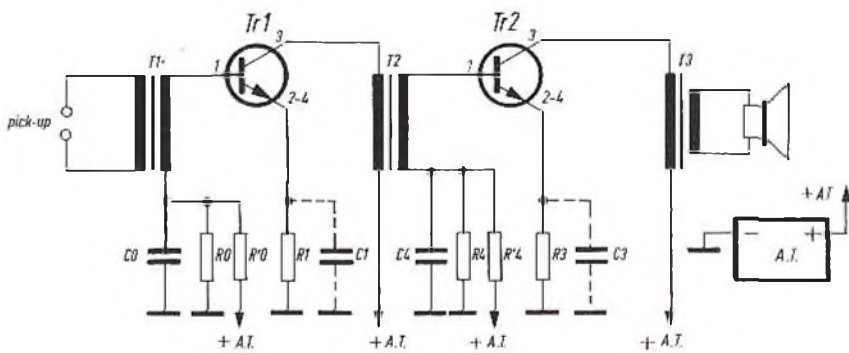


Fig. 6 - Schema elettrico di un amplificatore equipaggiato con due transistor.

Per le ragioni ricordate in precedenza si adatterà un rapporto inferiore, per esempio di 3 volte.

Il circuito  $C_2 - R_2$  funziona come un riduttore di tensione. In effetti, se per esempio nel punto  $+ AT$  la tensione rispetto a massa è  $+ 300 V$  e le condizioni di funzionamento della valvola impongono una tensione di placca inferiore per esempio  $+ 200 V$  solamente, il suddetto circuito fa sì che la caduta di tensione nella resistenza  $R_2$  e nella resistenza del filo del primario  $R_p$  del trasformatore  $T_2$  sia di  $100 V$ .

Praticamente  $R_p$  è molto piccola rispetto a  $R_2$  e può essere trascurata. Siccome la corrente di placca è  $I_p = I_k = 3 mA$ , il valore di  $R_2$  è:

$$R_2 = \frac{100}{0,003} = 33.000 \Omega$$

$C_2$  è un condensatore di disaccoppiamento come  $C_1$ . Il suo valore può variare da  $0,5$  a  $1,6 \mu F$ .

Proseguendo nell'analisi del circuito si noterà che la placca di  $V_2$  può essere alimentata senza riduzione di tensione.

L'impedenza di uscita di  $V_2$  è per esempio di  $5000 \Omega$  (valore raccomandato dal fabbricante della valvola) e quello dell'altoparlante di  $5 \Omega$ , il rapporto delle impedenze è  $5/5000 = 1/1000$  la cui radice quadrata è  $1/31$  circa, dunque il rapporto

$N_s/N_p = 1/31$  o  $N_p/N_s = 31$  come si può vedere questo è un rapporto abbassatore di tensione e di conseguenza elevatore di corrente.

La potenza fornita dal circuito di placca  $V_2$  si ritrova, leggermente inferiore, applicata all'altoparlante che la trasformerà in potenza acustica con un rendimento inferiore al  $100\%$ .

### Montaggio a transistor

Ci occuperemo ora di un circuito « simile » a quello a valvole ma equipaggiato con transistor, tenendo conto delle condizioni di montaggio di quest'ultimi e delle loro caratteristiche.

In fig. 6 viene riportato lo schema dal quale si possono trarre le varie analogie con il montaggio a valvole. Prima tra tutte è la corrispondenza degli elettrodi: base (griglia), emettitore (catodo), collettore (placca).

Altra analogia è dovuta alla stessa polarità di alimentazione, questo però se si impiegano transistor NPN. Con dei PNP si dovranno invertire i segni  $+$  e  $-$  dell'alimentatore (e disegnare le frecce degli emettitori in senso opposto). Infine si deve notare la stessa disposizione dei trasformatori, della sorgente e dell'utilizzatore.

Le principali differenze fra il montaggio a valvole e quello a transistor si possono



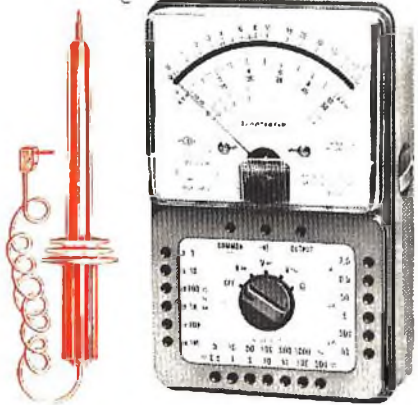


presenta la prestigiosa serie dei tester



## Dinotester

L'analizzatore dei domani.  
Il primo analizzatore elettronico brevettato di nuova concezione realizzato in un formato tascabile - circuito elettronico con transistori ad effetto di campo - FET - dispositivi di protezione ed alimentazione autonoma a pile.



(Brevettato)

### CARATTERISTICHE

- SCATOLA** in polipropilene in materiale plastico antiurto con pannello in teflon e calotta in Cristallo - gran luce. Dimensioni mm 150 x 80 x 45. Peso g 570.
- QUADRANTE** a specchio antiparallaxe con 4 scale a colori, indice a collimatore - vite esterna per la taratura dello zero.
- COMUTATORE** rotabile per le varie inserzioni.
- STRUMENTO** C.T. 1,5 A 15 μA 2500 Ω, tipo a bobina mobile e inquadre permanenti.
- VOLTMETRO** in cc. a funzionamento elettronico (F.E.T.) Sensibilità 200 KΩ/V.
- VOLTMETRO** in ca. realizzato con 4 diodi al germanio collegati a ponte; campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20 KΩ/V.
- OHMMETRO** a funzionamento elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pila interna.
- CAPACIMETRO** batistilo da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
- DISPOSITIVI** di protezione del circuito elettronico e dello strumento contro sovraccarichi per varie inserzioni.
- ALIMENTAZIONE** autonoma a pila in 1 pila al mercurio da 0 V.
- COMPONENTI**: bobine di cantiato originali - Ediswan - resistenze a stato - Rosenthal - con tolleranza del 1%; diodi - Philips - della serie professionale - transistori ad effetto di campo originale americano.
- SEMICONDUTTORI**: n. 4 diodi al germanio, n. 3 diodi al silicio, n. 1 transistor ad effetto di campo.
- COSTRUZIONE** sempre professionalmente a stato solido su piastra a circuito stampato.
- ACCESSORI IN DOTAZIONE**: attuccio, coppia puntali, coccodrillo puntale per 1 KV con pila al mercurio da 9 V. Istruzioni dettagliate per l'impiego.

### PRESTAZIONI

A cc	7 portate	5	30	300 μA	5	50	500	1000 V	25 A
A ca	3 portate	0,1	0,5	1	5	10	50	100 V	125 KV*
V cc	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V	1500 V	
Output in V BF	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V		
Output in dB	8 portate	da -10 a -62 dB							
Ohmetro	6 portate	1	10	100 KΩ	1	10	1000 MΩ		
Cap. batistilo	5 portate	5	500	5000	50000	500000	5000000 pF	5 F	

\* mediante puntale alta tensione a richiesta A T 25 KV.

Portate 46  
sensibilità

**200 KΩ/V cc**  
**20 KΩ/V ca**

prezzo netto L. 18.900



## LAVAREDO 40.000 Ω/Vcc e ca 49 portate

Analizzatore universale, con dispositivi di protezione, ad alta sensibilità, destinato ai tecnici più esigenti. Il circuito in corrente alternata sono muniti di compensazione termica. I componenti di prima qualità uniti alla produzione di grande serie, garantiscono una realizzazione industriale di grande classe. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER



## AN - 660 - B 20.000 Ω/Vcc e ca 50 portate

Analizzatore di impiego universale indispensabile per tutte le misure di tensione, corrente, resistenza e capacità che si riscontrano nel campo RTV. La semplicità di manovra, la costruzione particolarmente robusta e i dispositivi di protezione, permettono l'impiego di questo strumento anche ai meno esperti. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER

A cc	30	300 μA	3	30	300 mA	3 A				
A ca	300 μA		3	30	300 mA	3 A				
V cc	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*	(30 KV)*
V ca	1,2		3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*	
Output in V BF	1,2		3	12	30	120	300	1200 V		
Output in dB	da -20 a -62 dB									
Ohmetro	20	200 KΩ	2	20	200 MΩ					
Cap. a reattanza	50.000	500.000 pF								
Cap. batistilo	10	100	1000	10000	100000 pF					

\* mediante puntale alta tensione a richiesta A T 3 KV o A T 30 KV

A cc	50	500 μA	5	50	500 mA	5 A				
A ca	500 μA		5	50	500 mA	5 A				
V cc	300 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(25 KV)*	
V ca	1,5		5	15	50	150	500	1500 V		
Output in V BF	1,5		5	15	50	150	500	1500 V		
Output in dB	da -20 a -100 dB									
Ohmetro	10	100 KΩ	1	10	100 MΩ					
Cap. a reattanza	25.000	250.000 pF								
Cap. batistilo	10	100	1000	10000	100000 pF					

\* mediante puntale alta tensione a richiesta A T 25 KV

## Nuova versione U.S.I. per il controllo DINAMICO degli apparecchi radio e TV (brevettato)

I tre analizzatori sopra indicati sono ora disponibili in una nuova versione contraddistinta dalla sigla U.S.I. (Universal Signal Injector) che significa iniettore di Segnali Universale. La versione U.S.I. è munita di due bobine supplementari che fa cedere il circuito elettronico costituito fondamentalmente da due generatori di segnali il primo funzionante all'angolo frequenza il secondo a radio frequenza. Data in particolare forma d'onda impulsiva, allentata da un circuito del tipo ad oscillatore bloccato, ne risulta un segnale che contiene una vastissima gamma di frequenze armoniche che arrivano fino a 300 MHz. Il segnale in uscita, modulato in ampiezza, frequenza e fase, si ricava dalle apposite bobine mediante l'impiego dei puntali in collegamento. Il circuito è realizzato con le tecniche più progredite: piastra a circuito stampato e componenti a stato solido.

L'alimentazione è autonoma ed è data dalle stesse pile dell'ohmetro. A titolo esemplificativo ripartiamo qualche Applicazione del nostro iniettore di Segnali: controllo DINAMICO degli stat. audio a media frequenza, controllo DINAMICO degli stat. amplificatori a radio frequenza per la gamma delle onde Lunche, Media, Corte e Ultracorte a modulazione di frequenza; controllo DINAMICO nei canali VHF o UHF della televisione mediante segnali audio e video. Può essere inoltre vantaggiosamente impiegato nella riparazione di autoradio, registratori, amplificatori audio di ogni tipo, come modulatore e come oscillatore di nota per esercitazioni con l'alfabeto Morse.

### MIGNONTESTER 300

analizzatore tascabile universale  
1-2 KΩ/Vcc-ca 29 portate  
il tester più economico nel mercato!  
prezzo netto L. 7.500

### MIGNONTESTER 365

analizzatore tascabile ad alta sensibilità  
con dispositivo di protezione  
20 KΩ/Vcc 36 portate  
il più economico dei 20 KΩ/V  
prezzo netto L. 8.750

### ELETTROTESTER VA - 32 - B

analizzatore universale per elettricisti  
con cercafase e fusibili di protezione  
15 portate 4 campi di prova

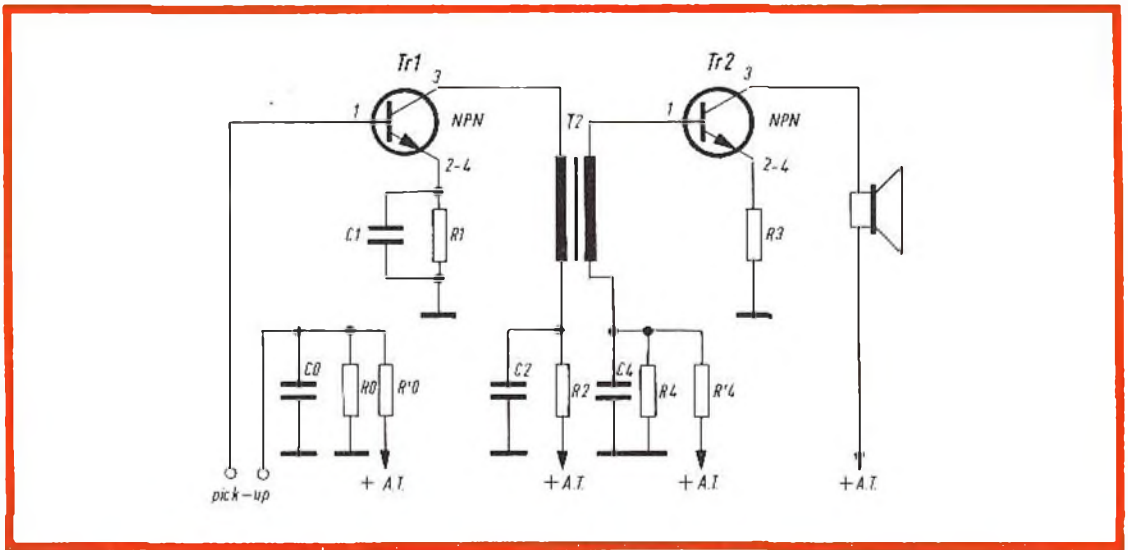


Fig. 7 - Schema elettrico di un amplificatore a transistor in cui sono stati eliminati due trasformatori.

trovare nei circuiti di base, dove si trovano dei partitori di tensione come  $R_0$ ,  $R'_0$  e  $R_4$ ,  $R'_4$  poiché le basi devono essere positive rispetto agli emettitori (negative se si tratta di PNP). Per quanto riguarda invece i condensatori di disaccoppiamento esistono anche nei circuiti a transistor.

Le resistenze di emettitore  $R_1$  e  $R_2$  non servono più alla polarizzazione delle basi, effettuata come indicato più in alto, ma alla stabilizzazione del montaggio, necessaria a causa di certe variazioni dei parametri, come per esempio la temperatura. Questi circuiti di emettitore si possono disaccoppiare con dei condensatori  $C_1$  e  $C_3$  se i valori di  $R_1$  e  $R_3$  sono elevati.

In uno dei prossimi articoli quando ci occuperemo della controreazione, si vedrà la funzione dei condensatori come  $C_1$  e  $C_3$ .

Altra differenza tra i circuiti a valvole e quelli a transistor è quella del ritorno del circuito del primario di  $T_2$  che è collegato direttamente al + A.T.; se necessario si può però disporre un circuito come  $C_2$ ,  $R_2$  di fig. 5.

Con i circuiti a transistor il valore della A.T. è minore che con le valvole, può essere per esempio del valore di 1,5, 3, 6, 9, 12 V ecc. Nuovi tipi di transistor per-

mettono l'impiego anche di alte tensioni dell'ordine di 100, 150, 200 V e più.

Il rapporto spire dei trasformatori nei circuiti a transistor è diverso perché l'impedenza di ingresso dei transistor sulla base è generalmente bassa, mentre quella sulle griglie delle valvole è elevata.

Così all'ingresso di  $Tr_1$  si può avere per esempio un'impedenza d'ingresso di 100  $\Omega$ . Se il pick-up ha un'impedenza di 200  $\Omega$ , il rapporto spire del trasformatore  $T_1$  è:

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{100}{200}} = 0,707$$

Nel caso in cui le impedenze che si devono adattare sono uguali o di valore quasi uguale si può talvolta, sopprimere il trasformatore di adattamento.

Si noterà che i circuiti che abbiamo preso in considerazione sono equipaggiati con trasformatori per ogni tipo di collegamento ma in pratica, si possono effettuare fra i vari stadi dei collegamenti senza trasformatore specialmente quando il collegamento diretto permette un adattamento soddisfacente.

In fig. 7 è riportato un esempio di circuito dove sono stati eliminati i trasformatori  $T_1$  e  $T_3$ .

# IL PAL CON LINEA DI RITARDO

di L. Cascianini

**CORSO DI  
TELEVISIONE  
A COLORI**

## Riassunto

*Il sistema NTSC ha il suo « tallone di Achille », rappresentato dall'impossibilità di mantenere inalterato, fino al ricevitore, un determinato valore di fase del segnale di crominanza. Di qui, l'inconveniente di vedere sullo schermo del cinescopio immagini con colori sbagliati. Il sistema PAL non ha la pretesa di eliminare questo inconveniente, ma di « neutralizzarlo » apportando una leggera modifica al sistema di modulazione in quadratura NTSC. Abbiamo due versioni di questo sistema: il PAL semplice e il PAL con linea di ritardo. Nella prima versione, una riga viene riprodotta con il colore sbagliato così come lo riproduce l'NTSC e in quella successiva si introduce ancora un colore sbagliato, questa volta in senso « opposto » in maniera però che sommato additivamente al colore della linea NTSC, dia allo spettatore l'impressione di vedere il vero colore trasmesso. Nel PAL semplice è quindi l'occhio che integra i colori sbagliati in senso complementare delle due righe adiacenti, così da rivedere il vero colore trasmesso. Il PAL semplice introduce un'idea geniale al fine di neutralizzare la fase differenziale ma non risolve completamente il problema che invece troverà la sua esauriente soluzione nel PAL con la linea di ritardo.*

**A**bbiamo visto che il PAL semplice sfruttando la proprietà di integrazione dei colori dell'occhio umano riesce a far vedere il colore giusto là dove in realtà si trovano due righe vicine con colori sbagliati. Per esempio, se in una riga il colore sbagliato tende all'arancione e nella successiva tende al porpora, lo spettatore vedrà un rosso

(desaturato) che è appunto il vero colore trasmesso (fig. 140 in basso).

Questo meccanismo funziona però fino a quando gli spostamenti di fase della sottoportante non sono molto grandi (al massimo  $\pm 25^\circ$ ).

Oltre questo valore si ha la comparsa dell'« effetto persiana » o barre di Hannover, dovuto al fatto che oltre ad una grande diversità di colore tra una riga e la successiva si ha anche una grande diversità di luminosità tra le due righe vicine.

**Questo sottofondo di barre che vanno su e giù per lo schermo in pratica dà più fastidio dei colori sbagliati dell'NTSC.**

Il Dott. Bruch si rese conto qualche anno fa di questo inconveniente e si propose di eliminarlo.

**La soluzione gli venne suggerita proprio dal sistema SECAM, antagonista del sistema PAL!**

Ed ecco come. È noto che anche il sistema SECAM, forma con i tre segnali  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$  provenienti dai tre tubi da ripresa della telecamera, un segnale di luminanza e due segnali differenza di colore (rispettivamente  $V$  e  $U$ ). Fino qui quindi tutto procede come l'NTSC e il PAL. La differenza compare da qui in avanti in quanto **il SECAM fa a meno della modulazione in quadratura**. Elimina cioè quel sistema di modulazione che consente di trasmettere contemporaneamente « via radio » i due precedenti segnali differenza di colore ( $V$  e  $U$ ).

Cosa vi sostituisce? Un sistema di trasmissione **sequenziale**. In che cosa consiste? Semplicemente in questo. Basandosi sul fatto che il contenuto di colore di due righe successive nel tempo è pressoché uguale, l'ing. H. de France pensò di trasmettere in una riga **un solo** segnale differenza di colore, supponiamo il segnale **V**, e nella successiva **l'altro** segnale differenza di colore, e cioè, il segnale **U**, e così di riga in riga, **ora l'uno ora l'altro ma mai tutti e due insieme come nell'NTSC e nel PAL**. Naturalmente, dovendo trasmettere una unica informazione per volta, la tecnica di modulazione in quadratura non serviva più ed egli pensò alla **modulazione di frequenza**. La sottoportante doveva cioè essere modulata in frequenza ora da uno ora dall'altro segnale differenza di colore. In questa maniera egli aveva eliminato di colpo tutti gli inconvenienti dovuti alla modulazione in quadratura e quindi alla fase differenziale. In conclusione quindi, egli modulava in frequenza la portante del colore in una riga con il segnale **V**, e nella riga successiva con il segnale **U**.

Ma nel ricevitore i due segnali differenza di colore **V** e **U** devono essere presenti **contemporaneamente**. Sì, perché il SECAM, come l'NTSC e il PAL impiega il cinescopio tricromatico, il quale per riprodurre l'immagine a colori sul suo schermo ha bisogno della presenza contemporanea dei segnali  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$  sulle griglie controllo dei tre cannoni elettronici. Anche nel SECAM infatti il segnale differenza di colore del verde viene ricavato sommando alcune frazioni del segnale differenza di colore del rosso (**V**) e del blu (**U**).

Come fare quindi per avere nel ricevitore **contemporaneamente** questi due segnali? Con l'impiego di una memoria. **Un dispositivo cioè che trattenga per la durata di una riga (64  $\mu$ s) il segnale differenza di colore trasmesso nella riga precedente e lo fornisca nell'istante in cui nel ricevitore arriva il secondo segnale differenza di colore**. Nel ricevitore SECAM quindi, in un dato istante, un segnale differenza di colore viene ricevuto **direttamente**, l'altro viene ricavato all'uscita di una linea di ritardo. Questo in due parole il principio di

Fig. 140 - È un altro sistema di presentazione del principio di funzionamento del PAL semplice. Si suppone che l'immagine da trasmettere sia una superficie completamente rossa. L'orologio del colore ci dice che il vettore del segnale di crominanza di questo colore fa un angolo di  $104^\circ$  rispetto all'asse di riferimento. Nelle righe con modulazione NTSC (1, 5, 9 ecc.) avremo quindi  $\alpha = 104^\circ$  mentre nelle righe con modulazione PAL (3, 7, 11 ecc.) avremo  $-\alpha = 104^\circ$ . Se lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore non si verifica alcun spostamento di fase del vettore del segnale di crominanza rispetto al vettore di riferimento (burst), il segnale delle righe con modulazione NTSC verrà demodulato con la sua fase primitiva e avremo ancora il rosso, mentre il segnale delle righe con modulazione PAL, potrà anch'esso dare il rosso solo, se si provvederà a « ribaltare » mediante il commutatore PAL, l'asse di modulazione del segnale differenza di colore del rosso (**V**). Se non si effettuasse questo ribaltamento, le righe PAL apparirebbero sullo schermo con colore verde-ciano. Ciò è indicato nella parte inferiore della figura 141. Supponiamo invece che durante il tragitto trasmettitore-ricevitore il vettore che rappresenta il segnale di crominanza subisca un avanzamento di  $30^\circ$  angolo ( $\beta$ ). In questo caso al ricevitore arriverà un segnale di crominanza che rispetto all'asse di riferimento avrà un angolo uguale a  $\alpha + \beta = 104^\circ + 30^\circ = 134^\circ$ . Il segnale delle righe con modulazione NTSC verrà demodulato secondo questo angolo e il colore della riga sarà arancione e non rosso. Ciò appare evidente osservando l'orologio del colore delle righe NTSC. Anche il segnale delle righe con modulazione PAL, subirà un avanzamento di fase. Solo che in questo caso avremo  $-\alpha + \beta = -104^\circ + 30^\circ = -74^\circ$ . A questo angolo corrisponde nell'orologio PAL il colore porpora. Dopo il solito ribaltamento che devono subire le righe PAL nel ricevitore, questo angolo diventerà  $+74^\circ$ . Sullo schermo avremo quindi una riga (riga NTSC) in cui apparirà un colore arancione, mentre nella successiva (riga PAL) avremo un colore corrispondente all'angolo di fase  $\alpha - \beta = 74^\circ$  e cioè un colore falsificato complementariamente nel rosso porpora. Osservando queste righe variamente colorate ad una certa distanza, l'occhio in forza della sua capacità di integrazione, vedrà un colore risultante dalla mescolazione additiva dei due precedenti colori (e cioè arancione + rosso-porpora) e cioè un colore rosso, come appunto era quello della superficie che si voleva trasmettere. Risulterà leggermente più pallido e cioè meno saturo, dato che il PAL, com'è noto, trasforma gli errori della fase differenziale in errori di saturazione. Ma quest'ultimi si possono facilmente correggere in ricezione.

Superficie da riprodurre col rosso



Senza errore di fase

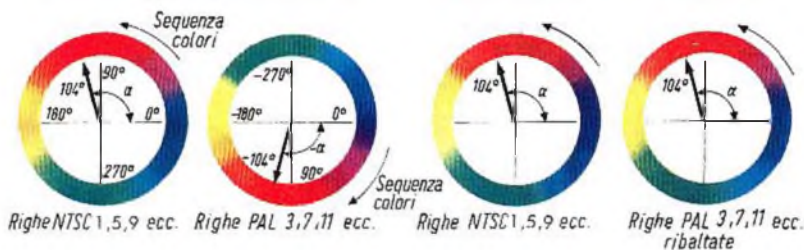
Righe sullo schermo del cinescopio



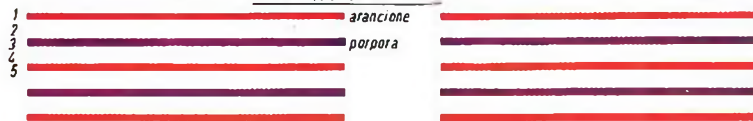
Impressione di colore che si ha stando ad una certa distanza



Colore rosso



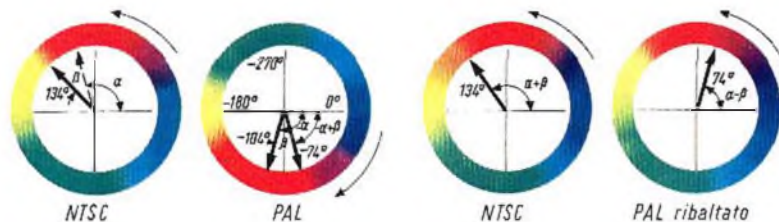
Con errore di fase



Impressione di colore che si ha stando a una certa distanza



(ancora rosso ma leggermente desatur.)



funzionamento del SECAM. Nel SECAM quindi la linea di ritardo è un componente essenziale.

**A queste cose avrà pensato certamente il Dott. Bruch...**

...quando osservando sullo schermo del suo ricevitore le barre caratteristiche del PAL semplice, cercava il sistema per eliminarle. Pensava appunto come poter impiegare anche lui una linea di ritardo, non per immagazzinare un segnale che non veniva trasmesso in quel dato istante ma per fargli fare quello che faceva l'occhio dello spettatore davanti all'immagine del suo PAL semplice. Era l'occhio infatti che addizionava i colori sbagliati di due righe vicine dando in definitiva allo spettatore la sensazione di vedere il vero colore trasmesso (fig. 140). Questa « somma » o meglio questa « media » dei colori sbagliati di due righe non doveva più farla l'occhio, ma un dispositivo elettronico. Sullo schermo dovevano quindi apparire i colori veri e l'occhio questa volta non doveva far altro che osservarli e non integrarli!

Come fare? Si riconsideri brevemente il sistema di trasmissione PAL di fig. 142. Il colore trasmesso è il colore porpora (angolo  $\alpha = 45^\circ$ ) (riga 1 - NTSC - a1). Nella riga successiva (riga 3 - PAL) viene invertita la polarità della portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso  $F_v$ , (angolo  $\alpha = -45^\circ$ ). Avendo subito il segnale di crominanza nel tratto trasmettitore-ricevitore una variazione di fase rispetto all'asse di riferimento nella misura di  $\varphi = 30^\circ$ , al ricevitore, il vettore del segnale di crominanza non farà più un angolo  $\alpha = 45^\circ$  rispetto all'asse di riferimento bensì  $\alpha + \varphi$  e cioè  $= 45^\circ + 30^\circ = 75^\circ$  a2). La fase del segnale di crominanza ha subito quindi un avanzamento di  $30^\circ$  rispetto al valore di partenza. Dopo  $64 \mu s$ , il ricevitore riceve la riga PAL. Naturalmente anche in questa riga il segnale di crominanza ha subito nel tragitto trasmettitore-ricevitore un avanzamento di fase di  $30^\circ$ . Questa volta però, il reale spostamento di fase è  $-\alpha + \varphi = -45^\circ + 30^\circ = -15^\circ$  b2). Nella prima riga (riga NTSC) il colore anziché essere porpora tenderà al rosso (a2), mentre nella riga successiva (riga PAL) tenderà al blu (b2).

L'asse di modulazione  $F_v$  del segnale di crominanza della riga PAL (b3) viene di nuovo invertito di polarità nel ricevitore, per le ragioni che abbiamo spiegato nella puntata precedente (fig. 141). In questa riga (riga PAL) il colore alterato tende ancora al blu.

**A questo punto**, se applichiamo questi segnali al cinescopio avremo una riga con colore tendente al rosso e la successiva tendente al blu. L'occhio farà la somma o la media dei due colori sbagliati e vedrà per mescolazione additiva di nuovo il porpora. Se viceversa inviamo il segnale di crominanza della riga NTSC in un dispositivo che lo ritarda di  $64 \mu s$  (durata di scansione di una riga) quando il segnale di questa riga esce da questo dispositivo (linea di ritardo) troverà il segnale della riga PAL. Avverrà a questo punto quello che avveniva sul fondo della retina. In questo caso però mediante una combinazione lineare verrà fatta la « media » dei segnali dei colori sbagliati di due righe, e di conseguenza avremo direttamente sullo schermo la riproduzione del colore originariamente trasmesso che risulterà un po' meno saturo dell'originale (figura 142. c).

## Il PAL con la linea di ritardo

Vediamo un po' più da vicino il meccanismo in base al quale la linea di ritardo riesce a fare con i segnali sbagliati quello che l'occhio faceva con i colori sbagliati, e cioè la « media » delle due informazioni. Prima cerchiamo di vedere la « posizione » di questa linea di ritardo nella sezione colore di un normale ricevitore.

Consideriamo lo schema a blocchi di questo ricevitore PAL con linea di ritardo indicato in fig. 143a. Concentriamo la nostra attenzione sulla parte centrale dello schema, quella indicata con colori. **Compito di questa sezione è quello di estrarre dal segnale di crominanza a 4,43 MHz modulato in fase ed in ampiezza, i segnali differenza di colore del rosso (V) e del blu (U) e di applicarli alla matrice che forma il segnale differenza di colore del verde. Questi tre segnali differenza di colore vengono successivamente applicati alle griglie controllo dei tre cannoni del cinesco-**

# 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 antilusura
- Perno regolabile
- Facilità di accoppiamento
- Possibilità di azionamento da entrambi gli estremi del perno



pio tricromico mentre il segnale di luminanza viene applicato ai tre catodi collegati insieme e per risultato si avrà che i raggi di elettroni di questi cannoni risulteranno modulati secondo l'andamento dei segnali primitivi  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$ . Questo oramai lo sappiamo a memoria. E questa sezione quindi che in un ricevitore a colori è più importante.

Insieme al segnale di crominanza è presente anche il segnale del burst che deve essere però separato dal segnale di crominanza. In definitiva, il segnale di crominanza e il segnale del burst seguiranno due « cammini » diversi (fig. 143 a sinistra).

Per il momento, ci occuperemo solo del segnale di crominanza puro e semplice (figura 143b-c). Un amplificatore « selettivo » accordato sulla frequenza di 4,43 MHz (larghezza di banda 1,2 MHz circa) separa il segnale di crominanza dal segnale di luminanza (fig. 143b b e c). Il guadagno di questo amplificatore accordato può essere variato ed in generale ad esso è applicata una tensione C.A.G. Oltre a questa regolazione **automatica** che consente di avere all'uscita dell'amplificatore di crominanza un segnale di ampiezza costante indipendentemente dal livello del segnale presente in antenna, è prevista anche una regolazione **manuale** dell'ampiezza del segnale di crominanza (figura 143 - a). Sappiamo che all'ampiezza del segnale di crominanza (4,43 MHz) è legata la **saturazione** del colore. Mediante questa regolazione si potrà quindi variare la saturazione dei colori dell'immagine ricevuta.

Segue il circuito della linea di ritardo all'uscita della quale noi vediamo **due** segnali e precisamente la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu  $F(V_B - V_V)$ , più semplicemente  $F_U$ , e la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso  $\pm F(V_R - V_V)$ , più semplicemente  $\pm F_V$ . Davanti a quest'ultimo segnale si trovano i segni di due polarità opposte ( $\pm$ ) ad indicare che si tratta di quella « portante » che nel PAL viene appunto cambiata di polarità di riga in riga.

Ma cosa ci ha combinato questa linea di ritardo? Nel fare la « media » dei se-

gnali (con fase errata) di due righe consecutive ha « spaccato » il segnale di crominanza in due, riportando alla luce le due « portanti » in quadratura che nel trasmettitore erano state unite in un apposito stadio sommatore. Vediamo infatti entrare all'ingresso del circuito della linea di ritardo il segnale di crominanza **modulato in fase e in ampiezza** e ritroviamo **alla sua uscita** le due « portanti » in quadratura modulate **solo** in ampiezza come lo erano nello stadio modulatore del trasmettitore prima di essere sommate per produrre il segnale di crominanza. È per questo motivo che il circuito della linea di ritardo viene anche chiamato **stadio demodulatore**. Esso infatti scindendo il segnale di crominanza nelle « portanti » in quadratura modulate in ampiezza dai segnali differenza di colore, dà inizio allo « scioglimento del bandolo della matassa » quale appunto può considerarsi il segnale di crominanza.

**Questa separazione delle portanti in quadratura non è ancora la demodulazione vera e propria.** Questa infatti (mediante i demodulatori sincroni) ci ridarà i segnali differenza di colore **V** e **U** in **bassa frequenza**, mentre all'uscita della linea di ritardo questi segnali sono ancora **sulla loro « portante » a 4,43 MHz** (più precisamente bisognerebbe dire che essi si trovano sulle bande laterali di questa « portante », perché quest'ultima come sappiamo viene soppressa).

I veri demodulatori e cioè i **demodulatori sincroni** seguono infatti subito dopo come appunto risulta dallo schema a blocchi (fig. 143 a).

**Come fa il circuito della linea di ritardo a « spaccare » in due il segnale di crominanza?**

Rifacciamoci alla rappresentazione vettoriale del sistema di trasmissione PAL (fig. 144c) e cerchiamo di vedere più chiaramente com'è possibile che il segnale di crominanza possa essere scisso nelle sue componenti in quadratura in forza della presenza della linea di ritardo che, come abbiamo visto, viene introdotta per fare la somma dei segnali di crominanza « sbagliati » di due righe successive.



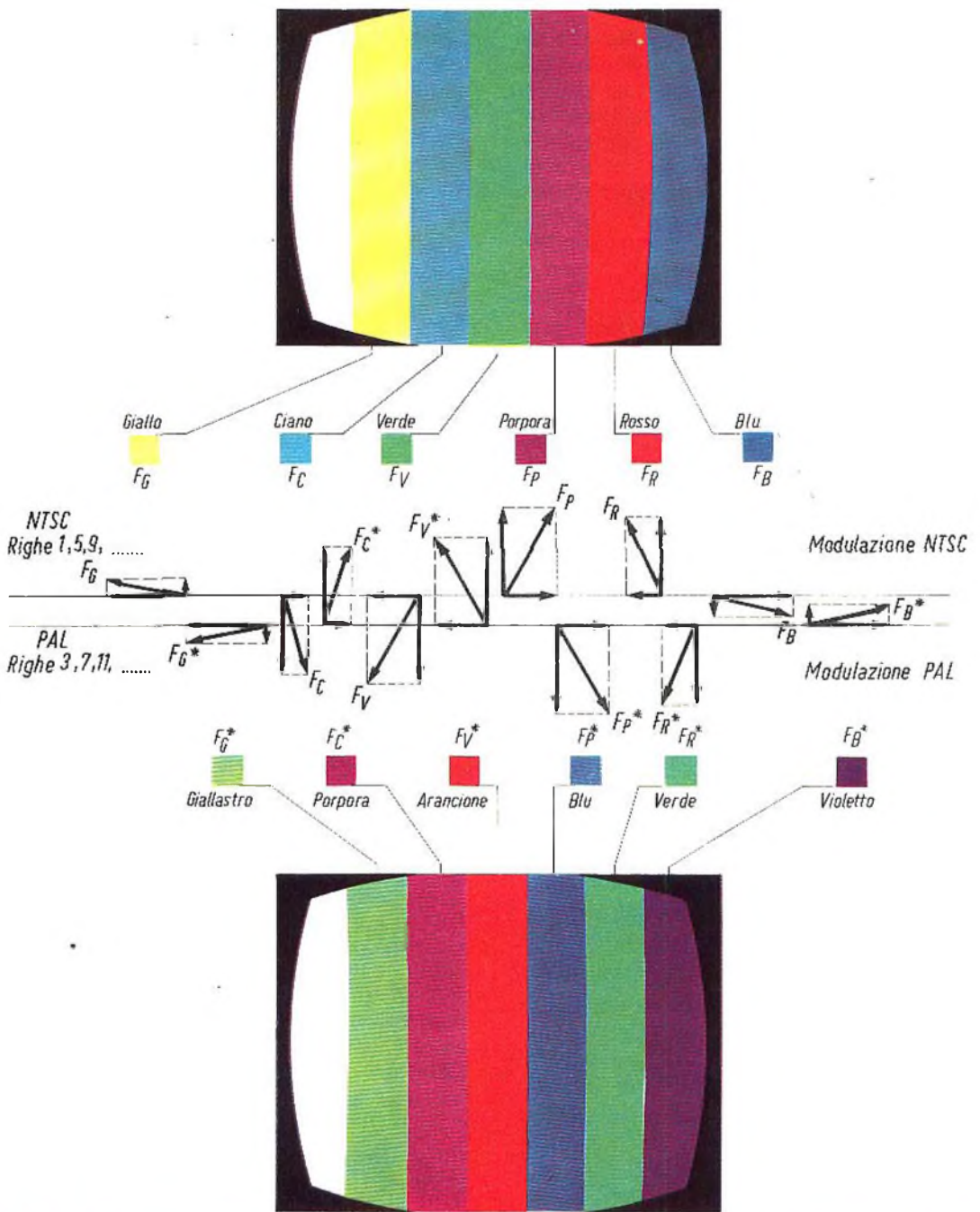


Fig. 141 - Cosa succedrebbe se nel ricevitore non avvenisse la commutazione PAL, non venisse cioè ribaltato l'asse di modulazione del segnale differenza di colore del rosso. L'immagine da trasmettere sono le solite barre. I colori di queste barre sono disposti in maniera che il loro segnale di luminanza, presenta una formazione a scala. La scala dei grigi. È indicato il vettore del segnale di crominanza delle righe con modulazione NTSC (righe 1, 5, 9...) e sotto il vettore del segnale di crominanza di questi stessi colori ma con modulazione PAL (righe 3, 7, 11). Come si vede esso risulta ribaltato rispetto all'asse di modulazione del segnale differenza di colore del blu. I colori indicati in basso sono quelli che apparirebbero sullo schermo del cinescopio nel caso in cui l'asse di modulazione del segnale V non venisse ribaltato nel ricevitore mediante un apposito commutatore.

Supponiamo che venga trasmesso il solito colore porpora. Durante la riga 1 (riga NTSC), le « portanti » modulate dai segnali differenza di colore **U** e **V** sono entrambi positive (I° quadrante fig. 144c). Abbiamo quindi  $+F_U$  e  $+F_V$ . Nella riga successiva (riga 3 = riga PAL), la portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso ( $F_V$ ), viene invertita di fase (IV quadrante - fig. 144c). Abbiamo quindi  $+F_U$  e  $-F_V$ , dove la componente in quadratura  $F_V$  assume segno negativo (-) mentre l'altra componente  $F_U$  mantiene ancora il segno positivo (+).

Nella riga 5 (di nuovo riga NTSC), le polarità di queste componenti della modulazione in quadratura riassumono le polarità che avevano nella riga 1, e così via. Pertanto, le componenti della modulazione in quadratura delle righe 1, 3 e 5 potranno essere scritte così:

$$\text{Riga 1 : } F_1 = + F_U + F_V$$

$$\text{Riga 3 : } F_3 = + F_U - F_V$$

$$\text{Riga 5 : } F_5 = + F_U + F_V$$

In queste semplici formule,  $F_1$ ,  $F_3$ ,  $F_5$  simboleggiano i segnali di crominanza risultanti dalla somma delle « portanti » in quadratura ( $F$ ) modulate dai segnali differenza di colore del rosso (segnale **V**) e del blu (segnale **U**). Questo meccanismo di modulazione e di commutazione della polarità continua naturalmente per tutte le righe dell'immagine.

È bene precisare a questo punto che, a causa dell'interlacciamento dei due semiquadri, quando si dice che nel sistema PAL la « portante » modulata dal segnale **V** viene cambiata di polarità nella riga **successiva**, per riga successiva s'intende quella che è **successiva nel tempo e non nell'immagine**. Nella immagine infatti la riga successiva alla 1 è ovviamente la 2, la successiva della 3 è la 4 e così via. La riga invece **successiva nel tempo** alla riga 1 è la riga 3 osservata sull'immagine (figura 144a).

Abbiamo detto che il circuito della linea di ritardo provvede a fare la media « elettrica » o la somma dei segnali elettrici erari di fase di due righe **successive nel tempo**. Provvede a fare cioè quell'integra-

zione o media dei colori che nel PAL semplice era affidata alle proprietà dell'occhio umano.

Attenzione! Sommiamo il segnale di crominanza delle righe 1 e 3. Il segnale di crominanza di queste righe abbiamo visto che è formato così:

$$\text{Riga 1: } F_1 = F_U + F_V$$

$$\text{Riga 3: } F_3 = F_U - F_V$$

Eseguiamo la somma, e cioè:

$$\begin{aligned} F_1 + F_3 &= \\ &= F_U + F_V + F_U - F_V \\ &= 2 F_U \end{aligned}$$

Con nostra meraviglia vediamo che nell'eseguire questa somma la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso (e cioè  $F_V$ ) « si annulla » (infatti  $+F_V - F_V = 0$  mentre  $+F_U + F_U = 2F_U$ ).

Eseguiamo ora **la differenza** tra i segnali di crominanza della riga 1 e della riga 3:

$$\begin{aligned} F_1 - F_3 &= \\ &= F_U + F_V - (F_U - F_V) \\ &= F_U + F_V - F_U + F_V \\ &= 2 F_V \end{aligned}$$

In questo caso è la « portante » modulata del segnale differenza di colore del blu e cioè  $F_U$  che nell'eseguire questa differenza si « annulla ». (Infatti:  $+F_U - F_U = 0$  mentre  $+F_V + F_V = 2F_V$ ).

Continuiamo a fare queste **operazioni di somma e sottrazione delle componenti della modulazione in quadratura del segnale** di crominanza delle 3 e 5. Tenendo presente che nella riga 5 ritorna la modulazione NTSC avremo:

**Somma:**

$$\begin{aligned} F_3 + F_5 &= \\ &= F_U - F_V + F_U + F_V \\ &= 2 F_U \end{aligned}$$

Anche nella **somma** delle componenti in quadratura delle righe 3 e 5 si verifica l'annullamento della componente «rossa».

#### Differenza:

$$\begin{aligned} F_3 - F_5 &= \\ &= F_U - F_V - (F_U + F_V) \\ &= F_U - F_V + F_U - F_V \\ &= -2 F_V \end{aligned}$$

In questo caso è di nuovo la componente « blu » che se ne va mentre la componente « rossa » rimane ma con la polarità invertita (—).

Si potrebbe continuare a sommare e a sottrarre due righe successive nel tempo e potremmo constatare che in generale ad ogni **somma** dovremmo registrare la scomparsa della componente « rossa » (e cioè della « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso, e cioè  $F_V$ ) ed il mantenimento di quella modulata dal segnale differenza di colore del blu ( $F_U$ ) mentre ad ogni **differenza** di due righe successive nel tempo dovremmo registrare la sparizione della portante modulata dal segnale differenza di colore del blu ( $F_U$ ) ed il mantenimento della portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso ( $F_V$ ) davanti alla quale vedremo **alternativamente** un segno positivo o un segno negativo e cioè  $\pm F_V$ .

Ecco quindi come si fa (per ora solo con semplici passaggi di algebra elementare) a scomporre il segnale di crominanza nelle sue componenti originarie. **Ciò naturalmente ha valore supponendo che il contenuto cromatico di una riga non differisca eccessivamente da quello della riga successiva. In pratica però è così.**

All'uscita quindi del circuito della linea di ritardo non avremo più il segnale di crominanza modulato in fase e in ampiezza.

Avremo al suo posto le sue componenti modulate **solo in ampiezza** dai segnali differenza di colore del rosso e del blu. Ciò che ora bisognerà fare per avere i segnali differenza di colore di **bassa frequenza** sarà quello di applicare queste due componenti in quadratura a due demodulatori « sincroni » all'uscita dei quali riavremo

**finalmente** i « puri » segnali differenza di colore del rosso ( $V$ ) e del blu ( $U$ ). I demodulatori dovranno essere del tipo **sincrono** e cioè con iniezione in **fase giusta** di una « portante » rigenerata. Ciò è necessario in quanto noi abbiamo sempre parlato per semplicità di « portanti » ma in realtà di trattava sempre di bande laterali, poiché la vera portante viene soppressa in trasmissione.

**Questo riottenimento delle componenti della modulazione in quadratura separate grazie alla presenza della linea di ritardo è una cosa sconosciuta al sistema NTSC. È un gran pregio del sistema PAL con linea di ritardo quello di poter applicare al demodulatore sincrono del segnale differenza di colore supponiamo del rosso, solo la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso ( $F_V$ ). Così dicasi per il demodulatore sincrono del segnale differenza di colore del blu. Viceversa nell'NTSC a ciascun modulatore sincrono vengono applicate contemporaneamente tutte e due le componenti in quadratura così come si trovano nel segnale di crominanza completo. Se la taratura non è fatta più che bene è molto facile che per esempio, il demodulatore del segnale differenza di colore del rosso demoduli anche una parte del segnale differenza di colore del blu o viceversa.**

#### Come si fa in pratica a scindere il segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura

Vediamo un po' di realizzare mediante circuiti elettrici ciò che con tanta facilità abbiamo fatto con semplici operazioni di somma e sottrazione algebrica.

Si tratta come già abbiamo detto in precedenza e come abbiamo indicato con le precedenti espressioni, di **sommare e sottrarre contemporaneamente due segnali che in realtà pervengono nel ricevitore l'uno dopo l'altro.** È la linea di ritardo che risolve questo problema di contemporaneità, per il fatto che essa riesce a **trattenere il segnale della riga precedente fino quando non arriva il segnale della riga successiva.**

Come fa la linea di ritardo a trattenere il segnale di crominanza di una riga per un tempo di 64  $\mu$ s? Semplicissimo. Essa tra-

sforma il segnale elettrico con frequenza di 4,43 MHz in un'onda ultrasonora a 4,43 MHz (fig. 145a). Questa onda sonora viene inviata attraverso una barra di vetro che essa percorre con una velocità di appena 2700 m/s. La lunghezza del cammino a « V » dell'onda ultrasonora nella barra di vetro è calcolata in maniera che l'onda impieghi 64  $\mu$ s a percorrerlo nei due sensi.

Consideriamo il circuito di fig. 146. È evidente che applicando il segnale di cromaticità nel punto A, questo percorrerà due « strade » prima di raggiungere il punto d'incontro B. Nel « ramo » N troverà la linea di ritardo che lo ritarderà di 64  $\mu$ s (durata di scansione di una riga) nel « ramo » M non troverà nessun ostacolo. Si comprende facilmente quindi che in un dato istante sarà presente nel punto B sia il segnale « diretto » sia il segnale « ritardato ». Il segnale diretto è il segnale di una data riga, il segnale ritardato è quello della riga precedente. Ecco quindi come si fa ad avere in un dato punto del circuito contemporaneamente i segnali di due righe che in realtà arrivano al ricevitore uno dopo l'altro.

Ma ciò non basta. Come già abbiamo visto, una volta ottenuti questi due segnali, occorre sommarli e sottrarli contemporaneamente. Ciò per poter effettuare quella « media » elettrica dei segnali di due righe che nel PAL semplice era invece affidata al potere integratore dell'occhio. Per poter quindi effettuare le precedenti ope-

razioni di somma e sottrazione del segnale di cromaticità di due righe successive dovremmo « corredare » la linea di ritardo di due stadi aggiuntivi.

Teniamo sempre presente che il compito della linea di ritardo è quello di poter consentire la somma dei segnali di due righe successive nel tempo. Se poi nel fare questa somma sparisce la modulazione di fase, e quindi l'errore di fase, e si ottengono le due portanti in quadratura modulate solo in ampiezza dai segnali V e U, tanto meglio. Ma vediamo un po' come sia stata possibile questa separazione.

La fig. 147 indica il principio di funzionamento della linea di ritardo con annessi i due stadi rispettivamente di somma e sottrazione. I due stadi somma e sottrazione (indicati nel disegno con i segni più (+) e meno (-)) hanno ciascuno due ingressi ed una uscita. Agli ingressi « di sinistra » viene applicato il segnale di cromaticità, supponiamo, della riga 3 mentre agli ingressi « di destra » viene applicato contemporaneamente il segnale della riga 1 che naturalmente era « venuto prima » ma si trova solo ora all'ingresso di questi stadi a causa del tempo « speso » nell'attraversare sotto forma di onda ultrasonora la barra di vetro della linea di ritardo.

Nel successivo periodo di scansione (riga 5) nel quale vengono sommate le righe 3 e 5, è il segnale di cromaticità della riga

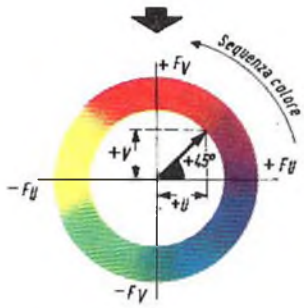
Fig. 142 - Compensazione dell'errore della fase differenziale mediante la linea di ritardo.

Il colore trasmesso è un porpora (a). Durante il tragitto trasmettitore-ricevitore la fase del segnale di cromaticità viene alterata,  $\alpha + \varphi$  (a<sub>2</sub>). Il colore che appare sullo schermo non corrisponde a  $\alpha = 45^\circ$  ma  $\alpha + \varphi = 45^\circ + 30^\circ = 75^\circ$ . Il colore anziché essere porpora è rossastro. Nella riga successiva (b<sub>1</sub>), viene invertita la polarità della portante modulata dal segnale V. Anche il segnale di cromaticità di questa riga viene contaminato dall'errore di fase  $\varphi = 30^\circ$ , ma in questo caso abbiamo  $-\alpha + 30^\circ = -45^\circ + 30^\circ = -15^\circ$ . Il vettore con questo angolo di fase viene « ribaltato » nel ricevitore simmetricamente rispetto all'asse di modulazione  $-F_u + F_v$  (b<sub>2</sub>). Questo segnale darebbe un colore che tende al blu (riga PAL). Nello stesso istante però viene « combinato » linearmente con il segnale della riga precedente (riga NTSC) che ha impiegato 64  $\mu$ s (durata di una riga) ad attraversare la linea di ritardo, e ne esce fuori quindi nello stesso istante in cui compare il segnale della riga successiva (riga PAL). In (c) si può vedere il risultato della combinazione lineare di questi due segnali. Il vettore del segnale di cromaticità ritorna nella posizione iniziale  $\alpha = 45^\circ$ , e sullo schermo comparirà il colore corrispondente a questo angolo di fase e cioè il colore porpora.

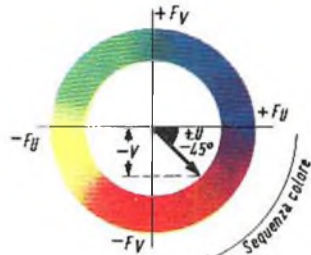
In realtà questa tensione somma è doppia di quella trasmessa. Essa dovrà essere pertanto dimezzata nel circuito della linea di ritardo. In seguito a questo dimezzamento il vettore « compensato » risulterà leggermente più corto di quello originariamente trasmesso. Ciò spiega perché il colore compensato risulta leggermente meno saturo di quello originariamente trasmesso.

*riga NTSC (1.5.9....)*

*riga PAL (3.7.11....)*  
 $64\mu s$  più tardi

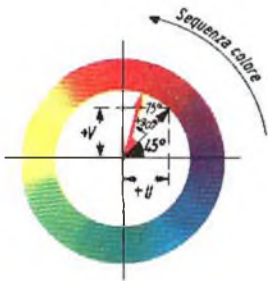


a1)

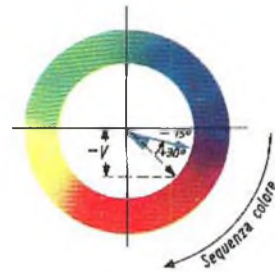


b1)

Segnali trasmessi  
 ↑  
 Tragitto segnali trasmettitore - ricevitore  
 ↓  
 Segnali ricevuti



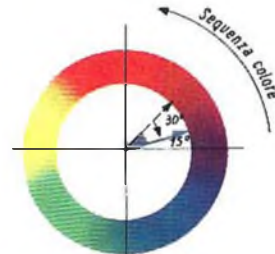
a2)



b2)



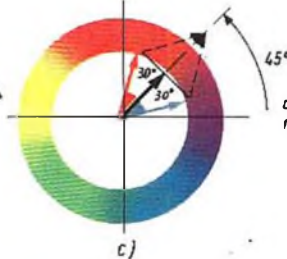
a3)



b3)

Linea di ritardo PAL

Trattiene per  $64\mu s$   
 la riga NTSC



c)

La media PAL  
 dei segnali delle due  
 righe da il colore primitivo

5 che viene a trovarsi all'ingresso della linea e agli ingressi di « sinistra » degli stadi somma e sottrazione; a questi stessi ingressi si troverà **contemporaneamente** anche il segnale di crominanza della riga 3, soltanto ora disponibile in questi punti del circuito a causa del tempo « speso » nell'attraversare la linea di ritardo.

Ecco quindi come avviene la **contemporanea somma e sottrazione** dei segnali di crominanza di due righe successive nel tempo necessaria per annullare gli errori di fase del segnale di crominanza. Come risultato di queste operazioni avremo alle due uscite del **demodulatore a linea di ritardo** le sole « portanti » in quadratura modulate in ampiezza dai rispettivi segnali differenza di colore del blu e cioè  $F_{(B-Y)}$  o semplicemente  $F_U$  e del rosso  $\pm F_{(R-Y)}$  o semplicemente  $\pm F_V$ . La componente « blu » avrà sempre il segno positivo [ $+ F_{(B-Y)}$ ], mentre la componente « rossa » cambierà segno di riga in riga [ $\pm F_{(R-Y)}$ ], come appunto abbiamo visto in precedenza.

In fig. 148 è indicato come in pratica può essere realizzato il demodulatore a linea di ritardo. Il secondario del trasformatore che alimenta la linea di ritardo ha una **presa centrale** collegata a massa. In questa maniera ad una **estremità** avremo il segnale di crominanza  $F$  con polarità positiva mentre all'altro capo avremo il segnale di crominanza con polarità negativa. Lo sfasamento di  $180^\circ$  è necessario per effettuare l'operazione di sottrazione. Il segnale « positivo » alimenta la linea di ritardo. Le perdite del segnale all'interno della linea vengono compensate mediante l'impiego di un autotrasformatore posto all'uscita. Con il resistore variabile  $R$  e l'induttanza variabile  $LV$  si riporta al valore giusto la tensione di uscita e il tempo di ritardo. Dopo  $LV$  avremo quindi a disposizione un segnale di crominanza **non attenuato e ritardato di un tempo pari alla durata di scansione di una riga**. I « complicati » stadi somma e sottrazione sono formati ciascuno da due resistori di uguale valore. Compito di questi resistori è quello di disaccoppiare l'ingresso e l'uscita del circuito della linea e di chiudere con il giusto valore l'impedenza di uscita della linea stessa. Nel punto di unione dei due resistori **in alto** è presente il segnale ri-

sultante dalla operazione **somma**  $F_{(B-Y)}$  mentre nel punto di unione dei due resistori **in basso** è presente il segnale risultante dall'operazione **differenza**  $\pm F_{(R-Y)}$ .

L'operazione sottrazione o differenza viene effettuata in questo caso mediante somma del segnale  $F_1$  di segno positivo con il segnale  $F_3$  di segno negativo. Ciò corrisponde infatti alla espressione di sottrazione  $F_1 - F_3$  di cui abbiamo parlato in precedenza.

Facciamo presente ancora una volta che quando diciamo segnali positivi o negativi non vogliamo affatto alludere alle polarità positiva o negativa di una tensione continua ma a tensioni alternate sfasate di  $180^\circ$  e quindi in controfase.

**Come la mettiamo con la portante modulata del segnale  $V$  che cambia polarità di riga in riga?**

Il problema fondamentale di scindere il segnale di crominanza modulato in ampiezza e fase nelle sue due componenti modulate solo in ampiezza dai segnali differenza di colore è stato risolto. Si tratta ora di studiare un sistema **per togliere il continuo cambiamento di polarità di riga in riga della portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso**. Vogliamo alludere alla componente  $\pm F_{(R-Y)}$ . Per fare in modo che questo segnale presenti nel ricevitore **sempre** la stessa polarità e cioè  $+ F_{(R-Y)}$ , bisognerà disporre di un **cambiatore di polarità** che sposti il suo « braccio » in sincronismo con l'analogo dispositivo che nel trasmettitore inverte la polarità di riga in riga della « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso.

La soluzione di questo problemino è facile (fig. 149). La portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso  $\pm F_{(R-Y)}$  la quale di riga in riga cambia la polarità ( $180^\circ$  di differenza di fase) viene applicata ad un trasformatore il cui secondario ha la **presa centrale a massa**. Di conseguenza alle **estremità** di questo secondario avremo segnali in opposizione di fase. Se per esempio, in un dato istante viene applicato all'ingresso del trasformatore la componente  $+ F_{(R-Y)}$  con polarità positiva, agli estremi del secondario avremo

**contemporaneamente a disposizione questo stesso segnale con polarità positiva  $+ F_{(R-Y)}$  e con polarità negativa  $- F_{(R-Y)}$ . A questo punto bisognerà fare in modo che il contatto « mobile » tocchi sempre la estremità dove è presente la componente  $+ F_{(R-Y)}$  con segno positivo.**

Questo commutatore che preleva sempre un segnale con segno positivo ci fa venire in mente i vecchi **survoltori** (rad-drizzatori meccanici) usati nelle autoradio a valvole!!!

Nel nostro caso non si può naturalmente impiegare un commutatore meccanico, dato che la frequenza con cui dovrebbe commutare è 15625/2 al secondo (metà frequenza di riga). **Dobbiamo quindi ricorrere ad un commutatore elettronico.**

Un simile commutatore potrebbe essere fatto come indicato nella fig. 150. Qui abbiamo due diodi che possono essere resi conduttori o non conduttori (che possono quindi chiudere e aprire il circuito) qualora venga ad essi applicata tramite le due metà del secondario una tensione di commutazione. Una tale tensione non potrà avere che la forma rettangolare e cioè un fronte ripido. Questa tensione può essere fornita da un multivibratore o da un flip-flop sincronizzato con l'analogo multivibratore del trasmettitore mediante l'impulso di identificazione ricavato dal burst come già abbiamo spiegato.

I condensatori C agli effetti della frequenza a 4,43 MHz sono dei **corto-circuiti** e pongono quindi a massa il centro del secondario.

## I demodulatori sincroni

All'uscita del commutatore abbiamo quindi la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso sempre con polarità positiva e cioè con la fase ribaltata  $(+ F_r)$ . All'altra uscita del circuito della linea di ritardo abbiamo la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu  $(F_b)$ . La successiva operazione riguarda pertanto la demodulazione di queste due componenti del segnale di cromaticità. Si tratta cioè di riottenere i segnali differenza di colore del rosso e del blu « in bassa frequenza ». Con questi due segnali

formeremo il segnale differenza di colore del verde ed infine con il segnale di luminanza e con questi tre segnali differenza di colore facendo fare da matrice al cinescopio, moduleremo i tre raggi di elettroni secondo i primitivi segnali  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$  (vedi fig. 143a).

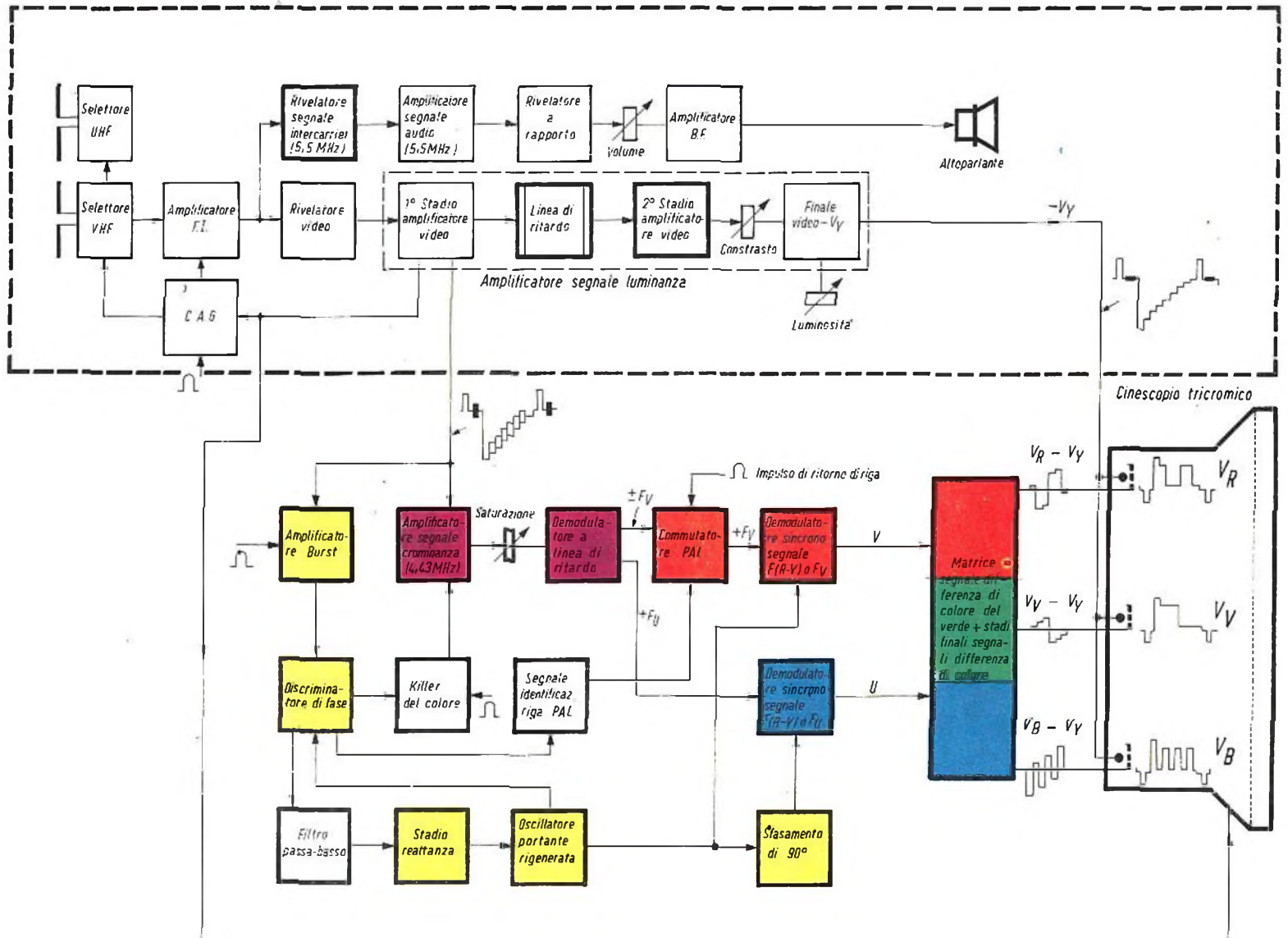
Demodulare queste due « portanti » non è così facile come demodulare il segnale di luminanza. Nel caso del segnale di luminanza basta semplicemente **raddrizzare** la portante video nel noto « rivelatore video ». La portante in questo caso è veramente presente e non è soppressa come nel caso dei due segnali a 4,43 MHz presenti all'uscita del circuito della linea di ritardo.

Qui abbiamo solo due serie di bande laterali in quadratura modulate dai segnali differenza di colore del rosso (V) e del blu (U). Le cose in questo caso non sono tanto semplici.

Supponiamo per esempio, di trasmettere un'immagine che in senso verticale sia metà blu (parte sinistra) e metà gialla (parte destra). In base alla tabella 1 che già conosciamo e che qui riportiamo per comodità del lettore si può osservare come il segnale differenza di colore del blu  $(V_b - V_v)$  di questi due colori ha **lo stesso valore assoluto 0,89 ma polarità opposte.**

Riferiamoci al diagramma vettoriale della g. 152. Vediamo che il vettore che indica il segnale di cromaticità del giallo si trova nel I° quadrante quello che indica il segnale di cromaticità del blu si trova invece nel IV° quadrante. Se analizziamo le componenti in quadratura che danno il vettore del segnale di cromaticità di questi due colori possiamo facilmente constatare che la « portante » modulata dal segnale differenza di colore del blu ha la stessa ampiezza nei due casi, ma polarità opposte, e cioè è sfasata di 180°. Un normale rivelatore, come quello impiegato per il segnale di luminanza, è in grado di rivelare solo l'ampiezza di una portante ma è insensibile alla sua variazione di fase. Nel nostro caso quindi ci darebbe due segnali **uguali!**

Il nostro demodulatore invece non solo deve essere sensibile all'ampiezza della « portante » da demodulare ma deve anche





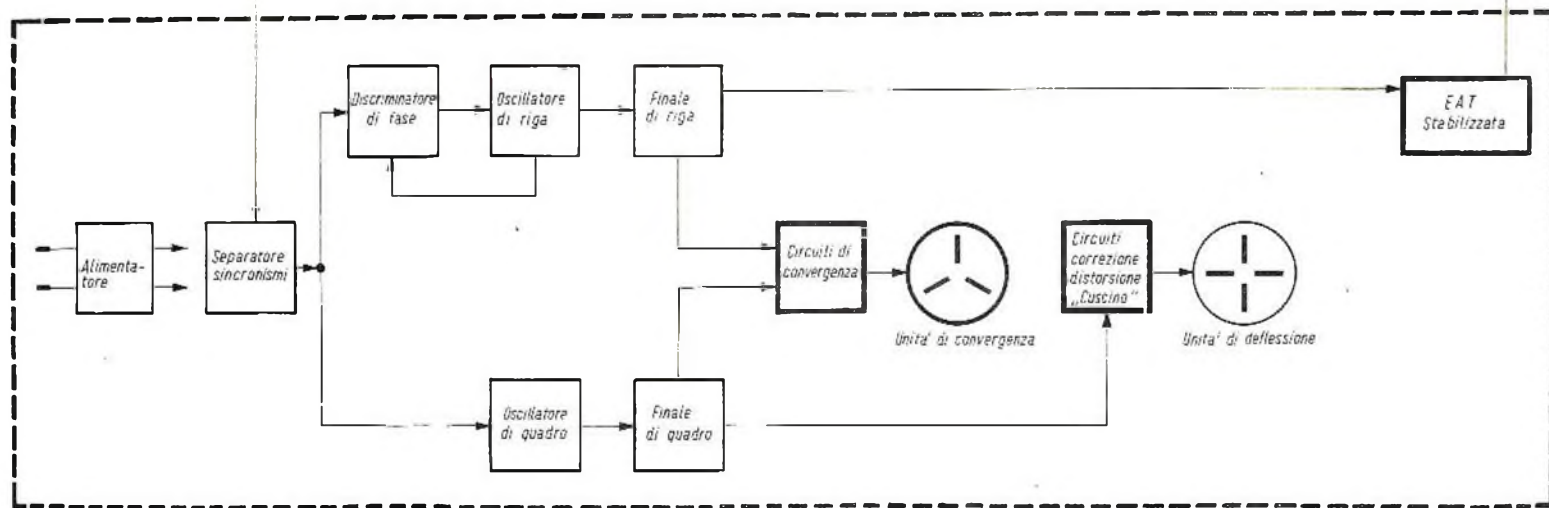


Fig. 143a - Schema a blocchi di un ricevitore PAL con linea di ritardo. Quello che a noi interessa è la parte centrale dello schema. Il segnale di cromaticità « liberato » dal segnale di luminanza viene amplificato e viene applicato al circuito della linea di ritardo. Alla uscita di questo circuito non abbiamo più il segnale di cromaticità modulato in fase e in ampiezza bensì le componenti in quadratura modulate solo in ampiezza dai segnali differenza di colore  $V$  e  $U$ . La somma e sottrazione del segnale di cromaticità ritardato (riga NTSC) e non ritardato (riga PAL) ha permesso di ottenere questa scissione e quindi la sparizione della modulazione di fase e di conseguenza della distorsione di fase. Quello che rimane da fare è di togliere la polarità negativa all'asse di modulazione della riga PAL mediante il commutatore PAL; di applicare il segnale  $+F_v$  così ottenuto al demodulatore del segnale differenza di colore del rosso, e di applicare il segnale  $+F_u$  al demodulatore del segnale differenza di colore del blu in modo da ottenere i segnali differenza di colore in bassa frequenza rispettivamente  $V$  e  $U$ . Naturalmente oltre alle componenti in quadratura del segnale di cromaticità rispettivamente  $+F_v$  e  $+F_u$  dovranno essere applicate ai demodulatori sincroni le due portanti « rigenerate » sfasate di  $90^\circ$ . Segue la matrice per la formazione del segnale differenza di colore del verde ( $V_v - V_r$ ) e il noto sistema di pilotaggio del cinescopio con i segnali differenza di colore.

saper « rivelare » valori di fase della medesima oscillanti tra  $0^\circ$  (positivo) e  $180^\circ$  (negativo).

Questi tipi di rivelatori, il tecnico in parte li conosce già. Si pensi al discriminatore di fase nel circuito per il controllo della frequenza dell'oscillatore orizzontale. In questo caso, per esempio, la sensibilità di questo rivelatore di fase alle variazioni di ampiezza è indesiderata! (sensibilità ai disturbi).

## Il vero demodulatore o rivelatore sincrono

Vediamo un po' il circuito fondamentale (fig. 151). Anche in questo caso abbiamo un trasformatore con secondario con presa centrale **simmetrica**. Sul primario viene applicata una tensione alternata che denomineremo  $F$  e che corrisponde ai nostri segnali di uscita della linea di ritardo. Ai punti « caldi » del secondario (punti 3 e 4) vengono collegati due diodi ( $D_1$  e  $D_2$ ). Il circuito in c.a. si chiude attraverso i condensatori di carica  $C_1$  e  $C_2$ .

Il circuito **in corrente continua** si chiude invece attraverso due resistori di carico di uguale valore posti in serie ( $R$ ). Nel circuito figura inoltre una **seconda sorgente di tensione** alternata,  $F_{rif}$ , che risulta applicata tra la presa centrale del secondario (punto 2) e massa. Diciamo fin da ora che questa tensione oscillante non è altro che quella prodotta dall'oscillatore locale della « portante » rigenerata nel ricevitore.

Il funzionamento di questo circuito è il seguente. Nell'istante in cui la tensione alternata  $F_{rif}$  passa per lo zero, la presa centrale del secondario è come se fosse collegata direttamente a massa. In questo stesso istante, i due condensatori  $C_1$  e  $C_2$  si caricheranno ad un valore di tensione corrispondente all'ampiezza di  $F$  in quello istante. I diodi sono collegati in maniera che sul punto 5 avremo una tensione continua **positiva** verso massa mentre sul punto 6 avremo una tensione **negativa** rispetto massa. **I valori assoluti di queste due tensioni sono uguali**. Nel punto di collegamento dei due resistori di carico (punto 7) non avremo pertanto alcuna tensione verso massa per il semplice fatto che i due resistori con i due condensatori for-

mano un circuito « a ponte ». (punto 1 = punto 7). **In queste condizioni il demodulatore non demodula un bel niente**. È vero che noi possiamo reperire sui punti 5 e 6 una tensione avente un'ampiezza proporzionale all'ampiezza del segnale  $F$ . Resta comunque assodato che il demodulatore in queste condizioni non reagisce alla fase del segnale  $F$  (uno dei segnali di uscita del circuito della linea di ritardo).

Le cose cambiano radicalmente se assegnamo alla sorgente  $F_{rif}$  un valore di tensione molto più elevato di quello della tensione  $F$ , e se inoltre la sorgente  $F_{rif}$  avrà una frequenza **uguale** a quella del segnale  $F$  e fase differente. In questa condizione **ai capi dei diodi risulterà applicata non la sola tensione  $F$ , ma piuttosto un valore di tensione dato dalla somma o dalla differenza di  $F$  con  $F_{rif}$** .

Studiamo questa nuova situazione alla luce del diagramma vettoriale di fig. 153. Cominciamo innanzitutto con il punto di massa 1. È da questo punto che inizia « a formarsi » la tensione di riferimento  $F_{rif}$ . Siccome l'altro morsetto della sorgente della tensione di riferimento è collegato al punto 2, corrispondente alla presa centrale del secondario del trasformatore, il vettore  $F_{rif}$  (fig. 153) potrà benissimo indicare la tensione presente tra il punto 2 e massa (punto 1). Tra il punto 2 e il punto 3 (o il punto 4) è presente ovviamente la tensione  $F$  che viene pertanto a sommarsi alla tensione  $F_{rif}$ . Volendo riportare nel nostro diagramma vettoriale le due tensioni uguali fra loro **ci occorrerà conoscere l'angolo di fase esistente tra le tensioni alternate  $F$  e  $F_{rif}$** .

Tanto per fare un esempio, supponiamo che tra queste due tensioni esista uno sfasamento di  $45^\circ$  come appunto indicato in figura 153. Tale sfasamento verrà indicato con una retta passante per il punto 2 e facente con il vettore  $F_{rif}$  un angolo di  $45^\circ$ . **I due vettori  $F$  debbono essere uguali e diretti in senso opposto proprio come sono uguali e di polarità contrarie le tensioni esistenti tra i punti 2-3 e 2-4**. Se ora colleghiamo i punti 3 e 4 della rappresentazione vettoriale con il punto 1 della medesima, i vettori con  $F_{D_1}$  e  $F_{D_2}$  indicheranno le tensioni reali esistenti ai capi dei diodi  $D_1$  e  $D_2$ .

# Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

**Toute  
l'électronique**

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934. Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

★

**RADIO  
constructeur  
& réparateur**

Revue mensuelle fondée en 1936 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » : récepteur de radio et de télévision. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

★

**TELEVISION**

Revue mensuelle fondée en 1939. Seule en Europe spécialisée dans la technique de télévision. Lue par la quasi totalité des techniciens TV, tant en France que dans de nombreux pays étrangers.

★

**électronique  
industrielle**

Revue mensuelle fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie.

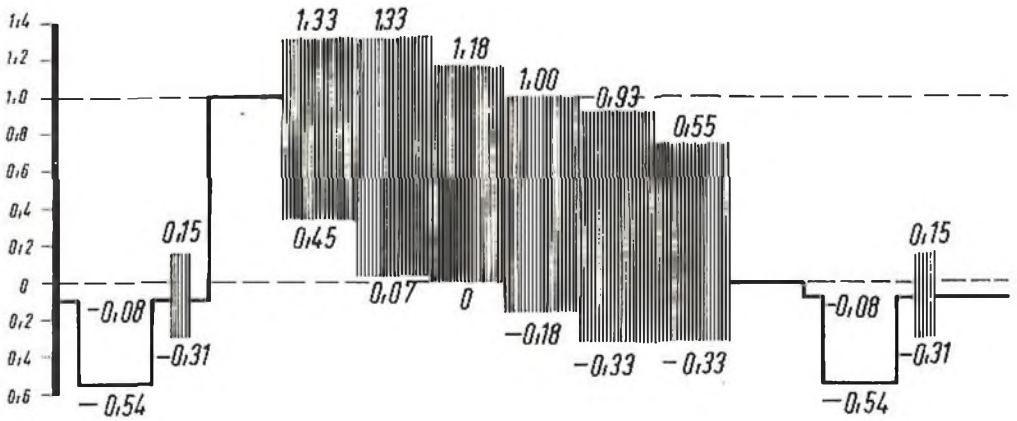
★

**ELECTRONIQUE  
ACTUALITES**

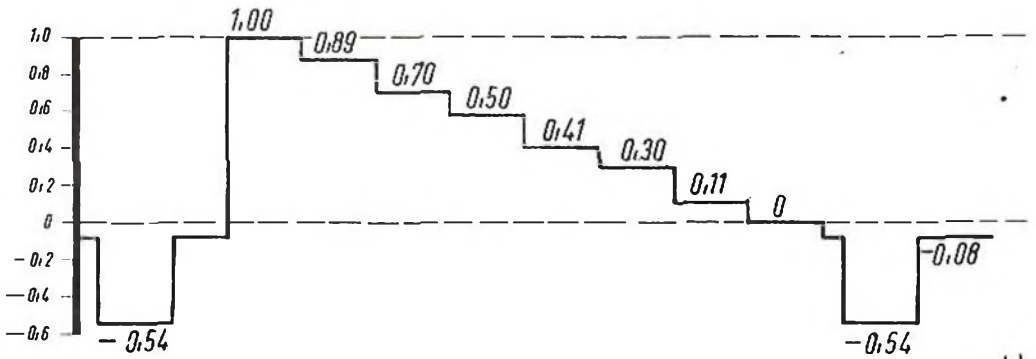
Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

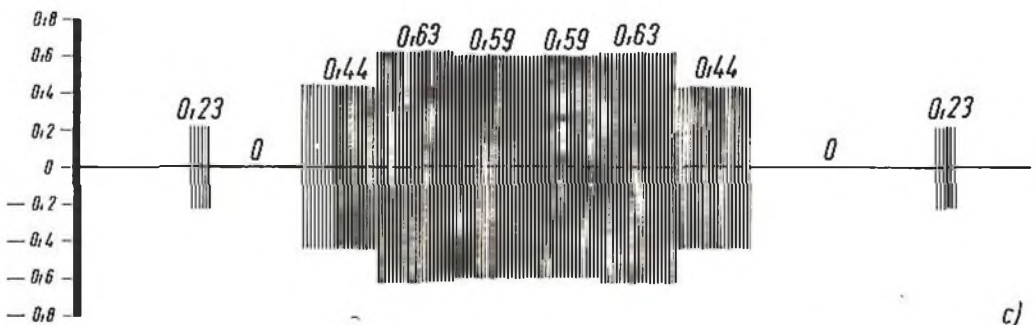
9, rue Jacob, Paris (6<sup>e</sup>) - Tél. : 033-13-65



a)



b)



c)

Bianco Giallo Ciano Verde Magenta Rosso Blu Nero



Fig. 143 b - Il segnale che si trova all'ingresso della sezione di cromaticità è quello indicato in a). Dopo l'amplificatore del segnale di cromaticità, si trovano solo i «pacchetti» del segnale di cromaticità c), mentre dopo l'amplificatore di luminanza si troverà solo il segnale di luminanza b).

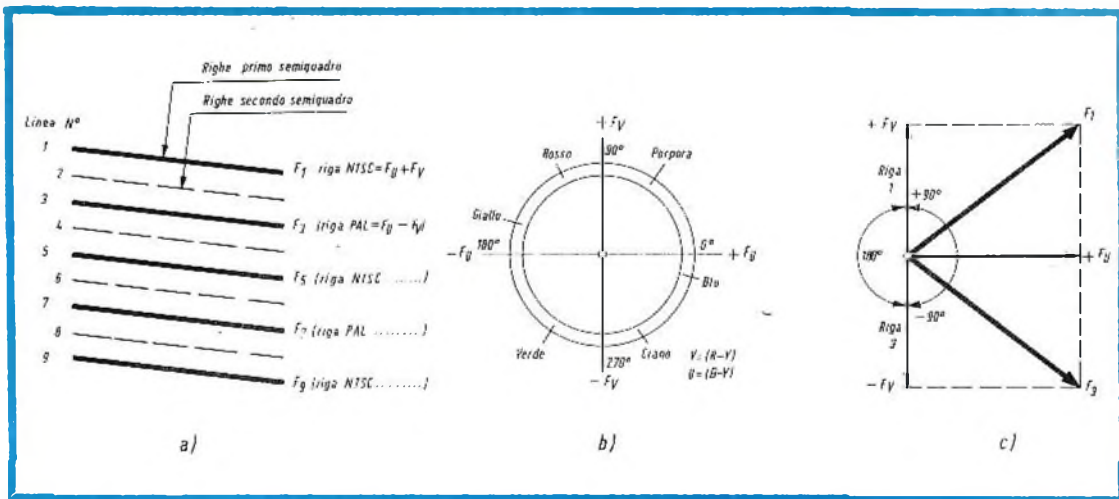


Fig. 144a - Sono riportate le righe che appaiono sullo schermo del cinescopio. Le righe in tratto continuo nero sono quelle tracciate nel primo semiquadro. Quelle in tratteggio sono quelle tracciate nel secondo semiquadro e cioè dopo 1/50 di secondo. Se si considera il tempo in cui vengono tracciate queste righe è ovvio che dopo la riga 1 verrà tracciata quella che sullo schermo si trova in terza posizione e così via.

b) - È la nota rappresentazione del cerchio del colore. A seconda dell'ampiezza dei segnali che modulano le due « portanti » in quadratura il segnale di crominanza risultante dalla somma di queste due portanti, potrà assumere le posizioni angolari indicate. I segnali che modulano le due portanti sono i segnali differenza di colore del rosso e del blu, la cui ampiezza dipende dal colore che di volta in volta si vuole trasmettere.

c) - Rappresentazione vettoriale del sistema di trasmissione PAL.

Nella riga 1 vediamo che il segnale di crominanza  $F_1$  è formato dalla somma delle due « portanti » in quadratura ( $F$ ) modulate rispettivamente dai segnali differenza di colore del rosso ( $V$ ) e del blu ( $U$ ). Nella riga successiva (riga 3), il segnale di crominanza è formato sempre dalla somma delle due « portanti in quadratura » modulate dai segnali differenza di colore  $V$  e  $U$ . La differenza tra i segnali di crominanza di queste due righe sta in questo: mentre nella riga 1, la portante modulata dal segnale  $V$  era in anticipo di  $90^\circ$  rispetto alla portante modulata dal segnale  $U$  ( $+F_U$ ), nella riga 3, questa stessa portante si trova  $90^\circ$  in ritardo ( $-F_U$ ) sempre rispetto alla portante modulata dal segnale  $U$ . In totale, la portante modulata dal segnale differenza di colore del rosso ( $F_V$ ) dalla riga 1 alla riga 3 passa da  $+90^\circ$  ( $+F_V$ ) a  $-90^\circ$  ( $-F_V$ ). Si dice anche che questa « portante » cambia polarità di riga in riga o che si « specchia » rispetto all'asse di modulazione  $U$ . Questo cambiamento di polarità viene introdotto per compensare gli errori di fase a cui può essere soggetto il segnale di crominanza. In ricezione questa inversione di polarità deve essere annullata. A ciò provvede il commutatore PAL.

Si tenga presente che i punti 5 e 6 del circuito pratico di fig. 151 si possono considerare collegati a massa data la bassa reattanza che i condensatori  $C_1$  e  $C_2$  offrono all'elevata frequenza (4,43 MHz) dei segnali rispettivamente  $F$  e  $F_{rif}$ . Il diodo  $D_1$  raddrizzerà pertanto la tensione  $F_{D1}$ , e di conseguenza il condensatore  $C_1$  si caricherà con una tensione continua corrispondente al valore di  $F_{D1}$ .

La stessa cosa avverrà per il diodo  $D_2$  che raddrizzerà la tensione  $F_{D2}$  e caricherà corrispondentemente il condensatore  $C_2$  al valore di questa tensione. Tra il punto 7 e il punto 1 potremo pertanto misurare

**un valore di tensione corrispondente alla differenza tra le tensioni presenti rispettivamente ai capi di  $C_1$  e  $C_2$ .**

Se noi ora variamo l'angolo di fase esistente tra  $F$  e  $F_{rif}$ , le punte dei vettori ( $F$ ), di segno opposto, descriveranno un cerchio avente per centro il punto 2. La differenza tra le tensioni raddrizzate  $F_{D1}$  e  $F_{D2}$  ricavabili sul punto 7 aumenterà o diminuirà a seconda del valore dell'angolo di sfasamento fra queste due tensioni. Evidentemente avremo un valore minimo tendente a zero quando lo sfasamento tra i vettori  $F$  e  $F_{rif}$  è di  $90^\circ$  (in questo caso infatti  $F_{D1} = F_{D2}$ ). Avremo invece un valore

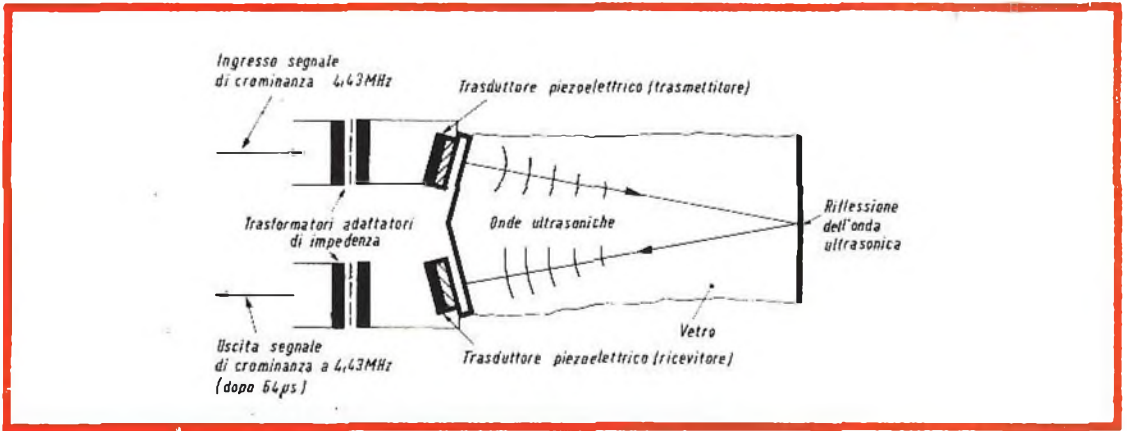


Fig. 145a - Principio di funzionamento della linea di ritardo PAL. Le oscillazioni elettriche (segnale di crominanza) a 4,43 MHz vengono applicate ad una piastrina di materiale piezoelettrico (PxE-3) il quale ha la seguente proprietà: se viene applicata su una sua facciata una tensione elettrica, esso la trasforma in una corrispondente oscillazione meccanica (onda ultrasonica) ricavabile sulla facciata a 90° rispetto alla prima. Viceversa se a quest'ultima facciata viene applicata un'oscillazione meccanica, quest'ultima riapparirà sotto forma di oscillazione elettrica sulla parete a 90° rispetto alla prima (vedi, microfoni e pick-up a cristallo).

Queste due piastrine si chiamano **trasduttori**. Esse vengono applicate su una base di vetro con l'angolazione indicata nella figura. L'onda ultrasonica prodotta da una piastrina (trasduttore-trasmettitore) colpisce la parete di fondo del vetro, si riflette e va a « colpire » proprio dove si trova la seconda piastrina (trasduttore-ricevitore), che la ritrasforma in segnale elettrico (nel nostro caso, in segnale di crominanza a 4,43 MHz). Le onde ultrasonore percorrono all'interno del vetro un cammino a « V ». Questa speciale esecuzione consente di « tarare » esattamente il tempo che impiega il segnale a compiere il cammino di « andata e ritorno ». Basta infatti molare più o meno la parete di vetro dove avviene la riflessione del segnale ultrasonico a 4,43 MHz. In questa maniera è possibile « accorciare il cammino » e quindi diminuire il tempo di ritardo della linea. La velocità con cui le onde ultrasoniche si propagano in questo blocco di vetro è circa 2.700 m/s.

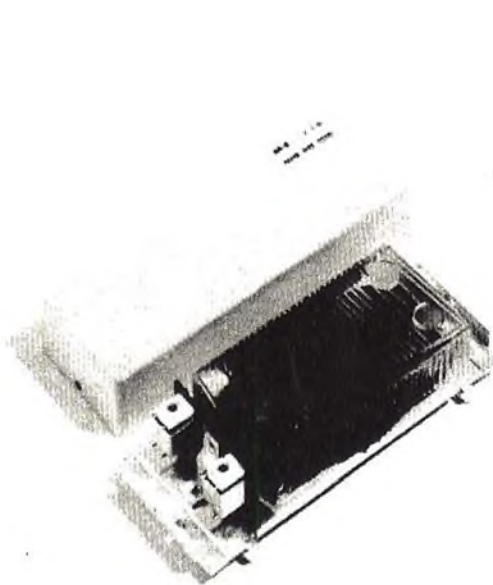


Fig. 145b - Linea di ritardo prodotta dalla Philips. Non tutte le linee di ritardo sono fatte in maniera che l'onda ultrasonica percorra all'interno del vetro un cammino a « V ». In quella della Telefunken, per esempio, le onde ultrasonore partono da una estremità del vetro e pervengono all'altra estremità seguendo un cammino rettilineo. L'esecuzione Philips permette di « tarare » esattamente il tempo di ritardo della linea.

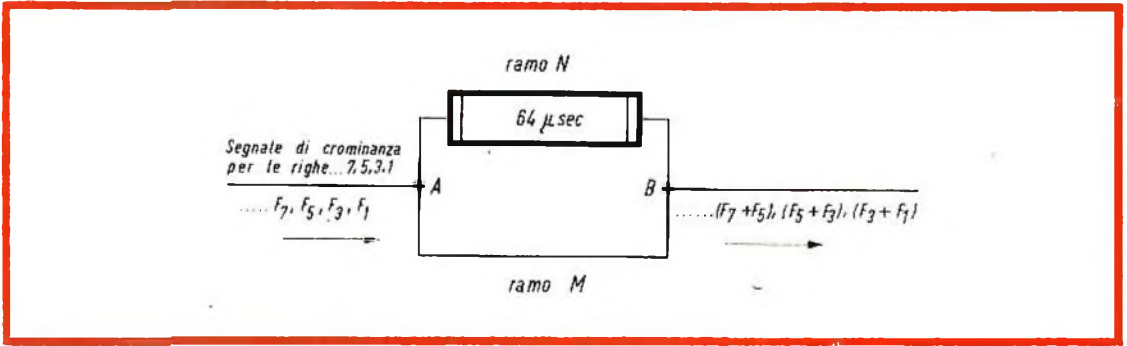


Fig. 146 - Supponiamo che in un dato istante arrivi nel punto A il segnale di crominanza della riga 1 ( $F_1$ ). Esso percorrerà due strade, una (ramo M) alla velocità con cui i segnali elettrici percorrono i conduttori, l'altra (ramo N) dove è presente la linea di ritardo impiegherà più tempo a percorrerla, per il fatto che la deve percorrere sotto forma di onda ultrasonora e quindi con velocità bassa (2.700 m/s). Succederà che quando il segnale della riga 1 ( $F_1$ ) arriva proveniente dal ramo M, nel punto B non trova nessuno e se ne va!! Dopo 64  $\mu$ s arriva nel punto A, il segnale di crominanza della riga 3 ( $F_3$ ). Succede il solito fenomeno. Una frazione percorre la strada dove c'è la linea di ritardo (ramo N) e l'altra frazione la strada «sgombra» dove c'è solo il conduttore elettrico (ramo M). Questa volta però quando il segnale di crominanza che ha percorso il cammino «sgombro» (e cioè  $F_3$ ) «piomba» sul punto B, vi trova anche l'altra frazione del segnale della riga 1 ( $F_1$ ) che finalmente è venuta fuori dal ramo N dove era stata trattenuta dalla linea di ritardo. In questo punto si troverà quindi contemporaneamente il segnale di crominanza della riga 1 e quello della riga 3 (e cioè  $F_3 + F_1$ ).

massimo quando lo sfasamento tra i vettori  $F$  e  $F_{rif}$  tende a zero (vettore  $F$  «coricato» sul vettore  $F_{rif}$ ). Questi valori massimi hanno, a loro volta, una polarità dipendente dall'angolo di fase.

In particolare quando il punto 3 «giace» sul vettore  $F_{rif}$  (angolo di fase =  $0^\circ$ ), la tensione  $F_{D1}$  raggiunge il suo minimo valore mentre  $F_{D2}$  raggiunge il suo massimo. La tensione negativa verso massa presente sul condensatore  $C_2$ , ha il sopravvento e la tensione di uscita presente sul punto 7 sarà pertanto **negativa**. Quando il punto 3 «giace» dalla parte opposta di prima (angolo di fase =  $180^\circ$ ), le condizioni di funzionamento si invertono ed allora sarà la tensione positiva presente su  $C_1$  (punto 5) che prevarrà e sul punto 7 avremo allora una tensione di uscita positiva.

Attenzione! La tensione di riferimento  $F_{rif}$  deve essere sempre maggiore di  $F$  e deve avere un'ampiezza costante. In genere il suo valore è bene che sia quattro volte superiore a quello di  $F$ .

Ritorniamo al nostro circuito della linea di ritardo.

All'uscita di questo circuito avevamo

posto il commutatore del segnale  $\pm F_{(R-Y)}$ . Dopo questi due circuiti, abbiamo visto, che avevamo a disposizione non il segnale di crominanza ma le due componenti in quadratura che al trasmettitore lo formano. Ciò risulta dalla semplice rappresentazione vettoriale di fig. 144c. Per demodulare da queste due «portanti» soppresse i segnali  $U$  e  $V$  abbiamo avuto bisogno di due demodulatori sincroni. Siccome al trasmettitore queste due «portanti» erano sfasate di  $90^\circ$  (in quadratura) anche le tensioni di riferimento ( $F_{rif}$ ) iniettate nei due demodulatori sincroni del ricevitore dovevano differire tra loro di  $90^\circ$ . Queste tensioni di riferimento ( $F_{rif}$ ) in pratica vengono chiamate «portanti» del colore rigenerate nel ricevitore, o anche sottoportanti rigenerate.

Pertanto, al demodulatore sincrono del segnale differenza di colore del rosso oltre al segnale  $+ F_{(R-Y)}$  ricavato all'uscita del commutatore dovrà essere applicata una portante rigenerata ( $F_{rif}$ ) sfasata di  $90^\circ$  rispetto a quella applicata al demodulatore sincrono del segnale differenza di colore del blu (fig. 144c).

A quest'ultimo oltre al precedente segnale  $F_{rif}$  dovrà essere applicato ovviamente l'altro segnale  $F_{(B-Y)}$  anch'esso ri-

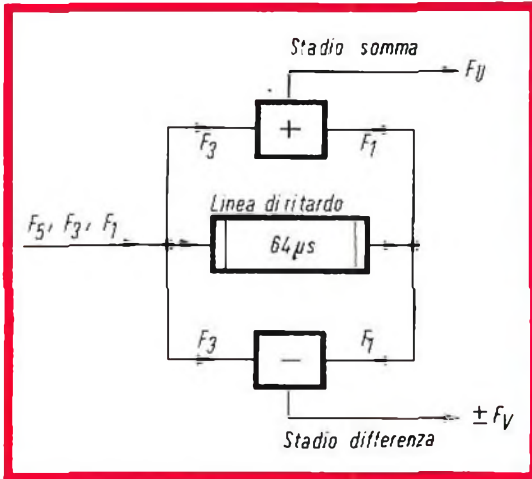


Fig. 147 - Principio di funzionamento di un demodulatore a linea di ritardo. Allo stadio **somma** pervengono nello stesso istante il segnale di crominanza della riga 3 (segnale non ritardato) e della riga 1 (segnale ritardato). Anche allo stadio **differenza** pervengono contemporaneamente questi stessi segnali: il « risultato » della somma non è altro che la componente del segnale di crominanza modulato dal segnale differenza di colore **U**. Il « risultato » della differenza è l'altra componente del segnale di crominanza, e cioè quella modulata dal segnale differenza di colore del rosso **V**. Per fare la differenza bisogna che davanti ad uno dei segnali venga posto un segno « - ». Ciò significa che un segnale deve essere sfasato di  $180^\circ$  prima di essere « sommato ».

cavabile all'uscita della linea di ritardo. « Sistemati » i demodulatori in questa maniera, essi saranno in grado di fornire tensioni di uscita proporzionali alle variazioni di ampiezza e alle variazioni di fase dei segnali ad essi applicati rispettivamente  $F_{(B-Y)}$  e  $F_{(R-Y)}$  (vedi schema a blocchi di fig. 143a).

**Abbiamo finalmente recuperato nel ricevitore i segnali differenza di colore del rosso e del blu, e cioè i segnali V e U.**

Dobbiamo ricordarci però che questi se-

gnali sono stati ridotti in ampiezza in sede di trasmissione nella misura di

$$\frac{V_R - V_Y}{1,14} = V \quad \text{e} \quad \frac{V_B - V_Y}{2,03} = U$$

e ciò poiché diversamente si sarebbe andati incontro ad una sovramodulazione della portante video (vedi tabella 1).

Con questi due segnali noi possiamo ora ricostruire il segnale differenza di colore del verde ( $V_V - V_Y$ ). Questi tre segnali differenza di colore amplificati opportunamente, andranno poi a pilotare in-

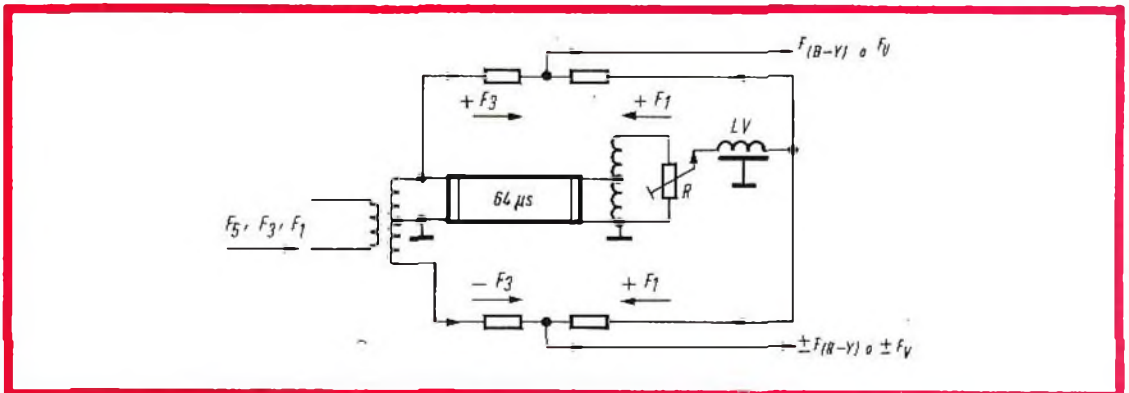


Fig. 148 - Realizzazione pratica di un circuito demodulatore a linea di ritardo. Gli stadi « somma » e sottrazione sono costituiti da due coppie di resistenze simmetriche. Le componenti in quadratura del segnale di crominanza « spaccato » vengono prelevate nei loro punti di congiunzione, ai quali pervengono **contemporaneamente**, grazie alla presenza della linea di ritardo, il segnale di una riga e quello della riga arrivata  $64 \mu s$  prima. Il cambio di polarità che devono subire i segnali per poter essere sottratti, viene ottenuto con un trasformatore con presa centrale. Le perdite nella linea vengono compensate mediante la resistenza R e l'induttanza LV.



Tabella 1 - Ampiezze relative e angoli di fase dei segnali caratteristici di una serie di barre colorate.

Colore della barra	1			2	3		4		5	6
	Segnali uscita telecamera			Segnale di luminanza	Segnali differenza di colore		Segnali differenza di colore ridotti		Ampiezza segnale crominanza	Angolo di fase segnale di crominanza
	$V'_R$	$V'_V$	$V'_B$	$V'_Y$	$V'_R - V'_V$	$V'_B - V'_V$	$\frac{V'_R - V'_V}{1,14}$	$\frac{V'_B - V'_V}{2,03}$	F	$\varphi$
Bianco	1	1	1	1	0	0	0	0	0	—
Giallo	1	1	0	0,89	0,11	-0,89	0,10	-0,44	0,45	167°
Ciano	0	1	1	0,70	-0,70	0,30	-0,62	0,15	0,63	284°
Verde	0	1	0	0,59	-0,59	-0,59	-0,52	-0,29	0,59	241°
Porpora	1	0	1	0,41	0,59	0,59	0,52	0,29	0,59	61°
Rosso	1	0	0	0,30	0,70	-0,30	0,62	-0,15	0,63	104°
Blu	0	0	1	0,11	-0,11	0,89	-0,10	0,44	0,45	347°
Nero	0	0	0	0	0	0	0	0	0	—
Grigio	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0	0	0	—

\* L'apice posto accanto al simbolo delle tensioni indica l'avvenuta correzione « gamma ».

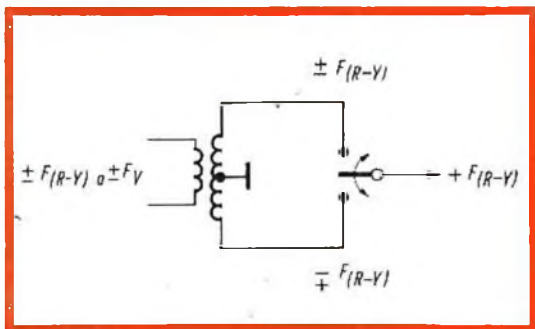


Fig. 149 - La « portante » modulata dal segnale differenza di colore del rosso  $\pm F_V$ , all'uscita della linea risulta affetta dal cambio di polarità PAL effettuato in trasmissione. Quest'alternazione di polarità deve essere tolta. Con il secondario con presa centrale, supponendo all'ingresso un segnale  $+ F_V$ , avremo alle due estremità rispettivamente  $+ F_V$  e  $- F_V$ . Il commutatore dovrà prendere il segnale  $+ F_V$  (supponiamo spostandosi verso il contatto superiore). Supponendo, dopo  $64 \mu s$ , un segnale d'ingresso  $- F_V$ , avremo ancora agli estremi del secondario rispettivamente dove prima vi era  $+ F_V$ ,  $- F_V$  e dove c'era  $- F_V$  ora ci sarà  $+ F_V$ . Il commutatore **anche in questo caso** dovrà scegliere per il  $+ F_V$  (spostandosi verso il contatto in basso). Con questo sistema all'ingresso potrà esserci  $\pm F_V$  ma all'uscita ci sarà sempre un  $+ F_V$ . Questo è il principio di funzionamento del commutatore PAL.

sieme al segnale di luminanza il cinescopio nella maniera che noi già conosciamo (fig. 143a).

### Due problemi da risolvere

Le tensioni dei tre segnali differenza di colore formate poc'anzi devono essere

amplificate dai cosiddetti **amplificatori finali dei segnali differenza di colore** prima di essere in grado di pilotare il cinescopio tricromico. La cosa più interessante da notare è che questi amplificatori non devono amplificare tutti e tre questi segnali in uguale misura. Il motivo di ciò ci viene chiarito ancora una volta dalla tabella 1.

Supponiamo di dover riprodurre sullo schermo del cinescopio un'immagine per metà (in senso verticale) gialla e per metà blu. Per riprodurre il giallo, **l'amplificatore del segnale differenza di colore del blu ( $V_B - V_V$ )** deve fornire una tensione con ampiezza uguale a quella del relativo segnale di luminanza ( $V_V$ ) ma con polarità negativa. Sempre dalla tabella 1 si ricava che per riprodurre il blu (saturato al 100%), **il segnale differenza di colore del blu** deve avere ancora la stessa ampiezza ma polarità invertita (da  $-0,89$  a  $+0,89$ ). **Per passare quindi dal giallo al blu** (al centro dello schermo) **l'amplificatore** del segnale differenza di colore del blu deve poter fornire un salto di tensione che va da  $-0,89$  (giallo) a  $+0,89$  (blu). Questo « salto » di tensione equivale in pratica ad una tensione con valore da piccolo a piccolo di  $2 \times 0,89$  ed è questo valore che in definitiva l'amplificatore del segnale differenza di colore del blu deve fornire.

**In pratica quindi nel passaggio dal giallo al blu questo amplificatore dovrà fornire una tensione quasi doppia di quella fornita dallo stadio finale dell'amplificatore di luminanza.**

Facciamo un esempio numerico per

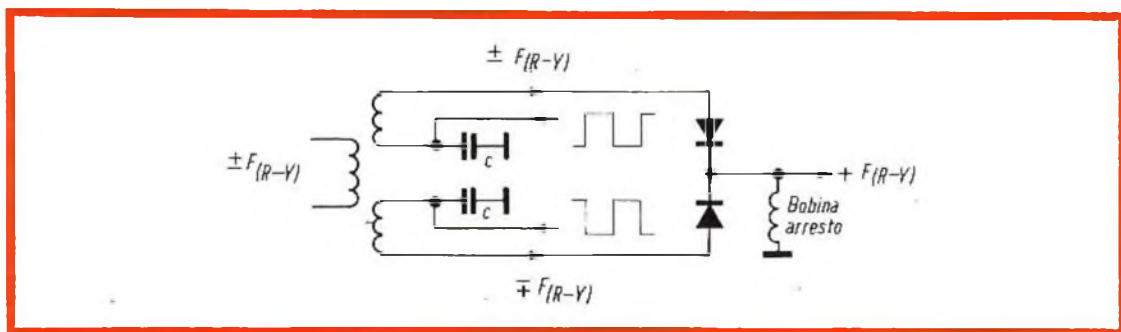


Fig. 150 - Realizzazione pratica del commutatore PAL. I contatti metallici della fig. 149 vengono rimpiazzati con diodi, che possono essere resi conduttori mediante impulsi quadrati provenienti da un flip-flop pilotato a sua volta da un impulso che identifica la polarità esatta da prendere. Tale impulso viene ricavato dal burst alternato nella maniera che già conosciamo. I condensatori C pongono effettivamente a massa il segnale a  $4,43$  MHz.

chiarire meglio le idee. Supponiamo che per fornire un'immagine bianca con luminosità massima, il cinescopio abbia bisogno di un segnale di luminanza ( $V_V$ ) di 100 V. Volendo in queste condizioni riprodurre sullo stesso schermo, una immagine per metà gialla e per metà blu, l'amplificatore del segnale differenza di colore del blu ( $V_B - V_V$ ) dovrà fornire una tensione picco-picco pari a  $2 \times 89$  178 V.

Nella fig. 154 abbiamo riportato per comodità del lettore le ampiezze dei segnali di uscita che i quattro amplificatori finali devono fornire per riprodurre le barre di colore indicate in alto. Anche in questo caso il punto di riferimento di questi valori è una tensione di 100 V usata per riprodurre uno schermo completamente bianco.

## Il secondo problema da risolvere è questo.

Sappiamo dalla colorimetria che una uguale intensità luminosa dei colori rosso, verde e blu dà all'occhio la sensazione del bianco o del grigio a seconda del maggiore o minore livello di dette intensità. Nel cinescopio per TVC, queste sorgenti di luce colorata sono costituite dai tre puntini di fosforo di una triade. Le triadi, com'è noto, sono circa 400.000, quanti appunto sono i fori della maschera. Questi « puntini » di fosforo emettono luce solo quando sono colpiti dagli elettroni. La luce emessa è direttamente proporzionale al numero di elettroni che colpisce ciascun puntino, e in definitiva possiamo dire che **l'intensità luminosa di ciascun puntino è direttamente proporzionale all'intensità del raggio di elettroni proveniente dal relativo cannone elettronico**. Abbiamo quindi: uguale intensità luminosa dei tre puntini = raster bianco o grigio.

Per riprodurre quindi un raster bianco o grigio occorrerà che i tre cannoni elettronici forniscano tre correnti di raggio di uguale intensità. **Questo in teoria**. In pratica non è vero che a parità di intensità di corrente del raggio di elettroni, ciascun puntino di fosforo produca una uguale intensità luminosa del relativo colore. **Ciò perchè i tre tipi di fosfori non hanno un rendimento uguale tra loro**.

Restando quindi vero che per produrre

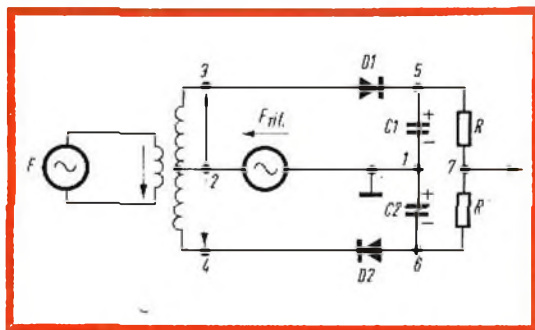


Fig. 151 - Circuito fondamentale di un demodulatore sincrono. All'ingresso viene applicato un segnale (F) che in pratica è uno dei due segnali di uscita ( $F_U$  o  $F_V$ ) del circuito della linea di ritardo. Tra la presa centrale del secondario a massa viene applicata la tensione oscillante avente la stessa frequenza del segnale  $F_U$  o  $F_V$  (4,43 MHz) e fase opportuna. Sul punto 7 è possibile ottenere una tensione che oltre alla variazione di ampiezza è sensibile anche alla variazione di fase tra F e  $F_{ref}$ .

un raster bianco o grigio occorrono tre intensità luminose **uguali**, bisognerà, per verificare questa condizione, aumentare o diminuire in base al rendimento di ciascun tipo di fosforo, **le intensità delle correnti dei relativi raggi di elettroni**.

Nel dimensionare quindi le tensioni di pilotaggio  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$  che in definitiva sono quelle che producono le correnti dei raggi, bisognerà tener conto dei diversi rendimenti dei tre tipi di fosfori usati. Fino ad oggi, il fosforo con più basso rendimento è quello che produce la luce rossa. Ciò vuol dire che per produrre un'intensità uguale a quella dei puntini dei fosfori verde e blu, il cannone del rosso deve poter fornire una corrente del raggio superiore a quella dei cannoni del verde e del blu. Si è trovato che il migliore rapporto delle intensità delle correnti dei tre raggi nel caso di riproduzione del bianco o del grigio deve essere il seguente:

$$I_R : I_V : I_B = 1 : 0,7 : 0,65$$

Naturalmente anche questi valori possono subire qualche piccola variazione da cinescopio a cinescopio.

## Conclusione

Il sistema PAL non è altro che una variante del sistema NTSC. Esso è sorto per

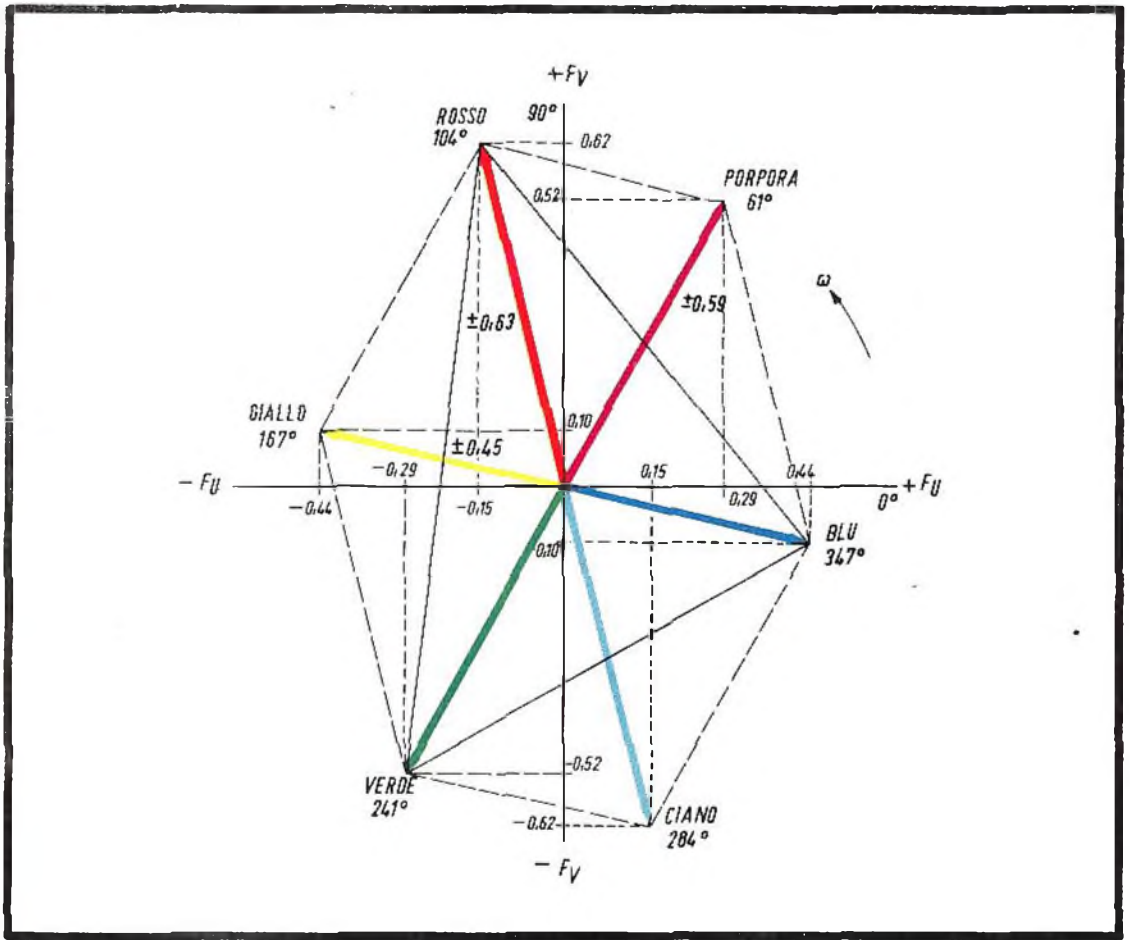


Fig. 152 - Rappresentazione vettoriale dei dati riportati nella tabella 1. In particolare è indicata la posizione vettoriale del segnale di crominanza delle sei barre di colore. I segnali di crominanza del giallo e del blu hanno la componente in quadratura  $F_u$ , uguale come ampiezza ma di fase opposta ( $-F_u$  e  $+F_u$ ).

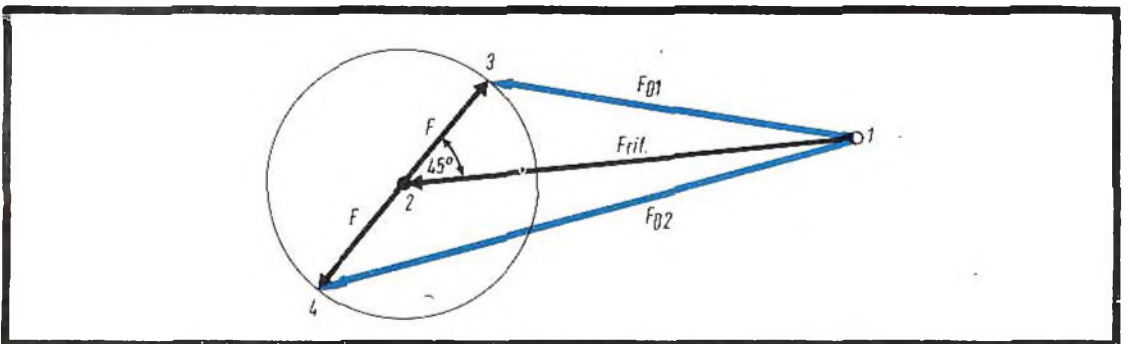


Fig. 153 - Rappresentazione vettoriale del «gioco» delle tensioni in un demodulatore sincrono.  $F$  sono le tensioni del segnale da demodulare che si trovano con polarità opposte agli estremi del secondario.  $F_{r1}$  è la tensione di riferimento applicata tra massa (1) e il centro del secondario (2) e che viene sommata alle due tensioni  $F$ . La somma vettoriale tra  $F$  e  $F_{r1}$  è data per ciascun ramo dal vettore  $F_{D1}$  e  $F_{D2}$  rispettivamente. Queste sono le tensioni che risultano applicate ai diodi  $D_1$  e  $D_2$ , i quali essendo invertiti come polarità consentono di poter effettuare in ogni istante la differenza tra le tensioni  $F_{D1}$  e  $F_{D2}$ . Tale differenza corrisponde al segnale da demodulare ed è ricavabile sul punto 7.

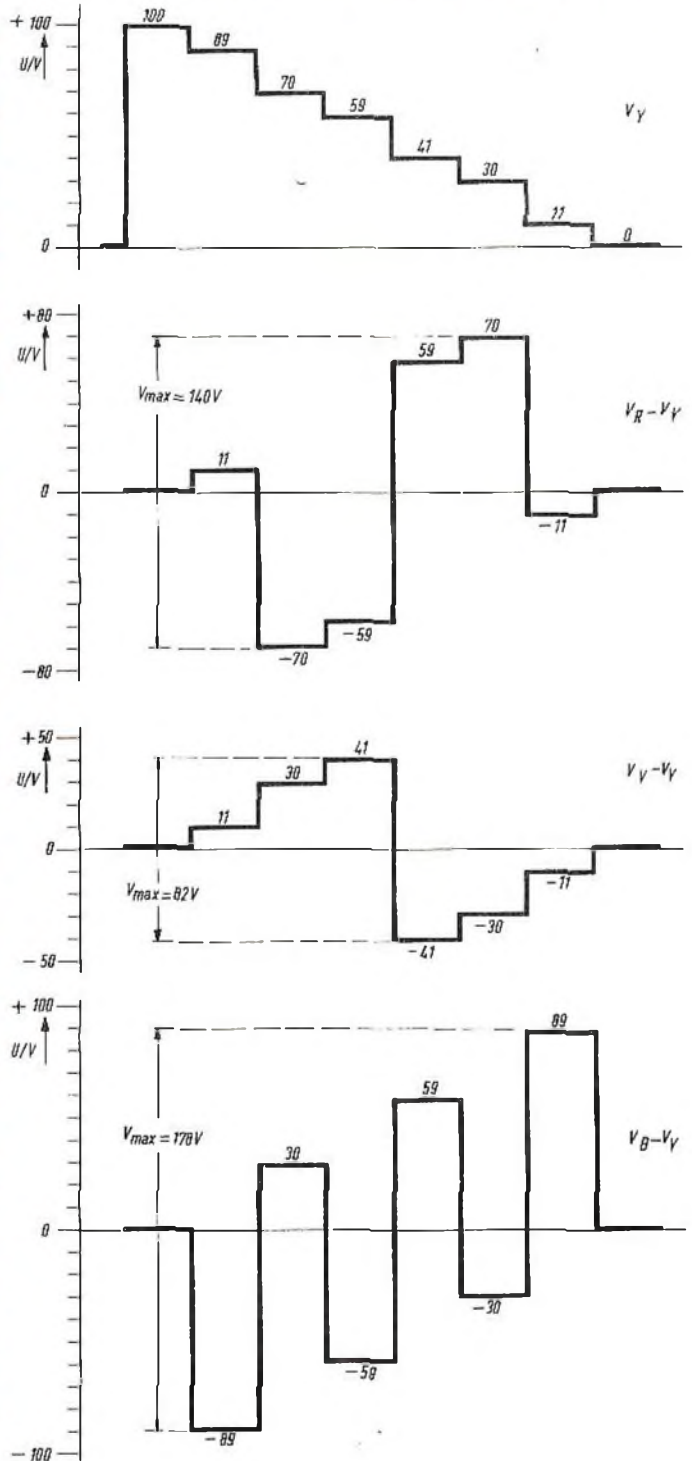


Fig. 154 - Valori relativi di tensione che devono fornire gli amplificatori di luminanza e dei tre segnali differenza di colore per riprodurre sullo schermo del cinescopio tricolore le barre di colore indicate in alto. Si suppone che per riprodurre il bianco sia richiesto un segnale  $V_Y = 100V$ .

annullare mediante uno speciale sistema di codifica gli spostamenti di fase che il segnale di crominanza può subire nel tragitto trasmettitore-ricevitore. Questi spostamenti di fase nel sistema NTSC danno luogo in ricezione a colori sbagliati. Nel sistema PAL questi colori sbagliati vengono trasformati in errori di saturazione. Questi ultimi sono più tollerati degli errori di colore. Anche per il fatto che essi sono facilmente correggibili dall'osservatore. Nella figura 155 è riportato lo schema a blocchi completo di un trasmettitore PAL.

Premessa fondamentale di qualsiasi sistema di trasmissione di immagini a colori è quella riguardante la possibilità di ricezione, da parte dei televisori in bianco e nero attualmente in funzione, delle trasmissioni a colori. È la famosa compatibilità. La telecamera trasforma le tre componenti rossa, verde e blu dell'immagine in tre corrispondenti segnali video  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$ . Con questi tre segnali si forma il segnale di luminanza  $V_Y$  che corrisponde in tutto al normale segnale video della televisione in bianco e nero. Il segnale di

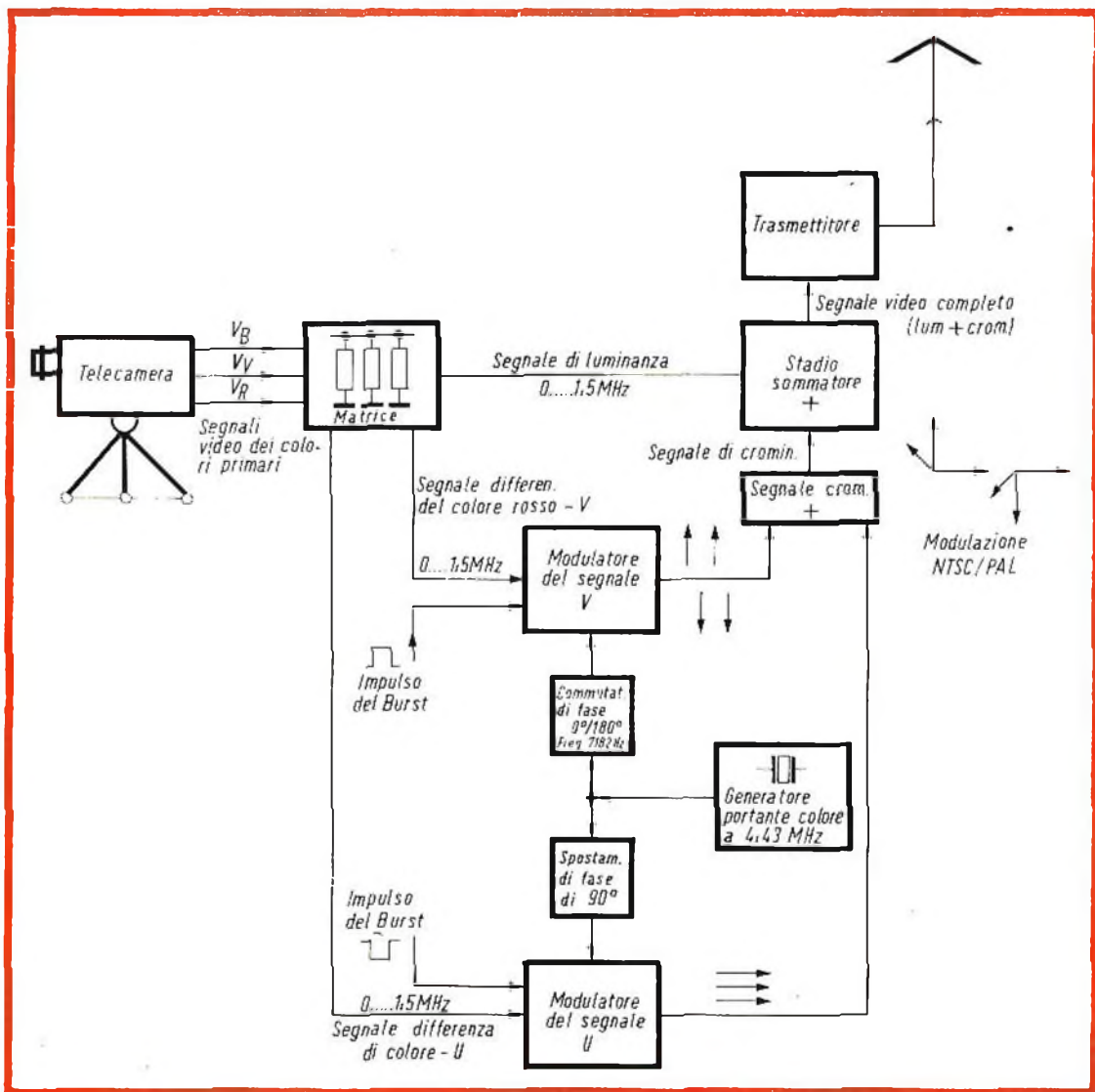


Fig. 155 - Schema a blocchi di un trasmettitore PAL. Vedi testo.

luminanza viene pertanto trasmesso con una larghezza di banda di circa 5 MHz, in quanto il dettaglio dell'immagine a colori trasmessa viene determinato esclusivamente dal potere risolutivo di questo segnale.

Il « colore » dell'immagine viene invece trasmesso mediante i due segnali differenza di colore rispettivamente del rosso ( $V_R - V_Y$ ) e del blu ( $V_B - V_Y$ ). Questi segnali differenza di colore si ottengono **sottraendo** dai segnali di colore primario del rosso  $V_R$  e del blu  $V_B$ , il segnale di luminanza  $V_Y$ . **Essi quindi non contengono più nessuna componente di luminanza.** I vantaggi di impiegare questi due segnali differenza di colore sono i seguenti: in ricezione diventa molto facile riottenere da essi il segnale differenza di colore del verde ( $V_V - V_Y$ ) dato che quest'ultimo si trova già nel segnale di luminanza. Questi segnali differenza di colore possono inoltre essere trasmessi **con banda stretta** per il semplice motivo che essi non contengono più il segnale di luminanza. L'occhio umano possiede uno scarso potere risolutivo per il dettaglio del colore per cui per la trasmissione dei segnali differenza di colore è più che sufficiente una larghezza di banda di circa 1,5 MHz.

I due suddetti segnali differenza di colore vanno poi a modulare di ampiezza due « portanti » sfasate di  $90^\circ$  (in quadratura) che vengono sommate. In realtà vengono sommati i prodotti di modulazione di queste due portanti dato che la vera portante del colore viene soppressa nello stesso stadio modulatore. **Questa somma viene chiamata segnale di crominanza** che risulta modulato contemporaneamente di ampiezza e di fase. **L'angolo di fase** del vettore di questo segnale è strettamente legato alla « tinta » del colore trasmesso mentre **la lunghezza** del vettore, e quindi l'ampiezza del segnale di crominanza è strettamente dipendente dal valore di saturazione del colore trasmesso.

La frequenza del segnale di crominanza, circa 4,43 MHz, è stata scelta in maniera che le sue bande laterali vadano a cadere esattamente in mezzo ai « buchi » dello spettro di energia del segnale di luminanza. In questa maniera il segnale di crominanza può essere trasmesso entro la stessa

banda di frequenza già occupata dal segnale di luminanza.

Per impedire la riproduzione di colori sbagliati dovuti ad eventuali errori di fase a cui può andare incontro il segnale di crominanza nel tragitto trasmettitore-ricevitore il sistema PAL prevede l'inversione periodica di riga in riga di  $180^\circ$  di un asse di modulazione (l'asse  $+F_v/ -F_v/$ ).

Le righe affette da questo tipo di modulazione (righe con modulazione PAL) vengono contraddistinte (burst alternato) all'atto della trasmissione in maniera da poter riinvertire nel ricevitore il loro asse di modulazione.

Per demodulare nel ricevitore il segnale di crominanza, e cioè per estrarre dalla somma delle bande laterali in quadratura, i primitivi segnali differenza di colore del rosso e del blu, è necessario ripristinare nel ricevitore la portante a 4,4 MHz che era stata soppressa nello stadio modulatore del trasmettitore. Siccome però la fase della portante stabilisce la « tinta » del colore trasmesso, per correggere nel ricevitore la fase dell'oscillatore che produce questa portante rigenerata, viene trasmesso insieme al segnale di crominanza, un treno di oscillazioni a 4,43 MHz. Perché queste 8 o 10 oscillazioni prelevate dalla portante del trasmettitore non siano soggette a disturbi e siano, per così dire, protette dato la loro estrema importanza, si è convenuto di sistemarle sul piedistallo posteriore dell'impulso di sincronismo di riga.

Nel ricevitore (fig. 156) il segnale a radio frequenza viene dapprima amplificato così com'è; successivamente viene « portato » nella banda della frequenza intermedia ad infine viene raddrizzato. Fino qui quindi subisce le stesse « vicissitudini » del normale segnale video delle immagini in bianco e nero.

**Il segnale di luminanza** viene ritardato di circa  $1 \mu s$  e dopo essere stato sufficientemente amplificato viene applicato ai catodi del cinescopio di cui rappresenta **un segnale di pilotaggio.**

**Il segnale di crominanza** (4,43 MHz) viene estratto dal segnale di luminanza al rivelatore video e successivamente viene

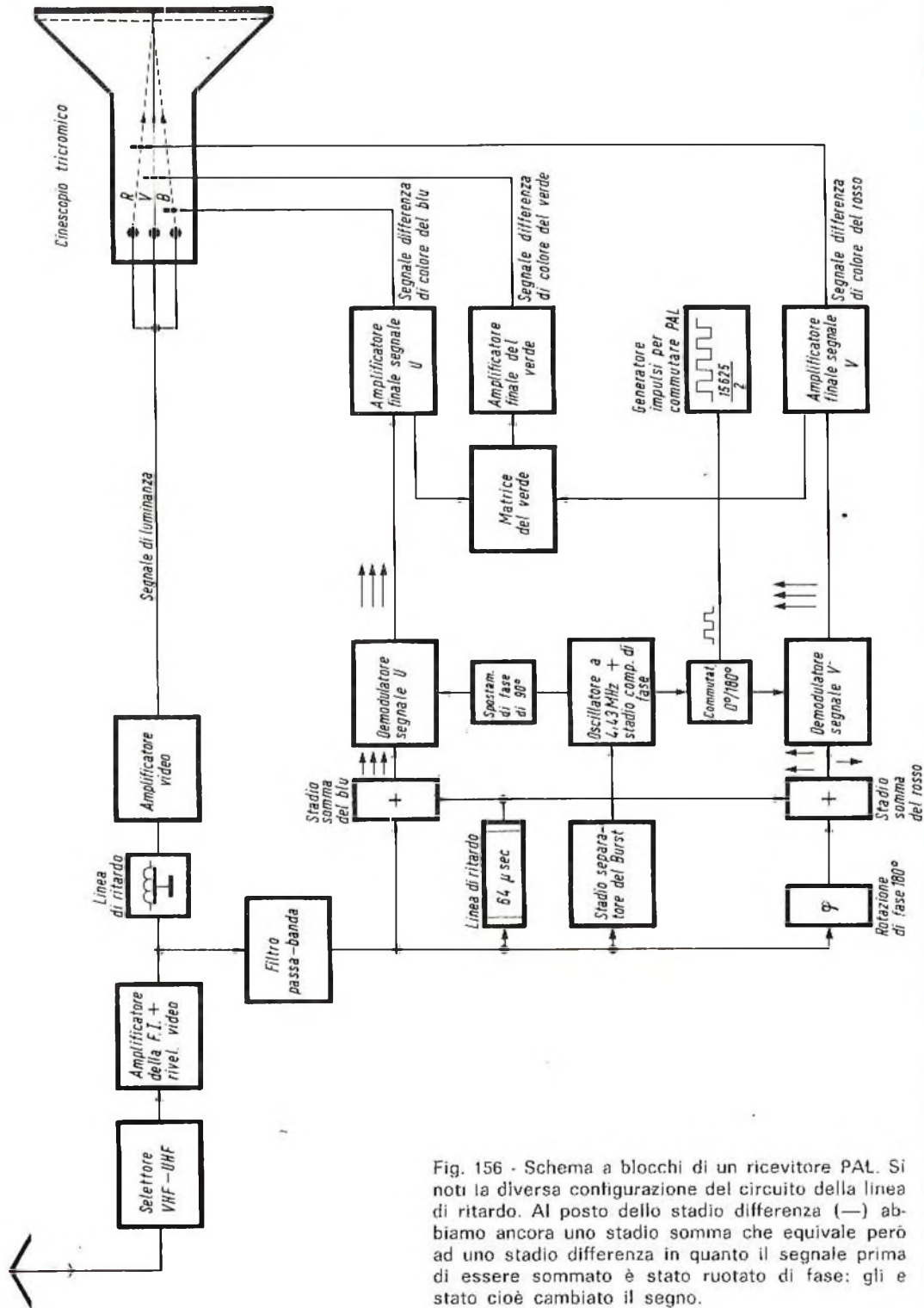


Fig. 156 - Schema a blocchi di un ricevitore PAL. Si noti la diversa configurazione del circuito della linea di ritardo. Al posto dello stadio differenza (—) abbiamo ancora uno stadio somma che equivale però ad uno stadio differenza in quanto il segnale prima di essere sommato è stato ruotato di fase: gli è stato cioè cambiato il segno.



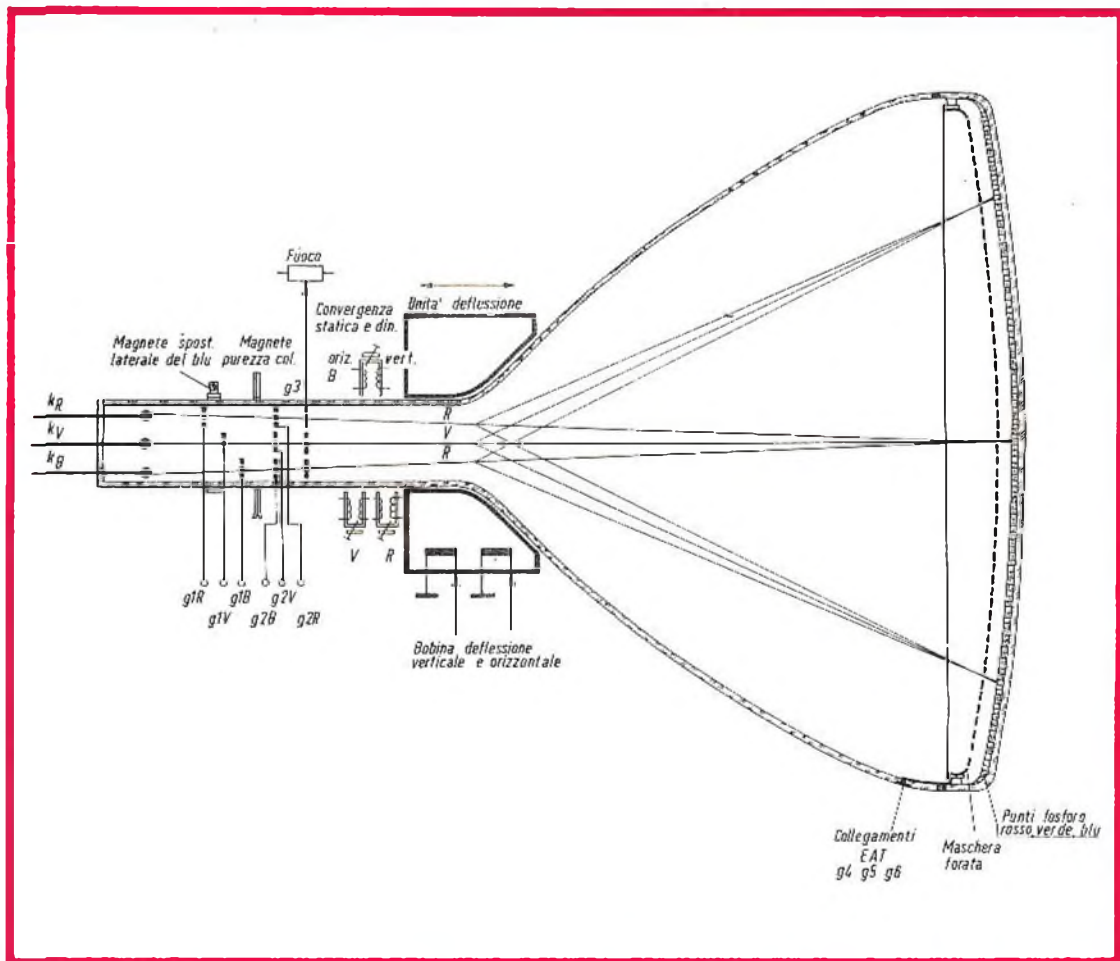


Fig. 157 - Schema di funzionamento di un cinescopio a maschera.

amplificato. Dopodiché viene applicato ad un circuito nel quale avviene la sua scomposizione nelle due « portanti » in quadratura modulate dai segnali differenza di colore, proprio come era avvenuto nello stadio modulatore del trasmettitore.

Per sommare vettorialmente i segnali di crominanza di due righe successive nel tempo (allo scopo di annullare gli errori dovuti alla fase differenziale) viene impiegata una linea di ritardo ad ultrasuoni, la quale, di volta in volta, ritarda il segnale di una riga di un tempo pari ad una riga di scansione; capiterà quindi che ritardi ora la riga con modulazione NTSC ora la riga con modulazione PAL. Questa somma

o media di due righe successive nel tempo è lecita per il fatto che il contenuto di colore di due righe successive di un semiquadro si assomiglia.

Se si **somma** il segnale ritardato con modulazione NTSC con il segnale non ritardato con modulazione PAL, avremo sempre la componente di quadratura ( $F_V$ ) modulata dal segnale differenza di colore del blu.

Se invece si **sottraggono** questi due stessi segnali avremo la componente in quadratura ( $F_V$ ), modulata dal segnale differenza di colore del rosso. Questa componente però avrà ora il segno positivo

(+) ora il segno negativo (—), per cui di riga in riga si dovrà provvedere a cambiare la polarità (180°) del suo asse di modulazione.

A differenza del sistema NTSC perverranno quindi ai due demodulatori sincroni soltanto le componenti in quadratura modulate dai segnali differenza di colore (rispettivamente V e U) e non come nell'NTSC il « complesso » segnale di cromaticità.

Di conseguenza, anche se il segnale di cromaticità avrà subito qualche spostamento di fase, tali demodulatori non potranno « sentirlo » e non avremo quindi alterazione delle tinte.

Un oscillatore a 4,43 MHz dovrà iniettare nella fase giusta in questi demodulatori le rispettive portanti sopresse in trasmissione ed in questa maniera potremo riottenere i primitivi segnali differenza di colore V e U.

Sommando particolari valori di questi segnali in un circuito matrice otterremo anche il terzo segnale differenza di colore e cioè il segnale differenza di colore del verde ( $V_V - V_V$ ).

Questi tre segnali dopo essere stati sufficientemente amplificati vengono applicati alle griglie controllo dei cannoni rispettivamente del rosso, del verde e del blu. Nel cinescopio medesimo avverrà infine l'ultima operazione di « decodifica » di questi segnali in quanto la somma del segnale di luminanza applicato al catodo con il segnale di luminanza (di segno negativo) presente nei segnali differenza di colore applicati alle griglie controllo fa sì che le correnti dei tre raggi di elettroni risultino modulate da segnali video identici a quelli presenti all'uscita della telecamera ( $V_R, V_V$  e  $V_B$ ).

Da ciascun cannone elettronico verrà riprodotto sullo schermo un'immagine corrispondente a quella presente sui fotocatodi dei tubi da ripresa della telecamera.

La mescolazione additiva dei tre colori primari di queste tre immagini consentirà di rivedere sullo schermo l'immagine a colori trasmessa. Per ottenere ciò è necessario che sullo schermo del cinescopio siano presenti puntini di fosforo che colpiti dagli elettroni siano in grado di emettere luce nei tre colori fondamentali scelti per la televisione a colori e cioè rosso, verde e blu. Affinché durante la scansione dell'immagine ciascun cannone vada sempre a colpire il suo tipo di fosforo, viene posta davanti allo schermo un foglio di lamiera pieno di fori (maschera forata). Parimenti per fare sì che la perfetta ricopertura delle tre immagini avvenga non solo al centro dello schermo ma anche ai bordi del medesimo, i raggi di elettroni oltre che dai normali campi magnetici di scansione di riga e di quadro dovranno essere soggetti anche a campi magnetici **correttivi**. La convergenza **statica** (sovrapposizione delle tre immagini al centro dello schermo) viene effettuata mediante campi magnetici prodotti da magneti permanenti o da correnti continue. La convergenza **dinamica** (sovrapposizione delle tre immagini ai bordi dello schermo) si ottiene invece alterando la direzione dei raggi quando questi si trovano in alto o in basso, a destra o a sinistra dello schermo. La distorsione « a cuscino » dell'immagine dovuta alla forma piatta dello schermo del cinescopio viene corretta con uno speciale dispositivo chiamato **trasduttore**.

L'EAT del cinescopio a colori ammonta a circa 25 kV; la tensione di focalizzazione a circa 5 kV. La corrente complessiva dei tre cannoni ammonta in media a circa 1,5 mA. Il valore di cresta è 7,5 mA.

I circuiti di deflessione sono identici a quelli dei televisori in bianco e nero. Gli stadi finali sono dimensionati in maniera da fornire una maggiore potenza. Ciò a motivo sia delle correnti aggiuntive che devono fornire all'unità di convergenza e al trasduttore sia a causa del maggiore valore dell'EAT richiesto.

(continua)

**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 - 20135 MILANO**  
**Uffici Regionali:**  
**TORINO-GENOVA-PADOVA-BOLOGNA-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**

## LA SCRIVANIA DELLO ZIO



*I saloni dell'automobile, e primo fra di essi quello di Torino del novembre scorso, ripropongono all'attenzione del pubblico i veicoli mossi da energia elettrica. Il problema sembra appena ora avviarsi ad una soluzione pratica. Ma sapreste dire da quanto tempo se ne parla? Peccato che non posso scommettere con nessuno, perché ne uscirei sicuramente vincente. Se ne parla da centotrentatré anni. Non lo avreste mai supposto, vero? invece è proprio così: il primo « carrello elettromagnetico » fu costruito a Groninga nel 1835 dal professore S. Stratingh. Quarant'anni prima che fosse inventata l'automobile a benzina, che è del 1875, c'era già stato l'ideatore, e costruttore in laboratorio, dello sfruttamento dell'energia elettrica per « muovere un carro ». Il fatto singolare non era sfuggito all'attenzione degli studiosi dell'epoca. Infatti tre anni dopo, nel 1838, Benjamin Silliman scriveva nell'American Journal of Science: « Vedremo il veicolo del Signor Stratingh solo sui tavoli di prova o lo vedremo anche sulla strada che va da Amsterdam a Harlem? Cioè, si potrà sostituire, almeno in qualche caso, l'elettromagnetismo al vapore? e se ciò avvenisse, quale sarebbe il vantaggio? ».*

*Pensate, siamo nell'era spaziale e questi interrogativi non hanno ancora una risposta definitiva. Forse l'avranno quanto prima. Visto, sia detto per inciso, che tornano di moda gli abiti maschili del 1838, chissà mai che il fatto non contribuisca a chiudere il cerchio!*

*Il futuro delle zanzare non è mica tanto allegro: gli scienziati americani stanno preparando una lotta di sterminio contro codesti ditteri. In compenso, migliorerà il futuro dell'umanità dal lato sanitario, a parte la tranquillità dei sonni estivi, che non è poi cosa trascurabile.*

*Le zanzare, infatti, sono il veicolo della malaria e della febbre gialla.*

*Il sistema di lotta sarà biologico: visto che gli insetticidi sono diventati inefficaci, perché contro di essi le zanzare si erano assuefatte e quasi quasi ci si ingrassava.*

savano, si è pensato di infettare in laboratorio colonie di zanzare con un fungo mortale, e di liberarle successivamente nelle zone malariche, dove contagerebbero le colonie locali di zanzare.

Il fungo prescelto appartiene alla specie dei celomiceti e reca la morte lentamente alle zanzare, e soltanto ad esse.

Si pensi che nell'Africa equatoriale, dove vivono 200 milioni di persone sotto lo spettro della malaria, non era stato possibile finora estirpare in alcun modo la malattia.

Il programma si svolgerà nei prossimi due anni con la partecipazione dei ricercatori dell'Università della Florida.

Alla X Olimpiade Invernale che si svolge a Grenoble sono arrivati due potenti sistemi elettronici, atti a calcolare tutti i numeri dei giochi.

Per mezzo dei due velocissimi calcolatori e dei loro terminali periferici, disseminati su tutti i campi di gara, la stesura delle classifiche e l'indicazione dei tempi può avvenire contemporaneamente al momento in cui i concorrenti tagliano il traguardo. Pochi istanti dopo l'impostazione dei dati sulla tastiera da parte dell'operatore, il sistema elettronico è in grado di elaborare l'intera classifica e di spedirla simultaneamente a tutti i terminali periferici, ai monitor dei commentatori televisivi e ai giganteschi pannelli per il pubblico, visibili da oltre duecento metri.

Il « cuore » del complesso è installato nel distretto di Malherbe, al centro del villaggio dei giornalisti. Gli « arti », cioè i terminali periferici, sono presenti su tutti i teatri di gara: a Chamrousse-Casserousse per la discesa libera maschile; a Chamrousse-Recoin per le altre gare alpine; a Autrans per le gare nordiche e il salto con trampolino di 70 metri; a Villard-de-Lans per il taboga; a St. Nizier per il salto con trampolino di 90 metri; all'Alpe d'Huez per il bob; infine, presso i due stadi del ghiaccio di Grenoble per il pattinaggio e l'hockey.

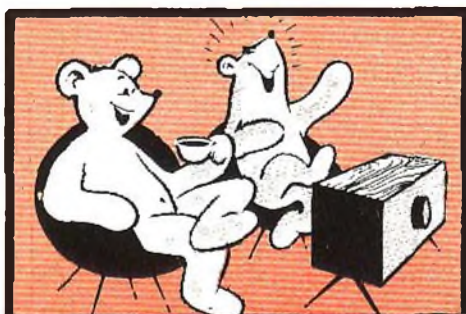
Fu chiesto un giorno a Einstein di spiegare la relatività senza ricorso alle astruse formule matematiche.

E' assai semplice, rispose Einstein: pensate come trascorre velocemente un'ora in compagnia della fidanzata. Poi pensate come trascorrerebbe lentamente stando seduti sopra una stufa accesa.

La romantica ingenuità femminile dei tempi passati, in fondo in fondo non era priva di candido fascino.

Nel 1915 Albert Einstein intese la propria cugina Elsa, che sarebbe poi diventata sua seconda moglie, dire a certi conoscenti: — E' comodo, sapete, avere in casa qualcuno che se ne intende di fisica; di questi tempi specialmente, che bisogna nutrirsi con cibi in scatola, pensate, Albert è così bravo che riesce ad aprirle tutte.

Zio RUBEN



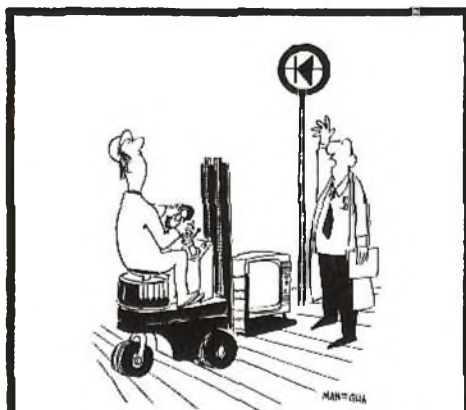
## VIDEO RISATE



Il progetto di massima va bene, ma penso bisognerà rivedere le dimensioni...



In attesa del monoscopio RAI a colori...



Si vede che lei è nuovo qui! Non conosce nemmeno i simboli elettrici!



Non si preoccupi!... All'autoradio provvedo personalmente!

# RADIORICEVITORE



# OM

# UK 515

Questa scatola di montaggio è stata appositamente studiata per consentire la realizzazione, anche da parte dei principianti, di un ricevitore portatile di buone qualità.

L'apparecchio, progettato secondo i più moderni criteri costruttivi, sia nella parte elettrica che nella parte meccanica, viene fornito completo di un elegante mobile in plastica, robusto e di dimensioni assai compatte.

**I**l circuito elettrico  
Il ricevitore UK515 è di tipo portatile con alimentazione a batteria mediante due pile da 3 V, collegate in serie.

I componenti sono montati su circuito stampato, che facilita tutte le operazioni di costruzione e di cablaggio.

L'antenna incorporata in ferrite e gli stadi amplificatori a media frequenza consentono una buona ricezione di tutte le trasmissioni in onde medie, ed un'ottima selettività tra le varie stazioni.

Il funzionamento è comandato semplicemente dal potenziometro di volume, con interruttore incorporato, e dalla monopola di sintonia.

È stato adottato un classico circuito supereterodina a transistor; lo schema è illustrato in figura 1, per spiegarne il funzionamento bastano poche parole.

Il segnale a radiofrequenza, prelevato

dal circuito d'antenna formato da L1, L2, e C1, viene miscelato al segnale generato dall'oscillatore locale e inviato come segnale a frequenza intermedia alla prima media frequenza MF1.

I transistor Tr2 e Tr3, con le relative medie frequenze MF2 ed MF3, costituiscono gli stadi amplificatori a frequenza intermedia; segue lo stadio rivelatore costituito dal diodo OA73: esso ha la funzione di rivelare dalla portante modulata il segnale audio. La resistenza di reazione R9 ha lo scopo di stabilire il controllo di guadagno. Il transistor pilota Tr4 preleva il segnale rivelato e, tramite il trasformatore pilota Tp, lo invia allo stadio di uscita. Questo è costituito dai due transistor Tr5 e Tr6 in controfase « Single Ended », che consentono il collegamento diretto dell'altoparlante.

La potenza d'uscita è superiore a 200 mW, più che sufficiente per generare un buon volume di ascolto.

## Montaggio meccanico

Per eseguire correttamente questa operazione occorre osservare con attenzione le figure 2 e 3.

La figura 2 mostra il montaggio della mascherina, dell'altoparlante e dei supporti per le pile; in dettaglio sono disegnati i particolari più salienti.

Ricordiamo che per l'alimentazione bisogna usare due pile da 3 V. Ø 20,5 x 74, per esempio le Hellekens (N° G.B.C. 1/726-2); le due pile vanno disposte in serie: il negativo va messo in contatto con la molla indicata nel particolare A, il positivo con il contatto opposto. A questi due contatti andranno saldati i fili del collegamento rispettivamente con i punti — e + indicati sul circuito stampato di figura 4.

funziona anche come interruttore generale: si infilano dapprima i due supporti nei terminali del potenziometro, bloccandoli mediante un risbordo, che può essere ottenuto con una punta conica quindi si avvitano alla basetta.

Per garantire un miglior contatto elettrico, saldare i supporti risbordati ai terminali.

Il particolare D indica il fissaggio della ferrite: l'apposito supporto va infilato nella fessura rettangolare della basetta, indi ruotato di 90°; in esso va poi infilata a forza la ferrite ed eventualmente bloccata per sicurezza con qualche collante, o cera.

I terminali delle tre medie frequenze, della bobina oscillatrice e del trasformatore pilota vengono fissati mediante saldatura sul circuito stampato. Invece il con-

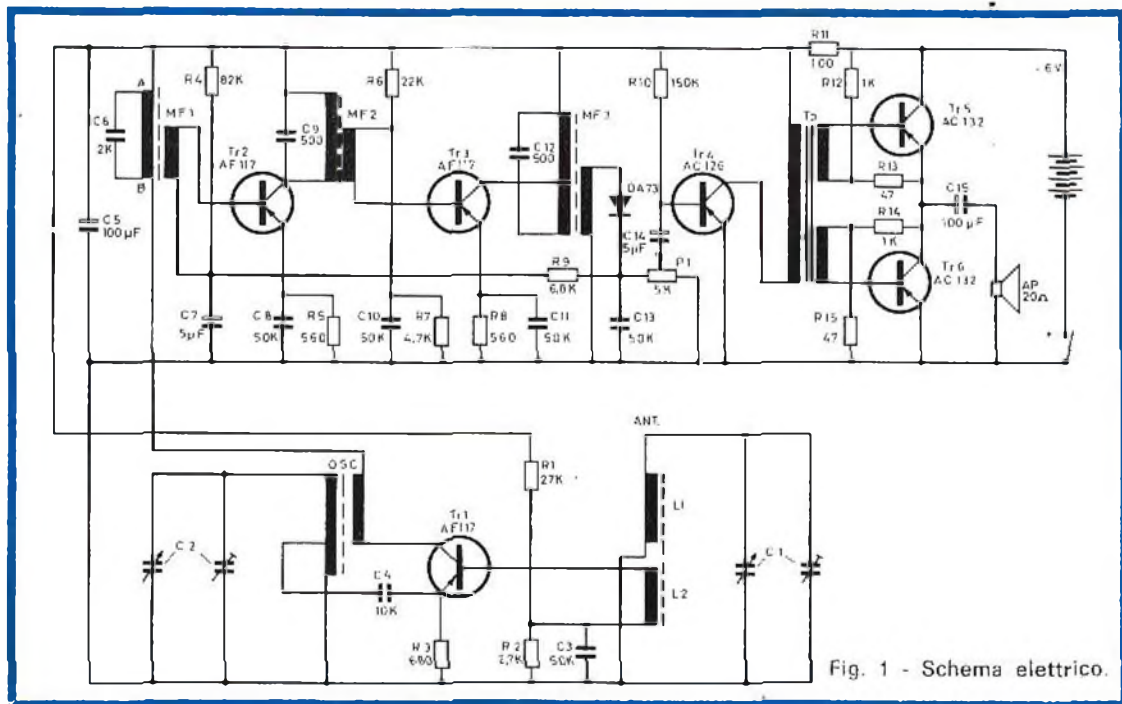


Fig. 1 - Schema elettrico.

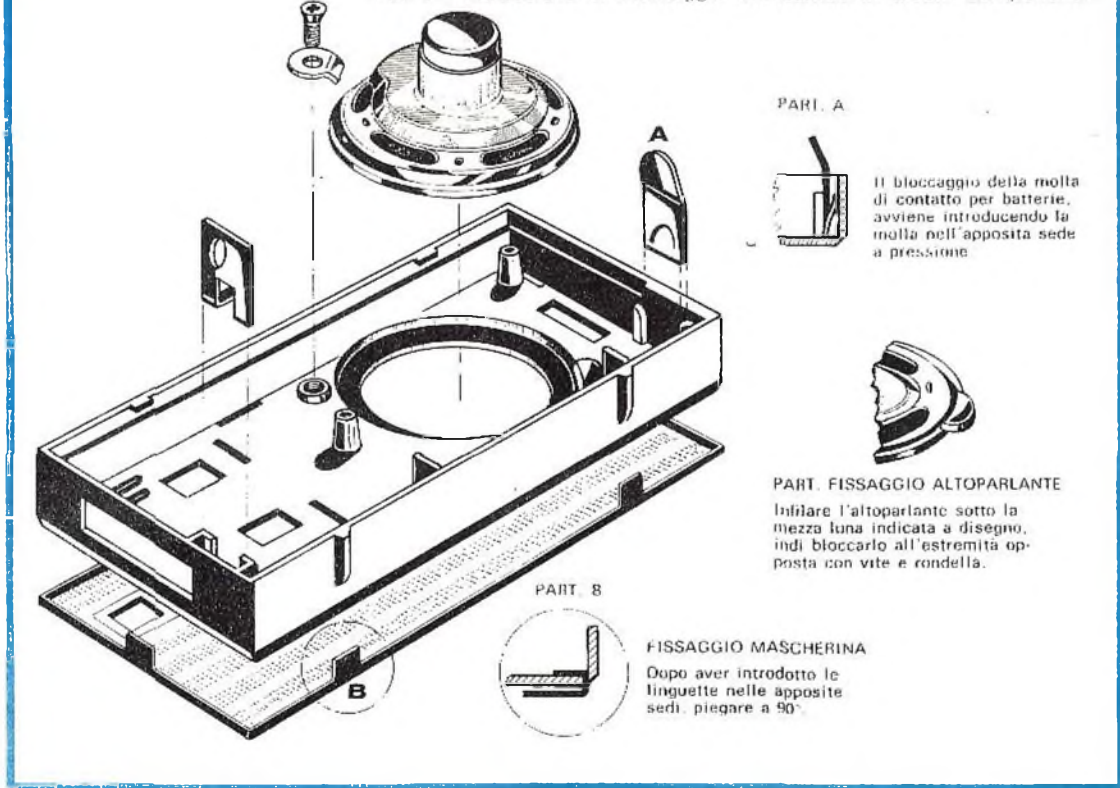
La figura 3 mostra la vista esplosa dell'apparecchio con la basetta del circuito stampato ed alcuni dei componenti principali; dal disegno risulta chiaro come effettuare il montaggio.

Il particolare C indica il fissaggio del potenziometro regolatore di volume P1, che

densatore variabile C1-C2 viene bloccato mediante viti; come si vede nel particolare E, sul perno di comando del variabile va poi avvitata la manopola di sintonia. La basetta a circuito stampato deve essere incastrata nell'apposita sede, quindi fissata mediante le due viti visibili in figura 3; naturalmente questa basetta va



Fig. 2 - Particolare di montaggio meccanico di alcuni componenti.



PART. A

Il bloccaggio della molla di contatto per batterie, avviene introducendo la molla nell'apposita sede a pressione.

PART. B FISSAGGIO ALTOPARLANTE

Infilare l'altoparlante sotto la mezza luna indicata a disegno, indi bloccarlo all'estremità opposta con vite e rondella.

PART. B

FISSAGGIO MASCHERINA

Dopo aver introdotto le linguette nelle apposite sedi, piegare a 90°.

sistemata solo dopo che sono state terminate tutte le operazioni di cablaggio.

### Cablaggio

La saldatura dei componenti richiede in questo apparecchio, data la disposizione assai compatta, una certa cautela e l'uso di un saldatore leggero e con punta sottile.

Prima della saldatura conviene procedere alla identificazione dei componenti e dei loro terminali. Per i valori delle resistenze vale il solito codice dei colori così concepito:

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

Iniziando a leggere da una estremità della resistenza le prime due fasce indicano le prime due cifre significative, mentre la terza fascia indica il numero degli zeri da aggiungere.

La presenza di una quarta fascia color argento oppure oro indica la tolleranza del 10% o 5% rispettivamente.

I condensatori portano stampato sul corpo il valore della capacità. Le tre medie frequenze sono distinguibili mediante punti di diverso colore, come mostrato in figura 3. Anche il primario del trasformatore pilota è individuato da un punto colorato la cui disposizione appare in figura 4.

Questa figura illustra la disposizione di tutti i componenti sul circuito stampato a montaggio ultimato; in essa compaiono tre piccoli disegni mediante i quali è possibile riconoscere i terminali dei transistor impiegati e del diodo.

Sul circuito stampato, dal lato isolato, conviene innanzitutto procedere al fissaggio di resistenze e condensatori, quindi dei transistor e del diodo; i loro terminali vanno infilati negli appositi fori e quindi saldati dalla parte opposta lasciandoli sporgere per un paio di millimetri. Poi si

procede alla saldatura delle altre parti, disposte come indicato nel montaggio meccanico.

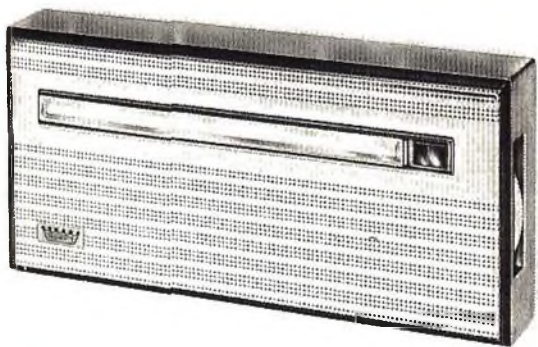
Sono indicati anche in linea continua o tratteggiata, i collegamenti da effettuare mediante filo: tra R9 e P1, tra C13 e C11, le uscite per altoparlante e i due fili per l'alimentazione dalle batterie.

### Taratura

Prima di iniziare la taratura accertarsi che l'indicatore di sintonia sia sul riferimento 16, che corrisponde a circa 1600 kHz, quando il condensatore variabile è completamente aperto. Dopo di che si possono iniziare le operazioni di allineamento e taratura; sono necessari un generatore modulato ed un tester.

Il tester va predisposto su 5 o 10 V c.a. fondo scala e collegato in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante. Il generatore modulato, accordato su 468 kHz, va collegato ai punti A e B indicati sullo schema elettrico; tra il generatore ed il punto B occorre inserire una capacità di circa 1000 pF.

Con un opportuno cacciavite antinduttivo si tarano le tre medie frequenze. L'operazione va iniziata tenendo il potenziometro di volume P1 a circa metà corsa, poi, man mano che l'intensità del segnale aumenta, lo si porta verso il minimo, eventualmente diminuendo anche l'intensità del segnale inviato dal generatore. Si ot-



Kit completo UK 515 - SM/2400.  
In confezione « Self-Service ».

Prezzo di listino L. 6.900.

### MATERIALE

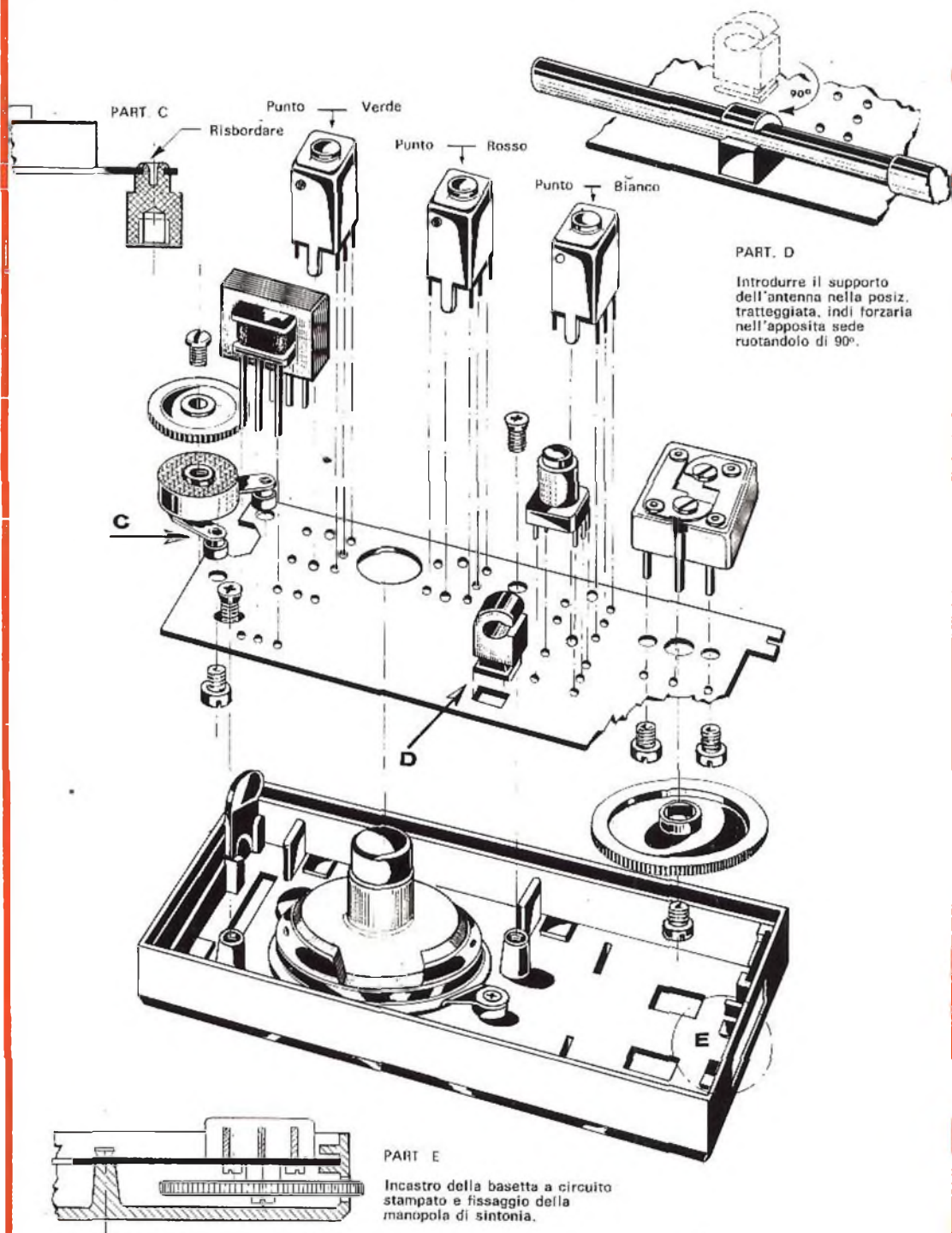
#### Parti meccaniche

2	Piastrine di contatto per batteria
1	Ancorina di fissaggio altoparlante
1	Vite autofilettante Ø 2 x 4
2	Viti autofilettanti Ø 2 x 8
2	Bussole distanziatrici per potenziometro
2	Manopole per potenziometro
1	Vite 1,7 MA x 4 per potenziometro
1	Manopola per sintonia
3	Viti 2,6 MA x 4
1	Supporto per antenna
1	Mobile

#### Parti elettriche

1	Potenziometro 5 kΩ con interrutt.
1	Condensatore variabile
1	Circuito stampato
1	Bobina oscillatrice
1	1° media frequenza
1	2° media frequenza
1	3° media frequenza
1	Trasformatore pilota
1	Antenna completa di ferroxcube
1	Altoparlante con disco isolante
1	Diodo OA73
1	Transistor Tr1 AF116 o AF 117
2	» Tr2-Tr3 AF117
1	» Tr4 AC126
2	» Tr5-Tr6 AC132
2	Condensatori el. 100 μF/6 V - fissaggio verticale
2	Condensatori el. 5 μF/6 V - fissaggio verticale
5	Condensatori a pastiglia 0,05 μF
1	Condensatore a pastiglia 0,01 μF
1	Condensatore poliestere 2000 pF
2	Condensatori poliestere 500 pF
1	Resistenza 82 kΩ
2	Resistenze 560 Ω
1	Resistenza 4,7 kΩ
1	» 22 kΩ
1	» 6,8 kΩ
1	» 150 kΩ
1	» 100 Ω
2	Resistenze 1 kΩ
2	» 47 Ω
1	Resistenza 27 kΩ
1	» 2,7 kΩ
1	» 680 Ω
2	Spezzoni di filo da 50 cm colore rosso e nero

Fig. 3 - Vista esplosa dell'apparecchio e dei suoi componenti.



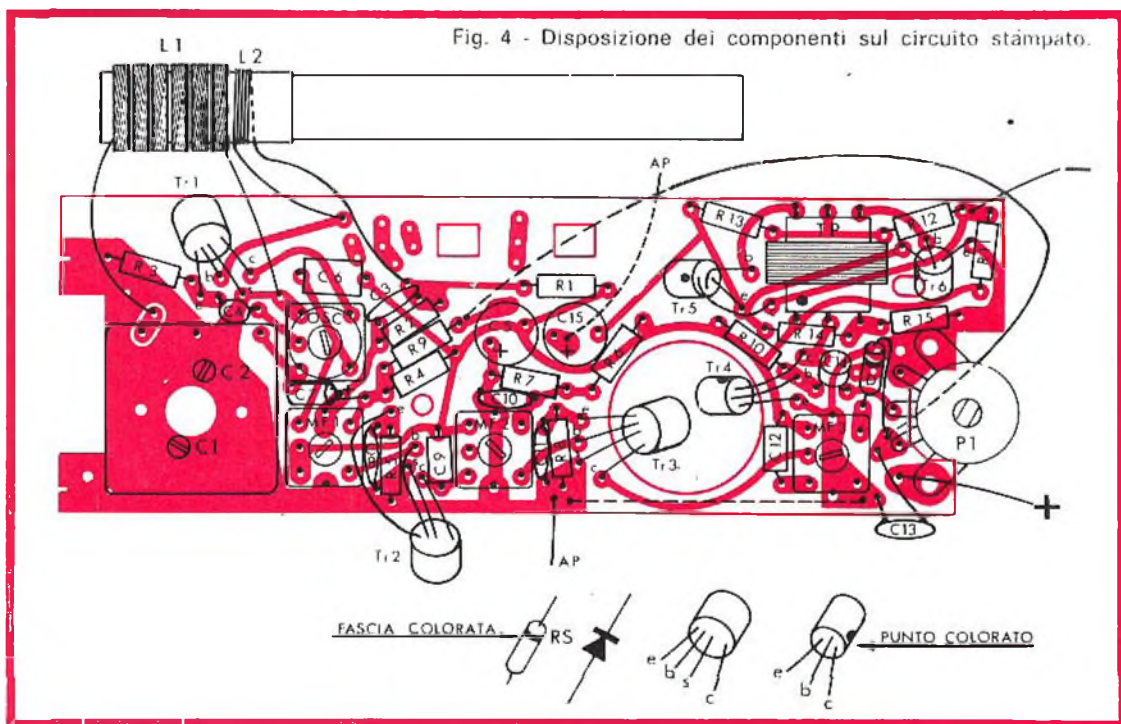
tiene così la massima sensibilità dello stadio a frequenza intermedia che risulta ora allineato; le viti di taratura si possono fissare con un po' di lacca.

Occorre ora tarare i circuiti del gruppo AF (stadio d'antenna e stadio oscillatore). Si comincia col portare i trimmer di compensazione di C1 e C2 a circa metà del loro campo di regolazione. L'operazione va effettuata inserendo all'uscita del generatore un « loop » o anello di filo di rame di circa 20 cm di diametro, e tenendo il gruppo AF a circa 20 cm di distanza lungo l'asse del loop. Accordato il generatore su 580 kHz e chiuso completamente il variabile, si sposta lentamente la bo-

Queste operazioni vanno ripetute varie volte eseguendo gli opportuni ritocchi; con il potenziometro P1 quasi al minimo si devono leggere sul tester valori tra 0,2 e 0,5 V.

In mancanza di strumenti adatti la taratura si può effettuare a orecchio. Si sintonizza il ricevitore su una stazione qualunque e si regolano le medie frequenze in modo da ottenere il massimo volume sonoro.

Per l'allineamento del gruppo AF si sintonizza l'apparecchio su una stazione nota, vicina ai 520 kHz, quindi si regolano L1 e la bobina oscillatrice. Analogamente sintonizzato l'apparecchio su una stazione vi-



bina L1 lungo il nucleo in ferrocube fino ad avere il massimo segnale di uscita. Accordato poi il generatore su 520 kHz si tara la bobina oscillatrice, sempre per avere il massimo segnale in uscita.

Poi si apre completamente il variabile, si accorda il generatore su 1450 kHz, e si ripete l'operazione regolando il compensatore di C1, mentre su 1620 kHz si regola il compensatore C2.

cina ai 1600 kHz, si ruotano i due compensatori C1 e C2 fino ad avere la massima uscita. Queste operazioni vanno ripetute più volte, portando progressivamente il potenziometro P1 verso il minimo, e cercando sempre di ottenere il volume più elevato.

Completata la taratura fissare le viti delle bobine e la bobina d'antenna con cera.

# PROBLEMI DI ALTA FEDELTA'

Breve e lineare rapporto su alcuni tipi di distorsione che si incontrano nella riproduzione di un disco stereo mediante i comuni sistemi in uso e sui modi per evitarla.

**L**a densità dell'informazione contenuta nel solco del disco richiede prestazioni severissime alla cartuccia e alla puntina.

È naturale quindi che la riproduzione reale implichi un certo numero di compromessi tra le condizioni ideali e le limitazioni dovute alla odierna tecnologia.

Tra i vari compromessi uno risulta dalla differenza di forma tra la punta d'incisione e quella di riproduzione; un altro dal diverso percorso delle due punte durante le fasi di incisione del disco, prima, e di riproduzione, poi.

Lo stilo d'incisione ha una punta triangolare affilata e si muove lungo un raggio del disco. La puntina di riproduzione ha di solito forma conica arrotondata e si muove sul disco dall'esterno verso l'interno su un arco di circonferenza che ha il suo centro nel perno del braccio del giradischi.

La diversa forma delle due punte provoca una distorsione che risulta visibile nella forma d'onda riprodotta ed è più pronunciata vicino al centro del disco, quando lo stilo riproduce suoni di alta frequenza ad alta velocità.

Le punte ellittiche o biradiali oggi disponibili in numerosi tipi di cartucce rappresentano un tentativo di avvicinamento alla punta triangolare dello stilo d'incisione.

Con un braccio convenzionale la puntina percorre sul disco un arco, dalla periferia verso il centro, trascinata solco per solco dalla rotazione del disco. Il percorso ideale sarebbe evidentemente un raggio del disco, il che significa che l'asse della cartuccia dovrebbe essere tangente al solco.

È per avvicinarsi a quest'ultima condizione che la cartuccia è sempre montata con una certa angolazione rispetto all'asse del braccio. Ciò consente una

approssimazione maggiore alla tangenza ideale e riduce l'angolo tra l'asse della cartuccia e la tangente al solco nel punto di contatto a valori insignificanti, tali cioè da non essere in alcun modo percettibili dall'orecchio umano.

Tuttavia la separazione stereo viene alterata anche da un valore molto piccolo di tale angolo.

Al momento attuale però i problemi che più preoccupano per la fedeltà della riproduzione riguardano la cedevolezza della puntina e le tolleranze di lavorazione delle cartucce, facendo passare in seconda linea l'errore di riproduzione dovuto al braccio.

Purtroppo l'angolazione data alla cartuccia rispetto all'asse del braccio produce un altro inconveniente: l'attrito tra la puntina ed il solco provoca una forza che tende a spostare la puntina verso il centro del disco. Si tratta quindi di una forza centripeta. La dimostrazione della sua esistenza si ottiene facilmente mettendo sul piatto del giradischi un disco perfettamente liscio, senza solchi, e appoggiandovi sopra il pick-up: si vedrebbe subito il braccio muoversi verso il centro.

L'entità di questa forza di slittamento dipende dal peso effettivo del pick-up, dal raggio di curvatura della puntina, dalla sua forma e dal materiale di cui è fatto il disco.

In realtà avviene che la pressione effettiva esercitata dalla puntina sulla faccia interna del solco è maggiore di quella che agisce sulla faccia esterna. Nei dischi monoaurali la cosa è del tutto trascurabile, ma nei dischi stereo l'effetto è simile a quello causato da insufficiente pressione sul solco e risulta in un aumento della distorsione nel canale corrispondente alla faccia esterna del solco.

Se infatti si aumenta la pressione della puntina sul disco in modo che la riproduzione della faccia esterna del solco sia buona, quasi certamente que-

sta pressione è troppo elevata per il buon rendimento proprio della cartuccia.

Per questa ragione su alcuni bracci sono stati montati ingegnosi dispositivi «anti-slittamento» o «anti-skating».

Alcuni di questi usano dei pesi che agiscono trasversalmente al braccio tramite una funicella e una puleggia, altri impiegano un braccino supplementare a leva, altri ancora hanno delle molle regolabili.

Tutti questi sistemi servono ad applicare al braccio una forza uguale e contraria a quella che tende, per l'attrito fra il solco e la puntina, a spingerlo verso il centro del disco.

In tali condizioni lo stilo esercita la stessa pressione su entrambe le facce del solco e quindi entrambi i canali stereo vengono riprodotti con pari fedeltà. L'effetto favorevole della compensazione anti-slittamento si può vedere sull'oscilloscopio prelevando il segnale in uscita dalla cartuccia durante la riproduzione di un disco stereo e osservando la distorsione della forma d'onda. Le curve risultanti sono state ricavate collegando i morsetti dell'oscilloscopio prima ad un canale e poi all'altro. È stata usata una cartuccia di buona qualità con un braccio dotato di dispositivo anti-skating; il disco era un disco di prova con bande di 1.000 Hz registrate a 30 cm/s (velocità molto superiore a quella di qualsiasi nota musicale continua rintracciabile sui normali dischi stereo).

Le figg. 1 a e 1 b mostrano le forme d'onda rispettivamente della faccia interna ed esterna del solco senza alcuna compensazione anti-slittamento. La forte distorsione del segnale della faccia esterna (fig. 1 b) indica che la puntina perde il contatto con la faccia esterna del solco al picco della sua oscillazione.

Nelle figg. 2 a e 2 b si vede il risultato della stessa prova ma con compensazione. Si vede ancora una legge-

rissima distorsione nella forma d'onda del canale corrispondente alla faccia esterna (fig. 2 b).

La fig. 3 a mostra invece la forma d'onda della faccia esterna del solco con una correzione perfetta, cioè senza la minima distorsione. Si è ottenuta aumentando leggermente rispetto al caso precedente la forza compensatrice. È questo l'optimum, perché aumentando ancora, la forma d'onda della faccia esterna del solco rimane perfetta, ma nasce distorsione nel canale della faccia interna, come si vede in fig. 3 b.

Ma questa compensazione è proprio necessaria?

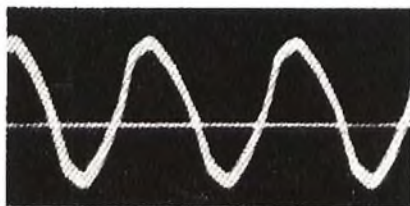
In pratica è pressoché impossibile sentire un miglioramento del suono grazie alla compensazione anti-skating. La ragione è che alle normali velocità di registrazione la puntina di una buona cartuccia stereo segue molto bene il solco, anche se la pressione su una faccia è maggiore che sull'altra.

Tuttavia è chiaro che questa compensazione, usata correttamente, non può che essere favorevole ad una buona riproduzione, anche se non si sente immediatamente alcun giovamento. È ovvio che fra le tante distorsioni che il segnale subisce nei vari passaggi dal solco all'altoparlante è sempre meglio eliminare quelle che nascono proprio nel momento più critico, cioè alla trasformazione del segnale da vibrazione meccanica a onda sinusoidale elettrica.

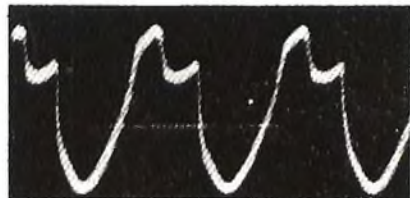
Un fatto secondario ma curioso è che per alcuni tipi di bracci la forza compensatrice consigliata dai costruttori è molto inferiore a quella ottima. L'unico modo per determinare effettivamente con precisione il valore di tale forza anti-slittamento è l'uso di un disco di prova con segnale ad alta velocità. La distorsione del canale che corrisponde alla faccia esterna del solco è facilmente udibile e non è necessario ricorrere all'oscilloscopio per vedere la forma d'onda.

A. B.

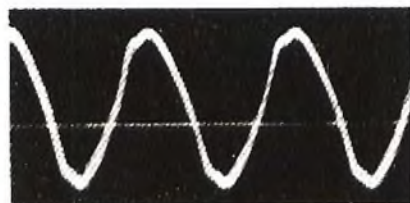
1 a



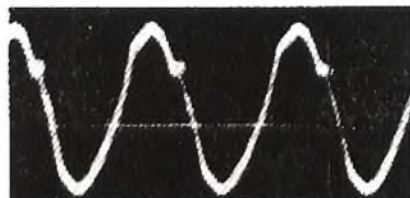
1 b



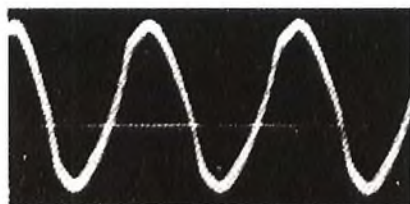
2 a



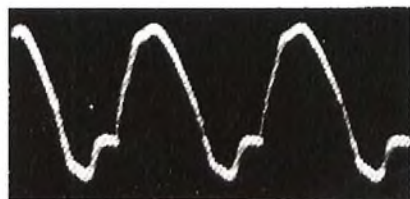
2 b

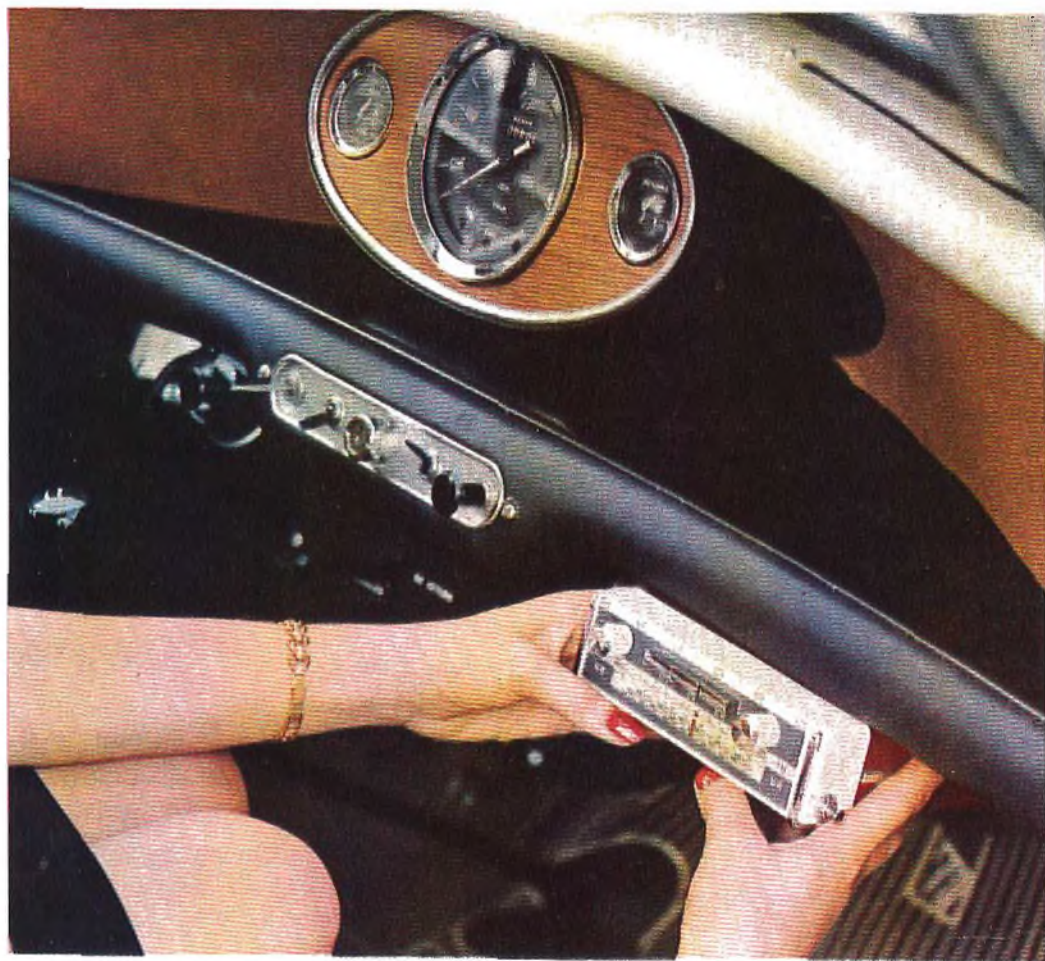


3 a



3 b





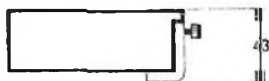
autotransistor portatile per FM/OM completo di speciale supporto e mascherina - per automezzi funziona con batterie auto, portatile con batterie interne - altoparlante ad alto rendimento acustico - 11 transistor + 4 diodi - selezione di gamma e sintonia automatica per FM a tastiera - sintonia manuale - antenna telescopica - potenza d'uscita 2,5 W - elegante mobile con maniglia - peso 1.100 g

## AUTOTRANSISTOR PORTATILE **AM-FM**



170

AR/716

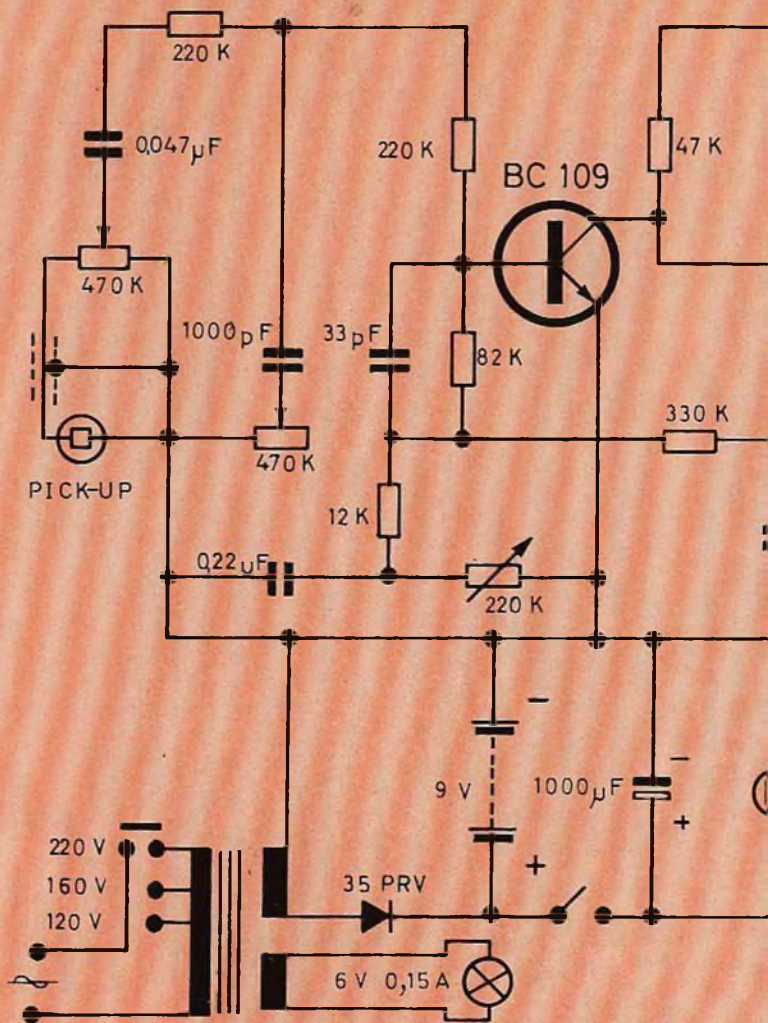


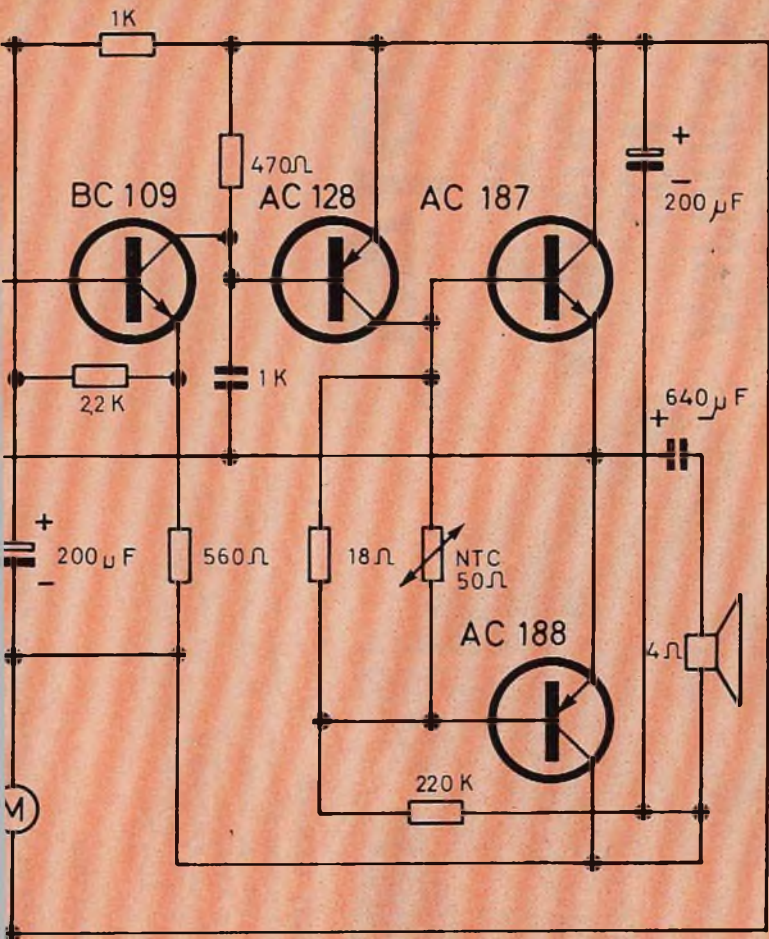
43

# AKKORD









Schema elettrico FV-716

# DOSIMETRO SPERIMENTALE PER RADIAZIONI AD ELEMENTI RIVELATORI SOLIDI

a cura di L. Biancoli

Non è certamente la prima volta che ci occupiamo su questa rivista di applicazioni dell'elettronica alla medicina. Ciò, non soltanto per il fatto che tali applicazioni rientrano sempre nel campo al quale essa è dedicata, bensì anche per il fatto che gran parte dei nostri lettori dedica un tempo progressivamente maggiore allo studio di queste affascinanti applicazioni, traendone soddisfazioni sempre maggiori.

Infatti, sebbene la produzione di apparecchiature elettroniche ad uso domestico (radio, televisione, giradischi, amplificatori, ecc.) occupi in diverse attività la maggior parte dei tecnici, molti di essi hanno trovato nei campi di applicazione alla medicina e ad alcune attività scientifiche collaterali una maggiore possibilità di sfogo per il loro spirito di iniziativa, per cui seguono con notevole interesse e profitto ogni progresso che viene conseguito in questa branca dell'elettronica.

Attenendoci pertanto a questo programma, riportiamo da *Electronique Médicale* la nota che segue, assai utile per coloro che si occupano dello sfruttamento dei principi dell'elettronica per l'elaborazione di strumenti scientifici assai utili in qualsiasi attività, tra cui quella a carattere sanitario.

## INTRODUZIONE

**L'**apparecchiatura che desideriamo descrivere è in sostanza un dosimetro universale, nel senso che è possibile eccitarlo con l'impiego di cellule sensibili a qualsiasi tipo di radiazione. Le cellule foto resistenti basate sull'impiego dei solfuri (di cadmio, di piombo, ecc.) sono sufficientemente conosciute, e — senza tema di smentita — si può affermare che l'industria dispone attualmente di una gamma assai estesa di modelli, sensibili sia ai raggi infrarossi, sia alle radiazioni luminose visibili, sia infine alle radiazioni ultraviolette.

Dal momento che le curve di assorbimento delle cellule dei tipi precedentemente menzionati sono assai utili agli effetti dell'impiego nell'apparecchiatura in oggetto, risulta possibile — senza alcuna difficoltà — compiere delle misure di illuminazione, oppure farne uso per la misura dei tempi di esposizione.

All'ingresso dell'apparecchiatura è possibile però applicare altri tipi di rivelatori (foto-diodi o foto-transistori), suscettibili, in altre parole, di misurare delle intensità o delle quantità in genere, al di fuori della gamma di frequenze della luce propriamente detta.

Il problema assume tuttavia una maggiore complessità per quanto concerne altri tipi di radiazioni, caratterizzati da un livello di energia notevole: in particolare, ci riferiamo ai raggi « X », «  $\gamma$  », ai bombardamenti elettronici, alle radiazioni nucleari, ecc., prodotti — ad esempio — dalle cosiddette **bombe al cobalto**, dagli apparecchi classici di **radioterapia** o per **radio-diagnostica**, o dagli **acceleratori** di qualsiasi genere essi siano (lineari, betatroni, ciclotroni, ecc.).

Attualmente, sono già in produzione su scala semi-industriale diversi tipi di cellule liquide o solide, suscettibili di modificare le proprie caratteristiche di conduttività in funzione dell'intensità delle radiazioni ionizzate assorbite (in particolare, ci riferiamo ai cosiddetti **para-conduttori**, noti col nome di **polistori**).

Tutto ciò apre quindi una nuova via di sperimentazione a quei fisici che dedicano i propri sforzi a conseguire la possibilità di confrontare l'efficacia di diversi tipi di irradiazioni, in rapporto ad una data sostanza liquida o solida, di cui sia possibile conoscere a priori le costituenti: questo studio — inoltre — può essere successivamente di grande utilità agli effetti delle applicazioni nel campo della radio-terapia, in quanto, come è ben noto, qualsiasi materia solida o liquida presenta una maggiore similitudine con i tessuti biologici che non l'aria, per la quale — fino ai nostri giorni — è stato possibile misurare esclusivamente il grado di ionizzazione.

Sotto questo aspetto, è bene precisare che la misura della ionizzazione dell'aria può essere considerata senza alcun legame fisico ben definito come la misura delle radiazioni da parte della materia.

## PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL DOSIMETRO

Il principio sul quale si basa il funzionamento di questa apparecchiatura è in realtà assai semplice: infatti, la misura che viene compiuta non è altro — in sostanza — che una funzione della variazione di resistenza di una sostanza sensibile, allorché essa viene sottoposta all'influenza di un determinato tipo di radia-

zione. Di conseguenza, la suddetta misura è connessa, in un modo o nell'altro, alla quantità di radiazioni che viene effettivamente assorbita.

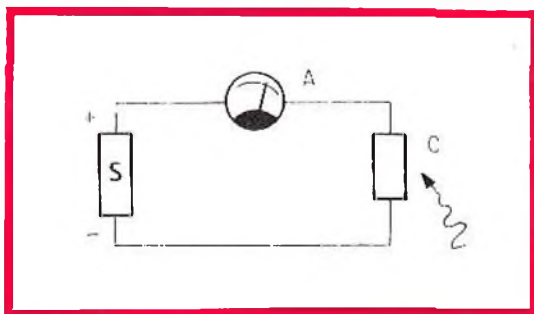


Fig. 1 - Schema di principio del dosimetro. Il circuito consiste sostanzialmente in una sorgente di tensione o di corrente, contrassegnata S, uno strumento di misura (A), ed una cellula sensibile alle radiazioni, contrassegnata con C. I tre elementi — come si osserva — risultano collegati in serie tra loro.

A titolo di esempio, consideriamo il circuito estremamente semplice, illustrato alla figura 1, nel quale si osservano una sorgente di tensione o di corrente, contrassegnata S, uno strumento di misura (A), ed una cellula sensibile alle radiazioni, contrassegnata con C.

In questo caso specifico, si parte dal presupposto che la cellula abbia la proprietà di presentare una grande resistenza allorché si trova in stato di diseccitazione (ossia immersa nel buio, o in assenza di radiazioni di qualsiasi natura), detta per l'appunto **resistenza di oscurità**, e solitamente rappresentata dal simbolo  $R_0$ , che può essere dell'ordine di qualche centinaio di Megaohm, e che diminuisce non appena l'elemento viene esposto ad una certa intensità di radiazioni, fino ad assumere un valore detto **resistenza di saturazione**. Questa che — a sua volta — può essere estremamente ridotta, è dell'ordine cioè di qualche centinaio di ohm.

Da ciò è facile dedurre che la gamma di variazione del valore resistivo è assai estesa, e — in rapporto ad un determinato valore della tensione di alimentazione fornita dalla sorgente — la sensibilità dell'elemento foto-elettrico viene misurata in **milliampère per lumen**, oppure in **milliampère per lux**.

Una volta prestabilite le condizioni sperimentali di impiego, e conoscendo la curva di responso della cellula in funzione della lunghezza d'onda «  $\lambda$  » (vedi figura 2

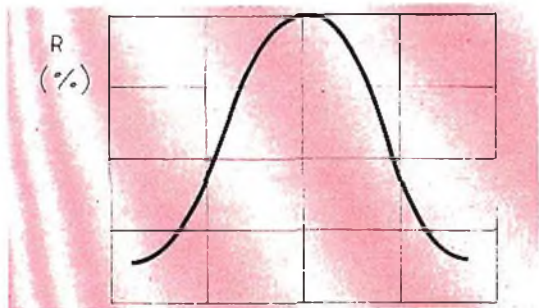


Fig. 2 - Esempio tipico di una curva di responso spettrale di una cellula fotoelettrica sensibili alle radiazioni luminose. Riportando sull'asse orizzontale le lunghezze d'onda, e sull'asse verticale la variazione percentuale della resistenza interna, si può osservare che la curva presenta un livello di picco in corrispondenza di una determinata frequenza della luce. Da entrambi i lati della frequenza citata, lungo la gamma disponibile, la curva scende fino a raggiungere un livello prossimo a zero.

è assai abbondante. Ciò nondimeno, l'apparecchio al quale ci riferiamo presenta un certo numero di particolarità, in quanto — pur essendo abbastanza complesso dal punto di vista del circuito, presenta tuttavia una possibilità di realizzazione assai facile, e — ciò che più conta — assai economica.

Nel caso della misura di dosi di esposizione a determinate radiazioni, esso si basa sullo sfruttamento di due principi ben noti:

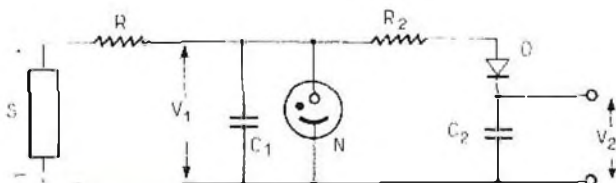
- l'impiego del tubo al neon a rilassamento e
- l'impiego del circuito elettronico di integrazione (vedi figura 3).

La sorgente S, attraverso la resistenza R1, carica il condensatore C1 secondo una legge esponenziale ben nota, il cui andamento dipende esclusivamente dalla costante di tempo data dal prodotto tra i valori di R1 e di C1. A partire da un determinato valore della tensione V1, il tubo al neon N si accende e determina la scarica del condensatore. Una volta avvenuta la sua scarica, il ciclo inizia da capo, e si ripete indefinitivamente.

che ne illustra un esempio), nonché il rendimento energetico della sorgente, è assai facile dedurre la sensibilità in funzione dell'energia fornita, vale a dire il fattore di responso in **milliampère per watt**, oppure in **watt per centimetro quadrato**. Ove se ne riscontri la necessità, chi si serve di tali apparecchiature non incontrerà alcuna difficoltà nel dedurre la sensibilità totale espressa in **ampère per erg**, oppure in qualsiasi altra unità che gli convenga (**calorie, joule, ecc.**).

Nel caso specifico al quale ci riferiamo, R1 (ovvero una parte di essa) è costituita dalla cellula foto-resistente, e — proprio per questo motivo — il valore di R1C1 (vale a dire la costante di tempo) varia in funzione dell'intensità luminosa che colpisce l'elemento sensibile, modificando di conseguenza la successione delle scariche luminose internamente alla lampada al neon.

Fig. 3 - Schema di principio di un rilassatore al neon, e del relativo circuito di integrazione, mediante il quale è possibile conteggiare pulsazioni la cui frequenza è maggiore di quella che può essere seguita ad occhio nudo (80 al minuto).



La fotometria sperimentale impiega già questo tipo di rivelatore, ed è opportuno precisare che — in questo campo specifico — la letteratura tecnica disponibile

Se il numero degli impulsi luminosi oltrepassa quello di 80 al minuto, il conteggio diventa assai difficile, per cui è preferibile servirsi di un dispositivo elettro-

nico di integrazione. Di conseguenza, se gli impulsi luminosi presentano una frequenza inferiore ad 80 al minuto, il conteggio diretto degli stessi è possibile ad occhio nudo: per contro, se la frequenza è maggiore, è indispensabile ricorrere ad un sistema di misura più esatto e meno suscettibile di alterazioni a causa dell'inerzia, come è appunto un circuito elettronico di integrazione.

Il condensatore si carica (o si scarica) seguendo una legge esponenziale, in funzione della costante di tempo RC. Grazie

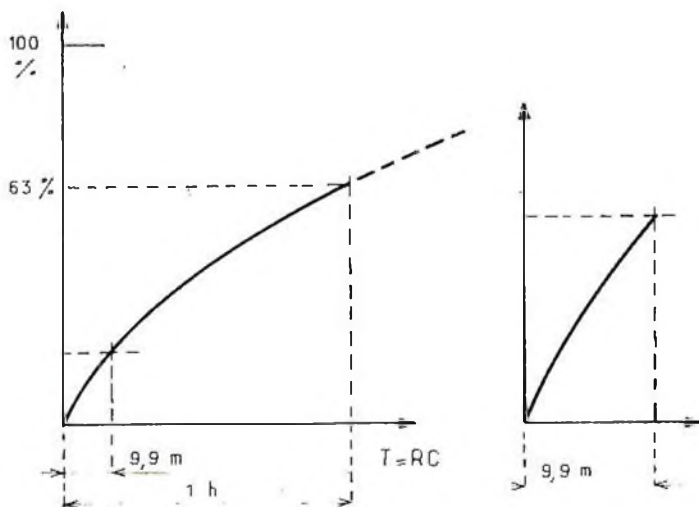


Fig. 4 - Curva di carica di un condensatore, espressa in forma grafica. Come si può osservare, sull'asse verticale è riportato il valore dello stato di carica espresso in percentuale. Sull'asse orizzontale sono invece riportati i tempi durante i quali viene applicata la tensione di carica. Nel particolare a destra, si nota che la curva può essere considerata alla stessa stregua di una retta.

alla presenza del diodo D, si evita che il condensatore di blocco C2 si scarichi attraverso il circuito di rilassamento.

Questo condensatore presenta un valore capacitivo assai elevato, la quale caratteristica deve essere contemplata anche nei confronti della resistenza R2, tanto da ottenere una costante di tempo assai elevata (ad esempio di un'ora). In tali condizioni, nel volgere di qualche secondo o di qualche minuto (vale a dire del tempo necessario per compiere una lettura) il condensatore non ha accumulato che una parte assai ridotta della sua carica: in considerazione di ciò, la curva di carica può essere considerata alla stessa stregua di una retta, così come si può osservare alla figura 4, pur ammettendo un errore che risulta però assolutamente trascurabile agli effetti pratici.

Per eseguire misure assai più precise, è possibile nondimeno tracciare — in un primo tempo mediante calcolo, ed in seguito in base ad un sistema sperimentale — una curva di correzione o di corrispondenza tra i valori letti ed i valori che devono essere invece considerati effettivi.

### Taratura dello strumento

Per quanto riguarda il tecnico elettronico, è bene non dimenticare che questo apparecchio non è in effetti che un ohmetro, e che la misura da esso compiuta non

è altro che la misura del valore di una resistenza fissa o di valore variabile, a seconda dei casi. Egli non dovrà pertanto compiere alcuno sforzo per comprendere il principio in base al quale viene effettuata la taratura in qualsiasi tipo di ohmetro, il quale differisce per ciascuna scala, in quanto sarebbe troppo complesso e troppo aleatorio realizzare degli ohmetri senza regolazione dello zero. Sotto qualsiasi punto di vista si consideri questa questione, è evidente che la precisione potrebbe essere o illusoria, oppure effettiva, ma con la conseguenza diretta di un costo assai più elevato del normale da parte dello strumento di misura.

Il sistema di taratura che è stato adottato è doppio, e comprende due potenziometri, uno dei quali serve per la taratura della pila propriamente detta, mentre l'al-

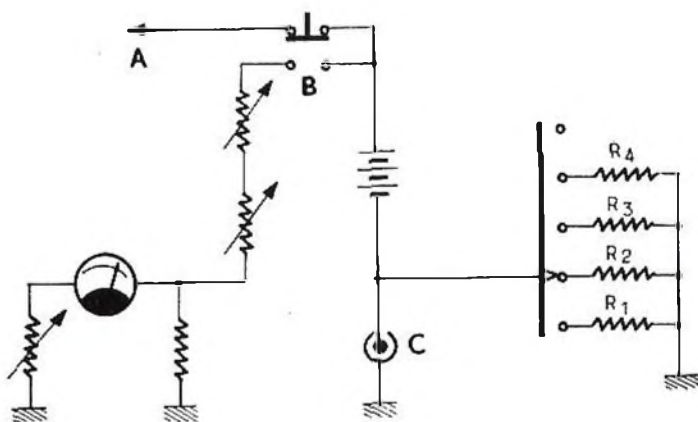
tro serve per la taratura di quattro scale di sensibilità dell'apparecchio, come si può osservare alla **figura 5**.

Le quattro resistenze di precisione (che vengono impiegate in base al metodo di sostituzione) sostituiscono la sonda per quattro valori ben determinati. Ad esempio, 1 Mohm, 10 Mohm, 20 Mohm e 50 Mohm, oppure 1 Mohm, 10 Mohm, 100 Mohm e 1.000 Mohm, a seconda della resistenza tipica della sonda che si ritiene opportuno impiegare nei confronti di ciascun caso particolare.

## EFFETTI FOTOELETTRICI E TERMOELETTRICI SUI SEMICONDUTTORI

I fenomeni di natura fotoelettrica e termoelettrica che si verificano nelle sostanze appartenenti alla categoria dei semiconduttori costituiscono un soggetto di grande attualità, il che è dimostrato dalle numerose ricerche che sono state compiute in questo campo, e dall'esistenza di molta letteratura. Per quanto concerne le energie di livello assai elevato, il loro effetto viene studiato anche sulle sostanze iso-

Fig. 5 - Schema elettrico del dispositivo di taratura. Il terminale A fa capo al circuito di utilizzazione; B è un interruttore a pulsante, che inserisce alternativamente il circuito di taratura o quello di utilizzazione. Delle due resistenze semifisse in serie allo strumento, quella superiore serve normalmente per eseguire la taratura. C rappresenta il raccordo di collegamento dell'elemento sensibile, e le resistenze R1, R2, R3, ed R4 devono presentare una tolleranza massima dell'1%.



Con questo speciale accorgimento, è possibile in una certa misura evitare di ricorrere all'impiego di una sorgente campione di radiazioni.

In questo caso specifico, la quantità di radiazioni che viene assorbita dall'elemento sensibile provoca in esso effetti multipli, che però noi ignoreremo volontariamente, allo scopo preciso di concentrare la nostra attenzione su uno solo di essi, dovuto proprio all'assorbimento di energia, vale a dire la diminuzione della resistenza interna.

Dal punto di vista del radiologo, sarebbe forse stato più logico parlare dell'inverso della resistenza, vale a dire dell'aumento della conduttività, in quanto l'apporto dell'irradiazione consiste sostanzialmente nella reazione o nella liberazione di portatori e di centri donatori ed accettori, nella massa del semiconduttore.

lanti e sui materiali di ogni genere, ivi comprese le sostanze oleose, i vetri, le materie plastiche, ecc.

Agli effetti delle applicazioni di maggiore importanza, è assai probabile che la realizzazione degli elementi rivelatori maggiormente efficienti verrà effettuata ricorrendo all'impiego di sostanze isolanti.

Nei confronti del dosimetro che intendiamo descrivere, sono opportune alcune precisazioni — peraltro assai elementari — nei confronti degli elementi rivelatori solidi, e della assoluta impossibilità che essi presentano di compiere delle misure istantanee.

In pratica, a meno che non venga realizzato un elemento rivelatore avente dimensioni praticamente molecolari, questa importante limitazione è dovuta essenzialmente alla loro natura intrinseca ed ai principi fisici che ne governano il com-



portamento, in quanto gli elettroni — o più esattamente i portatori di cariche, siano essi elettroni o cavità — non circolano nei solidi come circolano nei gas o nel vuoto.

che in corrispondenza dell'istante  $t_0 + t_r$ . Successivamente, essa segue fedelmente le variazioni di intensità delle radiazioni incidenti, mentre — al termine della solle-

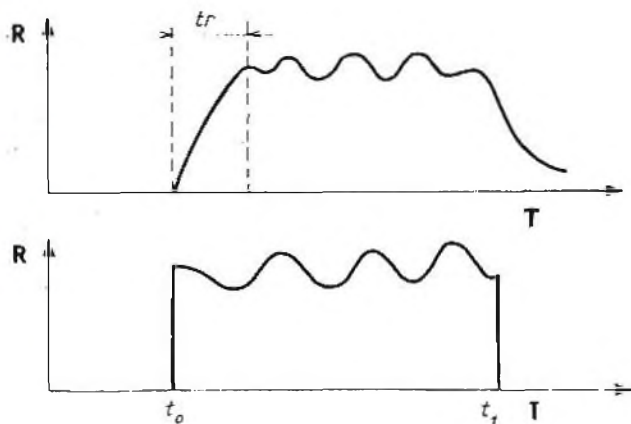


Fig. 6 - Curva tipica di responso di un elemento rivelatore (grafico superiore), confrontata con l'andamento delle radiazioni di eccitazione. Queste compaiono e scompaiono bruscamente (grafico inferiore), mentre le variazioni corrispondenti nell'elemento sono precedute e seguite da un tratto di variazione intrinseca, dovuto all'inerzia.

Il meccanismo della conduttività in un semiconduttore, già di per se stesso abbastanza complesso in stato di riposo, avviene in funzione di numerosissimi fattori, non appena il semiconduttore viene sottoposto all'azione di un determinato tipo di radiazioni. Ciò significa che, tra il fenomeno primario e l'effetto che desideriamo misurare, si verifica una serie di fasi successive che si traducono in periodi di latenza, di diffusione, di ricombinazione, ecc. In altre parole, la cellula impiega una determinata quantità di tempo per reagire e per raggiungere il punto di sensibilità che la caratterizza, oltre ad un certo tempo (assai più lungo) per ritornare alle condizioni primitive in cui si trovava prima che venisse eccitata.

Affinché sia possibile tradurre questo concetto in forma grafica, esprimendolo con una curva, immaginiamo di disporre di una determinata radiazione, che — a nostro piacimento — sia possibile far variare entro determinate intensità, come illustrato alla **figura 6**. In corrispondenza dell'istante  $t_0$ , le radiazioni si manifestano bruscamente (vedi grafico inferiore), mentre in corrispondenza dell'istante  $t_f$ , la loro intensità si riduce improvvisamente a zero.

La cellula — come dimostra il grafico superiore ad essa riferito — non raggiunge il valore medio della sua conduttività

citazione — non riassume lo stato di riposo che dopo una variazione progressiva in diminuzione della conduttività.

## DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Dopo questa necessaria premessa, mediante la quale è stato possibile chiarire i principi fondamentali sui quali si basa questa particolare applicazione, possiamo finalmente passare alla descrizione pratica dello strumento di misura.

La **figura 7** ne illustra lo schema elettrico. Osservandone il circuito, risulta evidente che i valori devono essere regolati a seconda della natura delle misure che si intende compiere, e che essi sono quindi in funzione della natura delle radiazioni, nonché del tipo di elemento sensibile, delle sue caratteristiche, e dell'intensità delle radiazioni stesse. A titolo di esempio, elenchiamo in una tabella separata i valori adottati per la realizzazione (effettuata recente su scala industriale) di un rivelatore di radiazioni:

La **figura 8** illustra invece una versione semplificata del circuito di taratura.

Lo schema di principio è di per se stesso sufficientemente esplicito, per cui riteniamo superfluo descrivere con ricchezza di dettagli la teoria di funzionamento. La taratura viene eseguita tramite il potenziometro P1, mentre P2 consente di sta-

**una  
novità**

**PRESTEL**

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV

**TRA**  
AMPLIFICATORE  
AUTOALIMENTATO

DI FACILE  
APPLICAZIONE  
SUL  
TELEVISORE  
STESSO

AMPLIFICA  
**5** VOLTE  
IL SEGNALE TV



ENTRATA-USCITA: 300 - 75  $\Omega$   
REALIZZATO IN UN UNICO CONTENITORE

IN QUATTRO TIPI:

BANDA I - VHF - N/592-15

BANDA II - FM - N/592-16

BANDA III - VHF - N/592-18

BANDA IV - UHF - N/592-20

**PRESTEL**

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

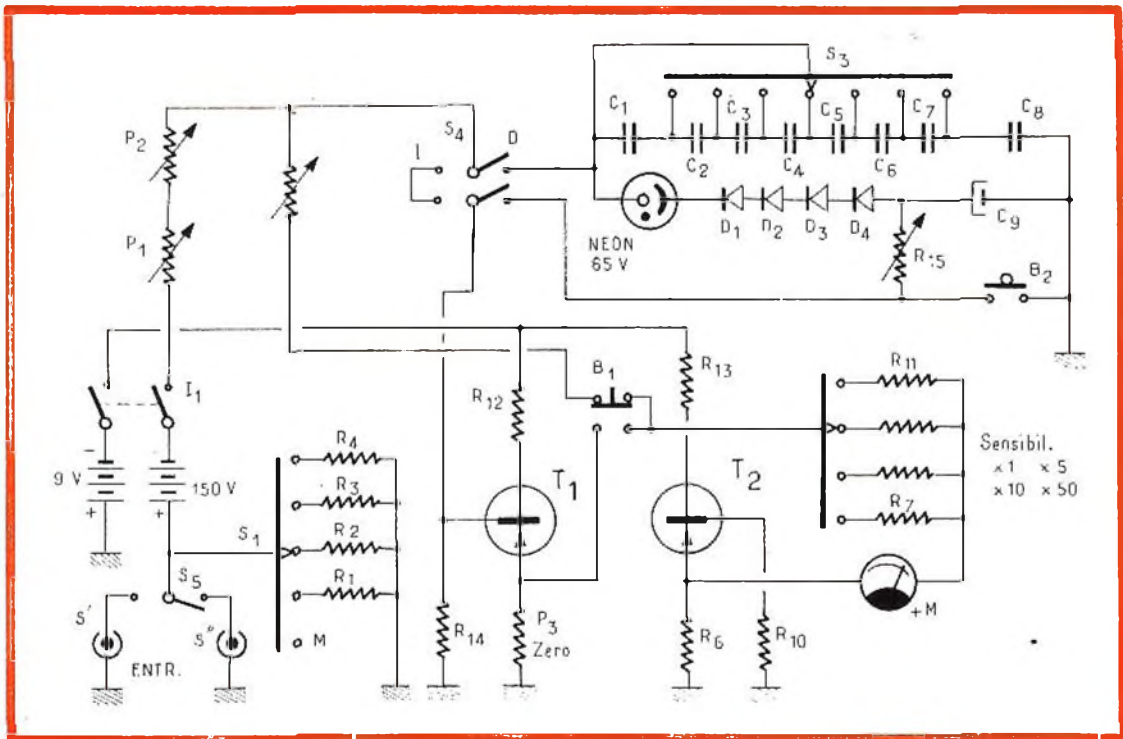


Fig. 7 - Circuito elettrico completo del rivelatore di radiazioni descritto. Le resistenze comprese tra R1 ed R4 costituiscono il circuito di misura propriamente detto, del quale fa parte l'elemento sensibile collegato ad una delle due prese di Ingresso. P2 è il potenziometro di taratura, il pulsante B1 inserisce il circuito di taratura, e le resistenze comprese tra R7 ed R11 consentono di variare la sensibilità nelle portate comprese tra  $\times 1$  ed  $\times 50$ . Il pulsante B2 consente di rimettere a zero l'apparecchiatura di conteggio, costituita dal commutatore S3 e dai componenti da esso associati.

bilire il perfetto stato di funzionamento della pila che fornisce la tensione di 150 volt. Il potenziometro P3 deve invece permettere una rilevante escursione dell'indice dello strumento di misura M; se ciò non si verifica, la pila suddetta deve essere sostituita o in quanto scarica, o in quanto polarizzata, e quindi con resistenza di valore eccessivo.

Il selettore S1 permette al contrario di verificare con buona esattezza lo stato di funzionamento dell'intero complesso, consentendo nel medesimo tempo un riferimento rispetto a dei punti fissi sui valori noti. Le curve di taratura permettono successivamente di confrontare due differenti tipi di radiazioni, di misurare l'uscita di una qualsiasi sorgente, o ancora la dose ricevuta dopo un determinato periodo di

tempo durante il quale l'elemento sensibile è stato esposto alle radiazioni.

La gamma della sensibilità è variabile da 1 a 50, per cui occorre tener conto del fatto che — in effetti — non si misura altro che una differenza di potenziale tra gli emettitori di due transistori. Trascurando la resistenza interna dello strumento di misura, il valore di questa strumento può essere pari a:

$$\begin{aligned} \times 5 &= 250 \times 10^{-3} \text{ volt} = 0,25 \text{ volt} \\ \times 10 &= 0,5 \text{ volt} \\ \times 50 &= 2,5 \text{ volt} \\ E &= IR = 50 \times 10^{-3} \text{ volt} \end{aligned}$$

La curva di taratura può quindi essere tracciata in volt per unità di energia assorbita, il che è maggiormente in armonia con le abitudini adottate solitamente nei

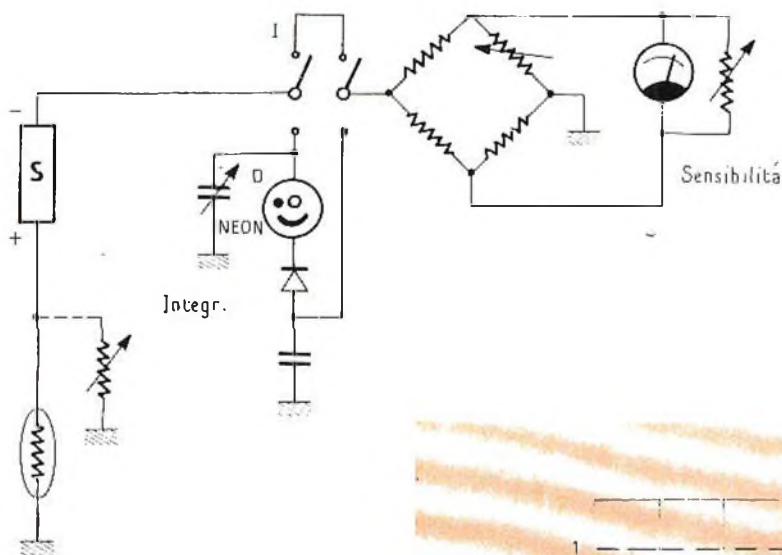
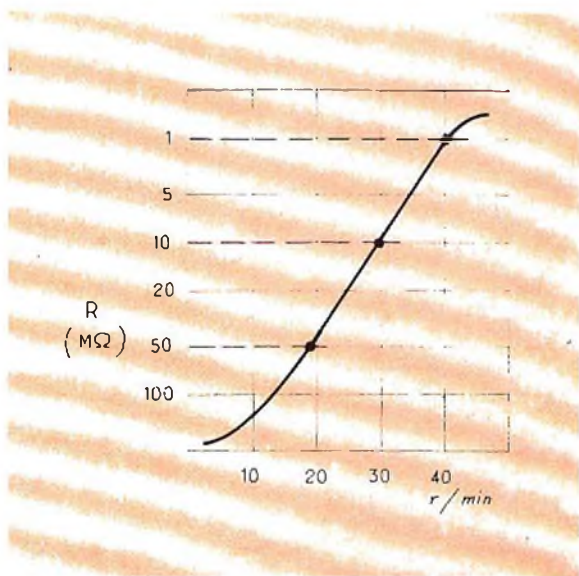


Fig. 8 - Schema semplificato del dispositivo di taratura. S rappresenta la sorgente di tensione, mentre lo strumento collegato ai capi del ponte, uno dei cui bracci è regolabile, consente la misura della sensibilità. Il grafico annesso alla figura rappresenta la curva di responso, espressa in funzione della resistenza interna  $R$  (in Mohm), e della quantità di radiazioni al minuto.



laboratori, come è indicato nel grafico di figura 9.

### POSSIBILITÀ DI IMPIEGO

Come è certamente risultato evidente al lettore, la descrizione effettuata fornisce più che altro un'idea sul funzionamento di un'apparecchiatura del genere, e non rappresenta una vera e propria descrizione agli effetti realizzativi. D'altra parte, sia i valori, sia gli elementi sensibili da collegare ai due ingressi disponibili e commutabili tramite S5 dipendono esclusivamente dalla natura delle radiazioni che si

intende dosare. Di conseguenza, questo strumento può essere realizzato con valori adatti ai diversi casi, (affinché si prestino — come già è stato affermato all'inizio — per la misura di qualsiasi tipo di radiazioni) a patto che venga completato con l'elemento sensibile appropriato.

Per citare alcuni casi tipici di possibilità di impiego, esso si presta in modo assai soddisfacente per la misura di intensità luminose, eventualmente con l'applicazione di filtri selettori allo scopo di misurare l'intensità riferita in particolare ad una determinata gradazione cromatica della luce. Oltre a ciò, con un appropriato ele-

mento sensibile, esso si presta alla misura di radiazioni infrarosse, ultraviolette, e — ciò che maggiormente importa nel campo medico — per la misura delle radiazioni « X ».

Ovviamente, se all'ingresso viene collegato un elemento sensibile alle radiazioni nucleari, lo strumento si rivela anche un mezzo assai pratico ed efficace per la misura di quel tipo di radiazioni.

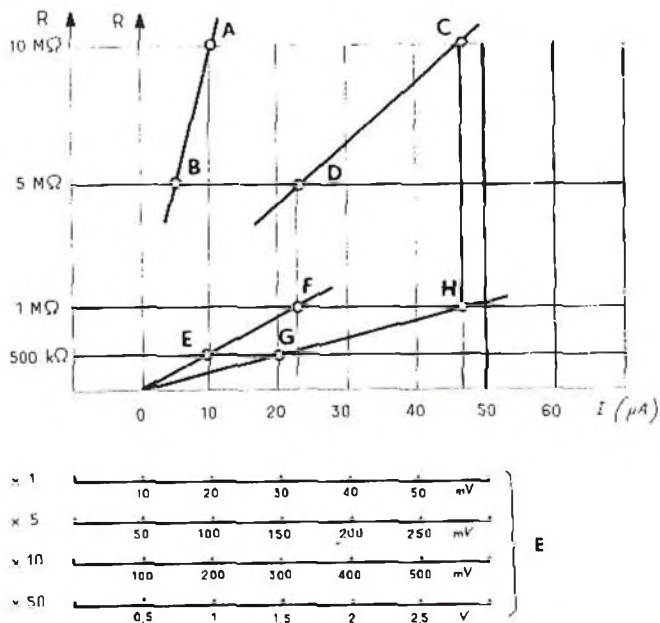


Fig. 9 - Curve tipiche di taratura. A, B, C e D rappresentano punti di taratura per le portate x 1 ed x 5. E, F, G ed H rappresentano invece punti di taratura per le scale x 10 ed x 50. Sull'asse verticale sono riportati i valori di resistenza interna dell'elemento sensibile, mentre sull'asse orizzontale sono rappresentate le intensità della corrente che lo attraversano, espresse in microampère. Le quattro scale illustrate in basso rappresentano infine le tensioni corrispondenti, presenti ai capi dell'elemento sensibile, nelle quattro portate consentite dallo strumento.

#### RESISTENZE

R1 = 1 MΩ, semifissa  
 R2 = 500 kΩ  
 R3 = 1 MΩ  
 R4 = 5 MΩ  
 R5 = 10 MΩ  
 R6 = 47 MΩ  
 R7 = 1 kΩ  
 R8 = 5 kΩ  
 R9 = 10 kΩ  
 R10 = 10 kΩ  
 R11 = 50 kΩ  
 R12 = 8,2 kΩ  
 R13 = 8,2 kΩ  
 R14 = 20 kΩ  
 R15 = 10 kΩ, semifissa

#### POTENZIOMETRI

P1 = 500 kΩ, lineare  
 P2 = 100 kΩ logaritmico inverso  
 P3 = 100 kΩ lineare

#### CONDENSATORI

C1 = 0,1 F  
 C2 = 0,2 F  
 C3 = 0,47 F  
 C4 = 0,47 F  
 C5 = 1 μF  
 C6 = 1 μF  
 C7 = 1 μF  
 C8 = 2 μF  
 C9 = 10.000 μF

#### VARIE

I1 = Interruttore generale  
 S1 = Selettore per la taratura delle quattro gamme di sensibilità  
 S2 = Selettore delle gamme di sensibilità  
 S3 = Selettore dei tempi di conteggio  
 S4 = Invertitore di intensità  
 S5 = Commutatore di ingresso  
 B1 = Interruttore a pulsante  
 B2 = Interruttore a pulsante  
 T1 = OC 44  
 T2 = OC 44

# NUOVI SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONE

Le radiazioni « idroniche », le telecomunicazioni sotterranee « UOD », le ricetrasmissioni con onde « sismiche » faranno ben presto concorrenza, in molti casi speciali, alle radiocomunicazioni.

**D**a qualche tempo si hanno notizie ed indiscrezioni sempre più numerose circa le esperienze di telecomunicazioni effettuate con mezzi piuttosto insoliti e che in alcuni casi non impiegano neppure onde elettromagnetiche.

Siamo forse alla vigilia dell'affermazione pratica di nuovi sistemi di trasmissione per cui, in un futuro non lontano, le comunicazioni a mezzo radio, così come le conosciamo oggi, saranno affiancate da altri metodi. I motivi che hanno dato un grandissimo impulso, in questi ultimi tempi, alle ricerche di nuovi ed inediti mezzi di telecomunicazione sono soprattutto connessi con necessità strategiche

Le familiari onde radio, così come sono oggi impiegate, non sono infatti in grado di propagarsi con facilità attraverso grandi masse d'acqua, né tanto meno attraverso la crosta terrestre. Inoltre, i fenomeni di violenta ionizzazione che hanno luogo in caso di esplosioni nucleari, interromperebbero i normali radiocollegamenti.

Per ovviare a questi ed altri inconvenienti sono stati e sono tuttora sperimentati oltre oceano nuovi sistemi di comunicazione. Passeremo in rassegna, qui di seguito, alcuni di questi nuovi sistemi riferendone i risultati pratici che sono stati ottenuti.

## Le radiazioni « idroniche »

Tutto ebbe inizio quando uno sperimentatore americano rese noto di essere riuscito a trasmettere segnali radio, sott'acqua, usando un'antenna di sua invenzione, grazie alla esistenza di non meglio precisate « onde idroniche ».

Come si conviene in questi casi, sorsero subito due fazioni di benpensanti, l'una che sosteneva a spada tratta l'esistenza delle nuove quanto misteriose « onde idroniche », l'altra, che non con meno calore le negava gratificando i primi, per soprammercato, con vivaci e colorite espressioni. Prendiamo quindi anche noi in esame i fatti, in modo che il lettore

possa dare, su tutta la vicenda delle onde « idroniche », quel giudizio che riterrà più opportuno.

Inventore del nuovo metodo di comunicazioni subacquee si dichiara Wallace Minto della Hydronics Corporation di Sarasota (Fla., U.S.A.).

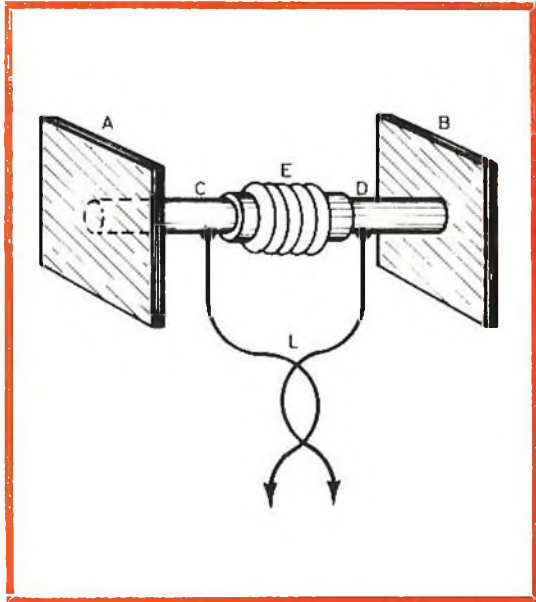


Fig. 1 - Disegno schematico delle antenne usate nelle trasmissioni subacquee.

Le prime esperienze furono effettuate nell'Oceano Atlantico, ossia in acque salmastre, ma ulteriori prove hanno confermato che si può trasmettere segnali, altrettanto bene, in acque dolci di laghi e di fiumi. L'inventore sostiene che la trasmissione subacquea avverrebbe tramite « un nuovo campo vettore correlato con forze elettromagnetiche e magnetoidrodinamiche, che si propagano in modo caratteristico attraverso l'acqua e sono associate ad oscillazioni elettroniche ».

Gli apparati usati per la trasmissione e la ricezione, e che durante il funzionamento restano fuori dall'acqua, non differiscono dai comuni ricetrasmittitori tranne che per le antenne. Queste ultime, immerse ad una certa profondità, sono fra loro identiche ed hanno la forma schematizzata in fig. 1.

A e B sono due piastre di metallo dello spessore di qualche millimetro, aventi dimensioni di 30 x 30 cm od anche molto più grandi per trasmissioni a distanze elevate. Le due piastre sono distanziate fra loro di circa 1 o 2 m, mediante due tubi cavi di metallo C e D di piccolo diametro, uniti rigidamente al centro da un isolante separatore E.

Sia l'antenna trasmittente che quella ricevente sono collegate rispettivamente al trasmettitore ed al ricevitore mediante la linea L bilanciata fatta con treccia di filo; questa linea può avere una lunghezza di parecchi metri.

Non sono note con precisione le frequenze usate con più successo, ma si ha motivo di credere che queste siano piuttosto basse ed in certi grossi impianti addirittura dell'ordine delle VLF. Si ha comunque notizia che esperienze sono state effettuate con successo anche da dilettanti, trasmettendo sia su 800 che su 350 kHz. Sembra che la massima distanza a cui si riesca a comunicare dipenda fortemente dalla spaziatura esistente fra le due piastre dell'antenna.

Ad esempio, per superare una distanza di una decina di chilometri, fu necessario usare una spaziatura di 300 m; con una spaziatura di 1,8 m è stato possibile comunicare sino a 350 m circa.

L'irradiazione dell'antenna sembra differire fortemente da quella convenzionale. Infatti, mentre nelle normali comunicazioni radio le antenne orizzontali accordate su mezza lunghezza d'onda ed alimentate al centro, come in fig. 1, irradiano perpendicolarmente al loro asse orizzontale, le antenne per comunicazioni « idroniche » si comportano come se irradiassero energia parallelamente al loro asse. Ne segue che questo sistema di comunicazione è notevolmente direzionale e solo antenne perfettamente parallele fra loro consentono buoni collegamenti. Una rotazione di 90° dell'antenna ricevente rispetto a quella trasmittente estingue il segnale.

Le onde irradiate possono essere normalmente modulate, per cui le comunicazioni idroniche avvengono anche in fonìa.

Queste comunicazioni idroniche sembra siano però « subacquee » fino ad un certo punto.

Infatti, immergendo le antenne a profondità crescenti, viene riferito che l'intensità del segnale trasmesso diviene sempre più debole sino a scomparire del tutto. Un gruppo d'ingegneri statunitensi che ha condotto ricerche per tentare di chiarire la singolare direzionalità della propagazione idronica è giunto a formulare una nuova teoria.

Secondo questa, le onde « idroniche » non esisterebbero, a meno che con tale termine non si volesse chiamare un particolare modo di propagazione delle onde radio. Precisamente, essi affermano che il segnale non s'irraderebbe come sembra dalle esperienze, parallelamente all'antenna ed in particolare dalle due piastre, ma bensì dai due tronconi di tubo che uniscono queste ultime. Per spiegare ciò essi aggiungono che le due piastre, a contatto dell'acqua, si comporterebbero come due punti di massa per cui l'antenna sarebbe in effetti un dipolo, alimentato al centro ma con gli estremi non isolati.

Anche con questa precisazione la spiegazione tuttavia resta poco chiara, comunque l'abbiamo riportata tale e quale per dovere di cronaca.

Sempre per poter spiegare in qualche modo i 90° di differenza fra la propagazione radio e quella « idronica », gli stessi ingegneri hanno coniato un'altra teoria ancora, che sembra abbia potuto essere confermata dall'esperienza. Secondo detta teoria, fermo restando tutto quanto affermato per il dipolo con gli estremi a massa, le onde elettromagnetiche emesse sott'acqua dall'antenna trasmittente giungerebbero, seguendo il percorso « elettricamente » preferenziale, alla superficie dell'acqua e si propagherebbero seguendone la superficie sino ad immergersi nuovamente per raggiungere l'antenna ricevente subacquea.

Anche se questa teoria che assimila le onde radio a delfini in vena di capriole non è propriamente lampante, tuttavia è stata battezzata in modo molto chiaro « the up-over-down theory », che non è colpa nostra se in italiano potrebbe tra-

dursi: « la teoria del su e giù ». Quest'ultima ha segnato un punto a suo vantaggio quando ha permesso di prevedere che il percorso « su e giù » sarebbe stato di 15 m quando le antenne giacciono a 3 m di profondità sott'acqua.

Attualmente le esperienze continuano ed ancora molte condizioni devono essere controllate accuratamente prima che possa essere detta una parola definitiva su tutta la faccenda. Comunque la cosa più importante è che è stato accertato che si può radiocomunicare anche quando l'antenna trasmittente e ricevente sono poste sott'acqua alla profondità di parecchi metri.

### Le trasmissioni « UOD »

Parallelamente alle esperienze di trasmissioni subacquee, altri ricercatori hanno sviluppato sistemi per telecomunicazioni « sotterranee », in cui sia la trasmittente che il ricevitore si trovano collocati con le loro antenne ad una certa profondità nel sottosuolo (vedasi fig. 2).

Com'è schematizzato in detta figura, una trasmittente TX, operante nella gamma delle VLF (Very Low Frequencies), è posta a diversi metri di profondità sotto la superficie del suolo ed emette segnali con un'antenna accordata su mezza lunghezza d'onda. Un ricevitore RX, anch'esso posto nel sottosuolo a qualche chilometro di distanza, e munito di un'antenna ricevente identica a quella trasmittente, è in grado di captare i segnali.

Al momento non sono noti molti dati, tuttavia il dr. Joseph de Bettancourt, consulente della Raytheon, è giunto, per spiegare le radiocomunicazioni sotterranee, a formulare una teoria che è risultata identica a quella già vista a proposito delle telecomunicazioni subacquee.

Secondo questa teoria le onde radio emesse dalla trasmittente TX non raggiungerebbero l'antenna ricevente attraverso gli strati terrestri, ma punterebbero subito verso la superficie (tratto Up in fig. 2); qui giunte, verrebbero rifratte lungo la superficie terra-aria (tratto « Over ») per poi rientrare sotto terra (tratto « Down ») per raggiungere l'antenna ricevente. Questo tipo di propagazione è sta-



to denominato « UOD » dalle sigle di « Up-Over-Down ». Pertanto, la spiegazione coniata per giustificare le telecomunicazioni radio subacquee e quelle sotterranee è risultata, in ultima analisi, identica.

Le onde radio seguirebbero quindi il percorso di minore resistenza, rifrangendosi lungo la superficie terra-aria od acqua-aria.

Esperienze pratiche condotte a Brewster (U.S.A.) hanno permesso di accertare la possibilità di effettuare collegamenti bilaterali UOD sotterranei fra stazioni separate fra loro da qualche miglio di roccia, usando una trasmittente VLF da 300 W ed un ricevitore VLF a banda stretta.

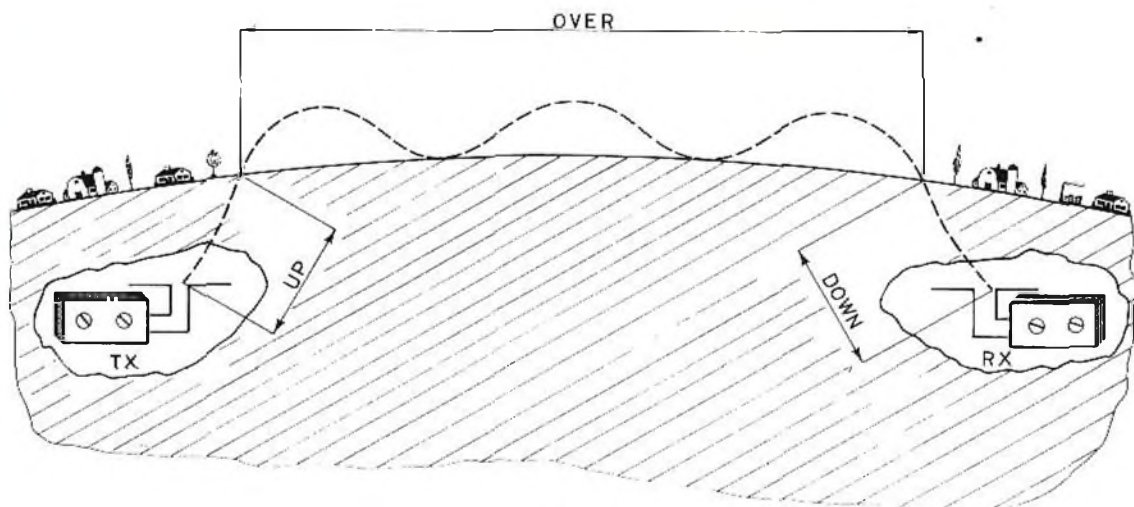


Fig. 2 - Esempio schematico della posizione del trasmettitore e del ricevitore nelle trasmissioni « UOD ».

Tuttavia, molti propendono invece per una teoria più generale che tenga conto anche della diffrazione e delle riflessioni multiple delle onde elettromagnetiche in mezzi qualsiasi.

Ad esempio K. H. Powers ha prospettato la possibilità di comunicare con propagazione interamente sotterranea e quindi esente da possibili interruzioni dovute ad esplosioni nucleari sulla superficie terrestre, sfruttando le differenti caratteristiche elettriche di strati geologici. In tal

caso, la natura stessa fornirebbe delle guide d'onda al limite fra due strati geologici, che quindi convoglierebbero l'energia lungo direttrici prefissate.

### Telecomunicazioni con onde « sismiche »

Sempre allo scopo di mettere a punto un sistema di telecomunicazione che, a differenza delle onde radio normali, sia insensibile ad eventi nucleari in superficie, è stata sperimentata anche la trasmissione a distanza mediante quelle che, impropriamente, sono state chiamate onde « sismiche ».

La possibilità di comunicare a grandissime distanze, anche per tutto il globo terrestre, mediante vibrazioni elastiche,

discende non già da un'invenzione ma da una serie di scoperte fatte da molto tempo dai sismologi.

Infatti, in occasione di terremoti, è noto che a migliaia di chilometri di distanza è possibile ricevere frazioni sensibili di vibrazioni elastiche irradiate dal lontanissimo epicentro del sisma mediante sismometri e sismografi. La ricezione è in genere tanto intensa e basata su onde così caratteristiche che gli osservatori geofi-

sici sono addirittura in grado di sapere dove, a che ora, a quale profondità e con quale intensità locale ha avuto luogo una scossa di terremoto senza conoscere altri dati che quelli forniti loro dai sismogrammi.

È appunto dallo studio di tali sismogrammi, ossia, in definitiva, da quelli che con linguaggio « radio » potremmo chiamare « oscillogrammi delle onde ricevute », che è stato anche possibile conoscere la velocità di propagazione e materiali geologici preferenziali attraverso i quali la propagazione delle vibrazioni elastiche avviene in modo ottimale.

Mettendo a profitto tutte queste cognizioni e scoperte, il prof. L. S. Hobson ha conseguito il 13 settembre 1966 il brevetto statunitense n. 3.273.112 che ha per oggetto un « sistema sintonico di telecomunicazione mediante onde sismiche ».

Ciò che però ha suscitato maggior scalpore in questa invenzione è che il sistema del prof. Hobson, contrariamente al parere ufficiale che negava la possibilità della cosa, permette di comunicare anche in fonìa con delle vibrazioni, per loro natura pochissimo « musicali », come sono appunto le onde « sismiche », ossia le onde dei « terremoti ».

Ovviamente, essendo impossibile aspettare che avvenga in qualche parte della terra un cataclisma tellurico per poter comunicare col sistema del prof. Hobson, l'invenzione prevede anche la creazione di piccoli terremoti artificiali innocui che forniscono l'onda portante. L'analogia con le prime esperienze di radiocomunicazioni è abbastanza evidente. Non potendo allora ovviamente trasmettere sfruttando l'energia naturale dei fulmini e delle saette, si ricorre prima ai generatori di onde elettromagnetiche smorzate a scintilla (ossia ad innocui fulmini artificiali) e poi ai generatori di onde persistenti a valvole, ecc.

Col sistema Hobson, prima lo scoppio di piccole cariche di esplosivo poste in profondità sul terreno permise di generare onde sismiche smorzate con piccoli terremoti artificiali, giungendo poi all'attuale brevetto che comporta invece un generatore elettrodinamico di onde sismi-

che persistenti. In linea di massima il sistema del prof. Hobson è quello schematizzato in fig. 3.

Con R1 ed R2 sono schematizzate le pareti rocciose alle quali vengono saldamente fissati i trasduttori elettrodinamici trasmittente (TX) e ricevente (RX). TX funziona, grosso modo, come un grossissimo

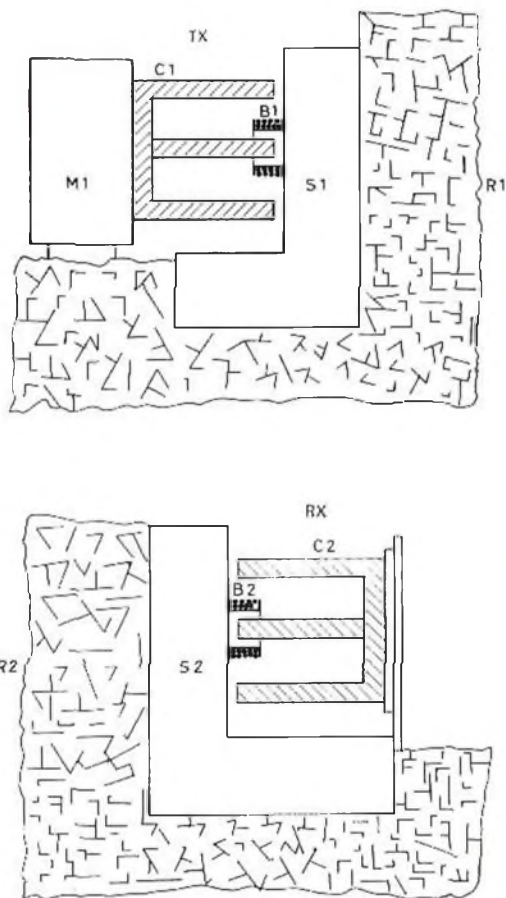


Fig. 3 - Disegno schematico di un trasmettitore e di un ricevitore nel caso di trasmissioni con onde « sismiche ».

altoparlante la cui massiccia bobina mobile B1 è solidale ad un supporto di ancoraggio S1 fissato alla roccia R1 e zavorrato con la grande massa M1. La presenza di quest'ultima fa sì che le vibrazioni interessino soprattutto B1 e non già il ma-

gnete (in pratica è un elettromagnete) C1. Le vibrazioni impresse da B1 ad S1 si propagano alla roccia R1 e, dopo aver percorso anche discrete distanze, raggiungono gli strati rocciosi R2, ai quali è fissato il supporto S2 ed il ricevitore RX, che in pratica può essere tanto un geofono speciale quanto un pick-up a riluttanza variabile.

Il trasduttore RX trasforma le vibrazioni meccaniche in vibrazioni elettriche e la tensione che compare ai capi della bobina B2 viene opportunamente amplificata, filtrata, rivelata, ancora amplificata ed inviata ad azionare un altoparlante.

Al posto di trasmissione, la bobina mobile B1 è energizzata mediante invio in essa di correnti alternate aventi opportune frequenze elevate. Precisamente per le comunicazioni in fonìa la corrente che agisce come portante ha una frequenza

ultrasonica, mentre per i collegamenti in grafia (che permettono di superare distanze molto maggiori) la frequenza può scendere a pochi Hertz.

Al momento, il sistema Hobson presenta il grave inconveniente che per ottenere comunicazioni bilaterali richiede che le due stazioni siano poste allo stesso livello geologico. La distanza che è possibile superare dipende fortemente dalla potenza del trasmettitore e dalla sensibilità del ricevitore. Siamo ora solo ai primi passi in questo settore nuovo delle telecomunicazioni con onde sismiche, tuttavia gli immancabili progressi tecnici che subentrano ogni giorno permetteranno certamente d'introdurre perfezionamenti, per cui accanto alle radiocomunicazioni convenzionali si svilupperanno sempre più nuovi sistemi speciali di telecomunicazione.

G. A. U.

**U**na ditta americana sta mettendo a punto un sistema di comando ad alta precisione che permette di far funzionare tutti i motori di una catena di fabbricazione alla stessa velocità.

Ogni albero del motore porta un disco che produce un impulso elettrico ad ogni giro; un incastro è previsto affinché il fascio luminoso trovandosi ad un lato del disco, possa colpire un diapason elettronico vibrante a 3500 Hz. Si confronta in maniera istantanea la velocità di rotazione di ogni motore con la frequenza del diapason; si ottiene un segnale di correzione che agisce sulla tensione di alimentazione di ogni motore in modo da aumentare o diminuire la velocità di rotazione. Questo nuovo dispositivo trova numerose applicazioni nella siderurgia, nell'industria automobilistica, in quella delle materie plastiche, ecc. Ciò permette di migliorare sensibilmente la produzione.

# INFORMIAMO

i nostri affezionati lettori che  
il secondo volume del

**CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI**

**G.B.C.**  
Itallana

uscirà

alla fine di febbraio - primi di marzo 1968

# semiconduttori professionali PHILIPS

PER IMPIEGHI IN ALTA FREQUENZA



## TRANSISTOR « OVERLAY » AL SILICIO

2 N 3924	P. <sub>e</sub> > 4 W	con V <sub>cc</sub> = 13,5 V	ed f = 175 MHz
2 N 3926	P. <sub>e</sub> > 7 W	con V <sub>cc</sub> = 13,5 V	ed f = 175 MHz
2 N 3927	P. <sub>e</sub> > 12 W	con V <sub>cc</sub> = 13,5 V	ed f = 175 MHz
2 N 3553	P. <sub>e</sub> > 2,5 W	con V <sub>cc</sub> = 28 V	ed f = 175 MHz
2 N 3375	P. <sub>e</sub> > 3 W	con V <sub>cc</sub> = 28 V	ed f = 400 MHz
2 N 3632	P. <sub>e</sub> > 13,5 W	con V <sub>cc</sub> = 28 V	ed f = 175 MHz
BFW 16	P. <sub>e</sub> > 70 mW	con V <sub>cc</sub> = 18 V	ed f = 200 MHz
	F <sub>r</sub> = 1,65 GHz	con V <sub>cc</sub> = 18 V	ed I <sub>c</sub> = 50 mA

## BFY 90 - TRANSISTOR PLANARE EPITASSIALE AL SILICIO

caratterizzato da:

- bassa cifra di rumore  
F < 5 dB  
(V<sub>cc</sub> = 5V, I<sub>c</sub> = 2 mA, f = 500 MHz)
- alta frequenza di transizione  
F<sub>T</sub> = 1,6 GHz  
(V<sub>cc</sub> = 5 V, I<sub>c</sub> = 2 mA)

## DIODI MIXER AL GERMANIO

a bassa cifra di rumore:

AAV 39 — AAY 40

## DIODI TUNNEL AL GERMANIO

per impieghi in banda X e in banda 8

AEY 13 — AEY 18 — AEY 17

## VARACTOR PLANARI EPITASSIALI AL SILICIO

per impieghi VHF ed in banda 8

BAY 96 — BXY 27 — BXY 28

## EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di equivalenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di semiconduttori.

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
0200	BYZ13	1EB50A	BYZ11	1EC60R	BYX13/1200R
0202	BYZ13	1EB50R	BYZ17	1G25	0A95
0204	BYZ12	1EB50AR	BYZ17	1G26	0A95
0207	BYZ11	1EB60	BYZ11	1G27	0A95
0220	BYZ13	1EB60A	BYZ11	1G55	AAZ17
0222	BYZ13	1EB60R	BYZ17	1G56	AAZ17
0224	BYZ12	1EB60AR	BYZ17	1G57	AAZ15
0227	BYZ11	1EB70	BYZ11	1G58	AAZ15
0300	BYZ13	1EB70A	BYZ11	1G86	AAAY11
0307	BYZ10	1EB70R	BYZ17	1G95	AAAY11
1B40K05	BYZ13	1EB70AR	BYZ17	1J	0A200
1C2	BYY23	1EB80	BYZ10	1J201	0A205
1C4	BYY23	1EB80A	BYZ10	1N23B	AAAY39
1C6	BYY68	1EB80R	BYZ16	1N23WE	AAAY40
1C8	BYY25	1EB80AR	BYZ16	1N34	0A95
1C10	BYY70	1EB100	BYZ10	1N34A	0A95
1C12	BYY72	1EB100A	BYZ10	1N35	AAZ17
1EB10	BYZ13	1EB100R	BYZ16	1N38	0A95
1EB10A	BYZ13	1EB100AR	BYZ16	1N38A	0A95
1EB10R	BYZ19	1EC5	BYX13/400	1N43	0A95
1EB10AR	BYZ19	1EC5R	BYX13/400R	1N44	0A95
1EB20	BYZ13	1EC10	BYX13/400	1N45	0A95
1EB20A	BYZ13	1EC10R	BYX13/400R	1N46	0A95
1EB20R	BYZ19	1EC15	BYX13/400	1N47	0A95
1EB20AR	BYZ19	1EC15R	BYX13/400R	1N48	0A95
1EB30	BYZ12	1EC20	BYX13/400	1N50	0A95
1EB30A	BYZ12	1EC20R	BYX13/400R	1N51	0A95
1EB30R	BYZ18	1EC30	BYX13/600	1N52	0A95
1EB30AR	BYZ18	1EC30R	BYX13/600R	1N54	0A95
1EB40	BYZ12	1EC40	BYX13/800	1N54A	0A95
1EB40A	BYZ12	1EC40R	BYX13/800R	1N56	0A95
1EB40R	BYZ18	1EC50	BYX13/1000	1N57	0A95
1E40AR	BYZ18	1EC50R	BYX13/1000R	1N58	0A95
1EB50	BYZ11	1EC60	BYX13/1200	1N58A	0A95

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
1N61	OA95	1N249B	BYZ14	1N459	OA206
1N62	OA95	1N250	BYX13/400	1N461	OA200
1N63	OA95	1N250A	BYZ14	1N464	OA202
1N65	OA95	1N250B	BYZ14	1N464A	OA202
1N66	OA95	1N251	OA200	1N476	OA95
1N67	OA95	1N252	OA200	1N477	OA95
1N67A	OA95	1N253	BYZ13	1N478	OA95
1N68	OA95	1N254	BYZ13	1N479	OA95
1N68A	OA95	1N256	BYZ12	1N480	OA95
1N69	OA95	1N270	OA95	1N482	OA200
1N70	OA95	1N276	OA95	1N484	OA202
1N75	OA95	1N277	AAZ15	1N536	BYZ13
1N77B	OAP12	1N281	AAZ15	1N588	BYX11
1N81	OA95	1N294	OA95	1N589	BYX10
1N86	OA95	1N297	OA95	1N607	BYZ13
1N88	OA95	1N300	OA200	1N608	BYZ13
1N89	OA95	1N300A	OA200	1N609	BYZ13
1N90	OA95	1N332	BYZ12	1N610	BYZ13
1N91	OA95	1N333	BYZ12	1N611	BYZ13
1N95	OA95	1N334	BYZ13	1N612	BYZ12
1N99	OA95	1N335	BYZ13	1N613	BYZ12
1N111	OA95	1N336	BYZ13	1N614	BYZ12
1N112	OA95	1N337	BYZ13	1N617	OA95
1N113	OA95	1N338	BYZ13	1N618	OA95
1N114	OA95	1N339	BYZ13	1N625	BAY39
1N115	OA95	1N340	BYZ13	1N648	BYX10
1N116	OA95	1N341	BYZ12	1N649	BYX10
1N117	OA95	1N342	BYZ12	1N658	BAY33
1N118	OA86	1N343	BYZ13	1N659	BAY39
1N119	OA86C	1N344	BYZ13	1N660	BAY39
1N126	OA95	1N345	BYZ13	1N683	BYX10
1N127	OA95	1N346	BYZ13	1N684	BYX10
1N128	OA95	1N347	BYZ13	1N698	AAZ18
1N135	OA95	1N348	BYZ13		
1N141	OA95	1N349	BYZ13	1N771B	OA95
1N147A	AAAY21	1N380	OA200	1N775	AAZ15
1N191	OA86	1N411B	BYZ14	1N789	BAY39
1N198	OA5	1N415E	AAAY39	1N816	OA200
1N202	OA200	1N432	OA200	1N904	BAY38
1N209	OA200	1N433	OA200	1N914	1N914
1N216	OA202	1N434	OA200	1N914A	1N914A
1N248	BYX13/400	1N453	OA95	1N914B	1N914B
1N248A	BYZ14	1N456	BAY38	1N916	BAY38
1N248B	BYZ14	1N456A	OA200	1N916A	BAY38
1N249	BYX13/400	1N457	OA202	1N916B	BAY38
1N249A	BYZ14	1N458	OA202	1N921	BAY39

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
1N922	BAY39	1N1199A	BYV22	1N1344B	BYZ13
1N1041A	BYZ13	1N1200	BYV22	1N1345	BYZ12
1N1058	BYZ13	1N1200A	BYV22	1N1345A	BYZ12
1N1064	BYZ13	1N1201	BYV22	1N1345B	BYZ12
1N1070	BYZ13	1N1201A	BYV22	1N1346	BYZ12
1N1076	BYX13/400	1N1202	BYV22	1N1346A	BYZ12
1N1115	BYZ13	1N1202A	BYV22	1N1346B	BYZ12
1N1116	BYZ13	1N1203	BYV67	1N1347	BYZ12
1N1117	BYZ12	1N1203A	BYV67	1N1347A	BYZ12
1N1118	BYZ12	1N1204	BYV24	1N1347B	BYZ12
1N1119	BYZ11	1N1204A	BYV24	1N1348	BYZ11
1N1120	BYZ11	1N1205	BYV24	1N1348A	BYZ11
1N1124	BYZ13	1N1205A	BYV24	1N1348B	BYZ11
1N1125	BYZ13	1N1206	BYV69	1N1396	BYX32/200
1N1126	BYZ12	1N1206A	BYV69	1N1397	BYX32/200
1N1127	BYZ11	1N1217	BYZ13	1N1398	BYX32/400
1N1128	BYZ11	1N1217B	BYZ13	1N1399	BYX32/400
1N1130	BYX10	1N1227	BYZ13	1N1400	BYX32/600
1N1131	BYX10	1N1228	BYZ13	1N1401	BYX32/600
1N1157	BYX13/400	1N1229	BYZ13	1N1402	BYX32/800
1N1161	BYZ14	1N1230	BYZ13	1N1403	BYX32/800
1N1171	BYX13/400	1N1231	BYZ12	1N1434	BYZ14
1N1175	BYZ14	1N1232	BYZ12	1N1444	BYZ10
1N1183	BYZ14	1N1233	BYZ12	1N1459	BYZ14
1N1183A	BYZ14	1N1234	BYZ11	1N1537	BYZ13
1N1184	BYZ14	1N1235	BYZ11	1N1538	BYZ13
1N1185	BYZ14	1N1236	BYZ11	1N1539	BYZ13
1N1186	BYZ14	1N1263	BYX14/400	1N1540	BYZ13
1N1187	BYV73	1N1263A	BYX33/200	1N1541	BYZ12
1N1188	BYV73	1N1267	BYX14/400	1N1542	BYZ12
1N1189	BYV15	1N1267A	BYX33/200	1N1543	BYZ12
1N1190	BYV75	1N1281	BYX14/400	1N1544	BYZ11
1N1191	BYX13/400	1N1291	BYX14/400	1N1566	BYZ12
1N1191A	BYX13/400	1N1301	BYZ14	1N1581	BYZ13
1N1192	BYX13/400	1N1329	BYX10	1N1582	BYZ13
1N1193	BYX13/400	1N1341	BYZ13	1N1583	BYZ13
1N1194	BYX13/400	1N1341A	BYZ13	1N1584	BYZ12
1N1195	BYX13/600	1N1341B	BYZ13	1N1585	BYZ12
1N1195A	BYX13/600	1N1342	BYZ13	1N1586	BYZ11
1N1196	BYX13/800	1N1342A	BYZ13	1N1587	BYZ11
1N1196A	BYX13/800	1N1342B	BYZ13	1N1612	BYZ13
1N1197	BYX13/800	1N1343	BYZ13	1N1615	BYX10
1N1197A	BYX13/800	1N1343A	BYZ13	1N1616	BYX10
1N1198	BYX13/1000	1N1343B	BYZ13	1N1621	BYV22
1N1198A	BYX13/1000	1N1344	BYZ13	1N1660	BYX14/400
1N1199	BYV22	1N1344A	BYZ13	1N1692	BYZ13

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
1N1693	BYZ13	1N2216	BYZ13	1N3210R	BYX28/400R
1N1907	BYZ13	1N2217	BYZ13	1N3211	BYX13/600
1N1917	BYZ13	1N2228	BYZ13	1N3211R	BYX13/600R
1N2026	BYZ13	1N2229	BYZ13	1N3212	BYX13/600
1N2054	BYX32/200	1N2247	BYY22	1N3212R	BYX13/600R
1N2055	BYX32/200	1N2247A	BYY22	1N3260	BYX14/400
1N2056	BYX32/200	1N2436	BYX14/400	1N3261	BYX14/400
1N2057	BYX32/200	1N2446	BYY22	1N3262	BYX14/400
1N2058	BYX32/400	1N2446A	BYY22	1N3263	BYX14/400
1N2059	BYX32/400	1N2524	BYZ13	1N3264	BYX14/600
1N2060	BYX32/400	1N2535	BYZ13	1N3265	BYX14/600
1N2061	BYX32/400	1N2536	BYZ13	1N3266	BYX14/600
1N2062	BYX32/600	1N2576	BYY22	1N3267	BYX14/800
1N2063	BYX32/600	1N2598	BYY22	1N3268	BYX14/800
1N2069	BYZ13	1N2793	BYY22	1N3269	BYX14/1000
1N2070	BYZ12	1N3062	1N914	1N3270	BYX14/1200
1N2071	BYZ11	1N3063	BAY38	1N3271	BYX14/1200
1N2109	BYZ13	1N3064	1N3064	1N3272	BYX14/1600
1N2128	BYX13/400	1N3085	BYZ14	1N3273	BYX14/1600
1N2128A	BYX13/400	1N3086	BYZ14	1N3289	BYX32/200
1N2129	BYX13/400	1N3087	BYZ14	1N3290	BYX32/400
1N2129A	BYX13/400	1N3088	BYZ14	1N3291	BYX32/400
1N2130	BYX13/400	1N3089	BYY73	1N3292	BYX32/600
1N2130A	BYX13/400	1N3090	BYY73	1N3293	BYX32/600
1N2131	BYX13/400	1N3091	BYY15	1N3294	BYX32/800
1N2131A	BYX13/400	1N3121	AAZ17	1N3295	BYX32/1000
1N2132	BYX13/400	1N3122	AAZ18	1N3296	BYX32/1200
1N2132A	BYX13/400	1N3161	BYX33/200	1N3483	AAZ13
1N2133	BYX13/600	1N3162	BYX33/200	1N3484	AAZ15
1N2133A	BYX13/600	1N3163	BYX33/200	1N3491	BYX28/200
1N2134	BYX13/600	1N3164	BYX33/200	1N3569	BYY22
1N2134A	BYX13/600	1N3165	BYX33/400	1N3604	BAY38
1N2135	BYX13/600	1N3166	BYX33/400	1N3615	BYY22
1N2135A	BYX13/600	1N3167	BYX33/400	1N3659	BYX28/200
1N2136	BYX13/800	1N3168	BYX33/400	1N3669	1N3669
1N2136A	BYX13/800	1N3169	BYX33/600	1N3736	BYX33/200
1N2137	BYX13/800	1N3170	BYX33/600	1N3737	BYX33/400
1N2137A	BYX13/800	1N3171A	BYX33/800	1N3738	BYX33/400
1N2154	BYX13/400	1N3172A	BYX33/800	1N3739	BYX33/600
1N2155	BYX13/400	1N3173A	BYX33/1000	1N3740	BYX33/600
1N2156	BYX13/400	1N3174A	BYX33/1000	1N3741	BYX33/800
1N2157	BYX13/600	1N3208	BYX21/200	1N3742	BYX33/1000
1N2158	BYX13/800	1N3208R	BYX21/200R	1N3765	BYY77
1N2159	BYX13/1000	1N3209	BYX28/200	1N3777	BYY77
1N2160	BYX13/1200	1N3209R	BYX28/200R	1N3874	BYZ13
1N2172	BYZ14	1N3210	BYX28/400	1N3875	BYZ13



Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
1N3876	BYZ13	1S45-400	BYY74	5W3P	BYX14/400
1N3877	BYZ13	1S45-600	BYY76	5X3P	BYX14/400
1N3878	BYZ12	1S45-800	BYY78	6F5	BYZ13
1N3879	BYZ13	1S84	OA202	6F10	BYZ13
1N3880	BYZ13	1S121	BYX10	6F15	BYZ13
1N3881	BYZ13	1S160	BYY22	6F20	BYZ13
1N3882	BYZ13	1S184	BAY32	6F40	BYZ12
1N3883	BYZ12	1S1114	BYZ13	6F50	BYZ11
1N3884	BYY22	1S1115	BYZ13	6F60	BYZ11
1N3885	BYY22	1S1116	BYZ13	6F80	BYZ10
1N3886	BYY22	1S1117	BYZ12	6F100	BYZ10
1N3887	BYY22	1S1118	BYZ12	8AN10	BYY22
1N3888	BYY22	1S1119	BYZ11	8AN20	BYY22
1N3889	BYY22	1S1120	BYZ11	8AN30	BYY22
1N3890	BYY22	1X9175	BAY32	8AN40	BYY22
1N3891	BYY22	2AF1 (Nero)	BYX21/200R	8AN50	BYY67
1N3892	BYY67	2AF1 (Rosso)	BYX21/200	8AN60	BYY67
1N3893	BYY67	2AF2 (Nero)	BYX21/200R	8AN70	BYY24
1N3944	AAV21	2AF2 (Rosso)	BYX21/200	8AN80	BYY24
1N4004	BY212	2C2	BYX13/400R	8AN100	BYY69
1N4009	1N4009	2C4	BYX13/400R	8AN120	BYY71
1N4044	BYX33/200	2C6	BYX13/600R	8AN140	BYY71-S
1N4045	BYX33/200	2C8	BYX13/800R	8AR10	BYY23
1N4046	BYX33/200	2C10	BYX13/1000R	8AR20	BYY23
1N4047	BYX33/200	2C12	BYX13/1200R	8AR30	BYY23
1N4048	BYX33/400	3C2	BYZ15	8AR40	BYY23
1N4049	BYX33/400	3C4	BYZ15	8AR50	BYY68
1N4050	BYX33/400	3C6	BYY74	8AR60	BYY68
1N4051	BYX33/600	3C8	BYY16	8AR70	BYY25
1N4052	BYX33/600	3C10	BYY76	8AR80	BYY25
1N4053	BYX33/800	3C12	BYY78	8AR100	BYY70
1N4054	BYX33/800	3F5	BYZ13	8AR120	BYY72
1N4055	BYX33/1000	3F10	BYZ13	8AR140	BYY72-S
1N4056	BYX33/1000	3F15	BYZ13	8C2	BYZ15
1N4885	BAY96	3F20	BYZ13	8C4	BYZ15
1N4886	BAY96	3F30	BYZ12	8C6	BYY74
1S2.5-100	BYZ13	3F40	BYZ12	8C8	BYY16
1S2.5-200	BYZ13	3F50	BYZ11	8C10	BYY76
1S2.5-400	BYZ12	3F60	BYZ11	8C12	BYY78
1S2.5-800	BYZ10	3F80	BYZ10	9B20	BYX32/200
1S10-400	BYY68	3F100	BYZ10	9B40	BYX32/400
1S10-600	BYY70	4AF1 (Nero)	BYX28/200R	9B60	BYX32/600
1S10-800	BYY72	4AF1 (Rosso)	BYX28/200	9B80	BYX32/800
1S20-400	BYX13/600R	4AF2 (Nero)	BYX28/200R	9C80	BYX32/800
1S20-600	BYX13/1000R	4AF2 (Rosso)	BYX28/200	9C100	BYX32/1000
1S20-800	BYX13/1200R	5F5	BYY22	9C120	BYX32/1200

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
9C160	BYX32/1600	12F100	BYY71	15R2	BYY69
9HYD5	BYY22	12R2	BYY22	16F5	BYX13/400
9HYD10	BYY22	13R2	BYY67	16F10	BYX13/400
9HYD15	BYY22	14R2	BYY24	16F15	BYX13/400
9HYD20	BYY22	15AN10	BYY22	16F20	BYX13/400
9HYD30	BYY22	15AN20	BYY22	16F30	BYX13/600
9HYD40	BYY67	15AN30	BYY22	16F40	BYX13/600
9HYD50	BYY67	15AN40	BYY22	16F50	BYX13/800
9HYD60	BYY24	15AN50	BYY67	16F60	BYX13/1000
9HYD80	BYY69	15AN60	BYY67	16F80	BYX13/1200
9HYR5	BYY23	15AN70	BYY24	16F100	BYX13/1600
9HYR10	BYY23	15AN80	BYY24	14P2	BAY33
9HYR15	BYY23	15AN100	BYY69	17P2	BAY38
9HYR20	BYY23	15AN120	BYY71	20C2	BYX32/200
9HYR30	BYY23	15AN140	BYY71-S	20C4	BYX32/400
9HYR40	BYY68	15AN160	BYY71-S	20C6	BYX32/600
9HYR50	BYY68	15AR10	BYY23	20C8	BYX32/800
9HYR60	BYY25	15AR20	BYY23	20C10	BYX32/1000
9HYR80	BYY70	15AR30	BYY23	20C12	BYX32/1200
10C2	BYZ15	15AR40	BYY23	20K5	BYX21/200A
10C4	BYZ15	15AR50	BYY68	20K10	BYX21/200A
10C6	BYY74	15AR60	BYY68	20K20	BYX21/200A
10C8	BYY16	15AR70	BYY25	20K40	BYX13/400
10C10	BYY76	15AR80	BYY25	20K60	BYX13/600
10C12	BYY78	15AR100	BYY70	20K80	BYX13/800
10P	OAP12	15AR120	BYY72	20K100	BYX13/1000
10R2	BYY22	15AR140	BYY72-S	20K120	BYX13/1200
11A	OAP12	15AR160	BYY72-S	20KR5	BYX21/200RA
11R2	BYY22	15HYD5	BYY22	20KR10	BYX21/200RA
12B20	BYX33/200	15HYD10	BYY22	20KR20	BYX21/200RA
12B40	BYX33/400	15HYD15	BYY22	20KR40	BYX13/400R
12B60	BYX33/600	15HYD20	BYY22	20KR60	BYX13/600R
12B80	BYX33/800	15HYD30	BYY22	20KR80	BYX13/800R
12C80	BYX33/800	15HYD40	BYY67	20KR100	BYX13/1000R
12C100	BYX33/1000	15HYD50	BYY67	20KR120	BYX13/1200R
12C120	BYX33/1200	15HYD60	BYY67	21R1	BYY22
12C160	BYX33/1600	15HYD80	BYY24	21R2	BYX13/400
12F5	BYY22	15HYR5	BYY23	21R4	BYX32/400R
12F10	BYY22	15HYR10	BYY23	22R1	BYY22
12F15	BYY22	15HYR15	BYY23	22R2	BYX13/400R
12F20	BYY22	15HYR20	BYY23	22R4	BYX32/400
12F30	BYY67	15HYR30	BYY23	23R1	BYY67
12F40	BYY24	15HYR40	BYY68	23R2	BYX13/600
12F50	BYY69	15HYR50	BYY68	23R4	BYX32/400R
12F60	BYY69	15HYR60	BYY68	24R1	BYY24
12F80	BYY71	15HYR80	BYY25	24R2	BYX13/800

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
25AN10	BYX13/400	25H60	BYX13/600	70AN40	BYZ14
25AN20	BYX13/400	25H80	BYX13/800	70AN50	BYY73
25AN30	BYX13/400	25HB5	BYX13/400	70AN60	BYY73
25AN40	BYX13/400	25HB10	BYX13/400	70AN70	BYY15
25AN50	BYX13/600	25HB15	BYX13/400	70AN80	BYY15
25AN60	BYX13/600	25HB20	BYX13/400	70AN100	BYY75
25AN70	BYX13/800	25HB25	BYX13/400	70AN120	BYY77
25AN80	BYX13/800	25HB30	BYX13/400	70AN140	BYX15
25AN100	BYX13/1000	25HB35	BYX13/400	70AR10	BYZ15
25AN120	BYX13/1200	25HB40	BYX13/400	70AR20	BYZ15
25AN140	BYX13/1600	25HB45	BYX13/600	70AR30	BYZ15
25AN160	BYX13/1600	25HB50	BYX13/600	70AR40	BYZ15
25ANS	BYX13/600	25R1	BYY69	70AR50	BYY74
25AR10	BYX13/400R	25R2	BYX13/1000	70AR60	BYY74
25AR20	BYX13/400R	26R1	BYY71	70AR70	BYY16
25AR30	BYX13/400R	26R2	BYX13/1200	70AR80	BYY16
25AR40	BYX13/400R	28R1	BYY71-S	70AR100	BYY76
25AR50	BYX13/600R	28R2	BYX13/1600	70AR120	BYY78
25AR60	BYX13/600R	30R1	BYY71-S	70AR140	BYX16
25AR70	BYX13/800R	30R2	BYX13/1600	70ARS	BYY15
25AR80	BYX13/800R	41HF5	BYX13/400	70U5	BYX14/400
25AR100	BYX13/1000R	41HF10	BYX13/400	70U10	BYX14/400
25AR120	BYX13/1200R	41HF20	BYX13/400	70U15	BYX14/400
25AR140	BYX13/1600R	41HF40	BYX13/400	70U20	BYX14/400
25AR160	BYX13/1600R	41HF60	BYX13/600	70U25	BYX14/400
25ARS	BYX13/600R	41HF80	BYX13/800	70U30	BYX14/400
25G5	BYZ14	41HF100	BYX13/1000	70U35	BYX14/400
25G10	BYZ14	45L5	BYZ14	70U40	BYX14/400
25G20	BYZ14	45L10	BYZ14	70U50	BYX14/600
25G30	BYZ14	45L15	BYZ14	70U60	BYX14/600
25G40	BYY73	45L20	BYZ14	70U80	BYX14/800
25G50	BYY73	45L25	BYZ14	70U100	BYX14/1000
25G60	BYY15	45L30	BYZ14	70U120	BYX14/1200
25G80	BYY15	45L35	BYZ14	70US	BYX14/600
25G100	BYY75	45L40	BYZ14	70UA5	BYX14/400
25G120	BYY77	45L45	BYY73	100UA10	BYX14/400
25H5	BYX13/400	45L50	BYY73	100UA15	BYX14/400
25H10	BYX13/400	45L60	BYY73	100UA20	BYX14/400
25H15	BYX13/400	45L80	BYY15	100UA30	BYX14/400
25H20	BYX13/400	45L100	BYY75	100UA40	BYX14/400
25H25	BYX13/400	45L120	BYY77	100UA50	BYX14/600
25H30	BYX13/400	45LS	BYY15	100UA60	BYX14/600
25H35	BYX13/400	64J2P	BYX10	100UA80	BYX14/800
25H40	BYX13/400	70AN10	BYZ14	100UA100	BYX14/1000
25H45	BYX13/600	70AN20	BYZ14	125BN10	BYX32/200
25H50	BYX13/600	70AN30	BYZ14	125BN20	BYX32/200

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
125BN30	BYX32/400	302D	BYZ14	352C	BYZ13
125BN40	BYX32/400	302F	BYY73	352D	BYZ12
125BN50	BYX32/600	302H	BYY73	352F	BYZ12
125BN60	BYX32/600	302K	BYY15	352H	BYZ12
125BN70	BYX32/800	302M	BYY75	352K	BYZ12
125BN80	BYX32/800	302P	BYY77	352M	BYZ11
125BN100	BYX32/1000	302S	BYY77	367A	BYY22
125BN120	BYX32/1200	303A	BYX13/400	368A	BYY22
200BN10	BYX14/400	303B	BYX13/400	371A	BYZ14
200BN20	BYX14/400	303C	BYX13/400	377A	BYX33/200
200BN30	BYX14/400	303D	BYX13/400	400A	BYX14/400
200BN40	BYX14/400	303E	BYX13/600	404A	BYY22
200BN50	BYX14/600	303F	BYX13/600	404B	BYY22
200BN60	BYX14/600	303G	BYX13/600	404C	BYY22
200BN70	BYX14/800	303H	BYX13/800	404D	BYY22
200BN80	BYX14/800	303K	BYX13/800	404F	BYY67
200BN100	BYX14/1000	303M	BYX13/1000	404H	BYY67
200BN120	BYX14/1200	305A	BYZ13	404K	BYY24
200BR10	BYX14/400R	305B	BYZ13	404M	BYY24
200BR20	BYX14/400R	305C	BYZ13	429A	BYX14/400
200BR30	BYX14/400R	305D	BYZ12	429B	BYX14/400
200BR40	BYX14/400R	305F	BYZ12	429C	BYX14/400
200BR50	BYX14/600R	305H	BYZ12	429D	BYX14/400
200BR60	BYX14/600R	305K	BYZ11	429E	BYX14/600
200BR70	BYX14/800R	305M	BYZ11	429F	BYX14/600
200BR80	BYX14/800R	305P	BYZ11	429G	BYX14/600
200BR100	BYX14/1000R	305S	BYZ10	429H	BYX14/800
200BR120	BYX14/1200R	305Z	BYZ10	429K	BYX14/800
200BR140	BYX14/1600R	335A	BYZ15	429M	BYX14/1000
200BR160	BYX14/1600R	335B	BYZ15	429P	BYX14/1200
200BRS	BYX14/600R	335C	BYZ15	429S	BYX14/1200
200WAR80	BYX27/800	335D	BYZ15	429V	BYX14/1600
200WAR100	BYX27/1000	335F	BYY74	429Z	BYX14/1600
200WAR120	BYX27/1200	335H	BYY74	437A	BYY23
300A	BYX32/200	335K	BYY16	437B	BYY23
300B	BYX32/200	335M	BYY76	437C	BYY23
300C	BYX32/400	336A	BYX13/400R	437D	BYY23
300D	BYX32/400	336B	BYX13/400R	437F	BYY68
300F	BYX32/600	336C	BYX13/400R	437H	BYY68
300G	BYX32/600	336D	BYX13/400R	437K	BYY25
300H	BYX32/800	336F	BYX13/600R	437M	BYY70
300K	BYX32/800	336H	BYX13/600R	437P	BYY72
300M	BYX32/1000	336K	BYX13/400R	437S	BYY72
302A	BYZ14	336M	BYX13/1000R	437Z	BYY72-S
302B	BYZ14	352A	BYZ13	439A	BYX33/200
302C	BYZ14	352B	BYZ13	439B	BYX33/200

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
439C	BYX33/200	441C	BYZ13	446H	BYZ18
439D	BYX33/200	441D	BYZ13	446K	BYZ18
439E	BYX33/400	441F	BYZ12	446M	BYZ17
439F	BYX33/400	441H	BYZ12	446P	BYZ17
439G	BYX33/400	441K	BYZ12	446S	BYZ17
439H	BYX33/400	441M	BYZ11	446Z	BYZ16
439K	BYX33/600	441P	BYZ11	703A	BYX20/200
439M	BYX33/600	441S	BYZ11	703AR	BYX20/200R
439P	BYX33/800	441Z	BYZ10	703B	BYX20/200
439S	BYX33/800	446A	BYZ19	703BR	BYX20/200R
439V	BYX33/1000	446B	BYZ19	703D	BYX20/200
439Z	BYX33/1000	446C	BYZ19	703DR	BYX20/200R
441A	BYZ13	446D	BYZ19	2005	BYX13/400
441B	BYZ13	446F	BYZ18	3105	BYZ14

## Un microscopio all'infrarosso

**È** stato messo a punto un microscopio all'infrarosso da usare come ausilio per perfezionare il disegno dei semiconduttori. Esso permette di tracciare le isoterme su un transistor o su un circuito integrato nelle normali condizioni di lavoro. I punti caldi locali, rivelati dalle isoterme, vengono poi evitati nel disegno successivo.

Il microscopio si serve di un nuovo detector ad infrarosso, ad alta sensibilità, il modello RPY 51. Se si usa il detector con un obiettivo riflettente che abbia una capacità di ingrandimento di quindici, la sua piccola zona sensibile (0,5 millimetri quadri) facilita la misurazione della temperatura media di zone ampie appena 33  $\mu\text{m}$  quadri. L'alta sensibilità del detector permette di rivelare differenze di temperature inferiori ad un grado centigrado.

Un interruttore blocca la radiazione al detector a 800 Hz. Di conseguenza si produce un segnale alternante proporzionale alla differenza di temperatura fra le pale dell'interruttore e la minuscola zona da esaminare. Questo segnale, amplificato e rettificato, porta ad una misura calibrata in gradi centigradi. Un'intersezione nella traiettoria ottica permette l'osservazione simultanea attraverso un oculare.

Il misuratore è calibrato contro un corpo nero e copre, in quattro scale, le temperature che vanno da 0 a 300 °C. Alternativamente, sono assicurate in una sola scala rapide ed accurate misurazioni fra i 10 e i 200 °C per mezzo di un calcolatore numerico automatico. L'inserimento di un potenziometro azionato dal calcolatore rende possibile le misurazioni per mezzo del metodo nullo.

Il detector RPY51, una delle più sensibili celle fotoconduttrici ad antimoniuro di indio, è progettato per essere usato alla temperatura dell'azoto liquido. Il suo tempo di reazione — 4 $\mu\text{s}$  — è inferiore a quello di ogni altra cella fotoconduttrice ad antimoniuro di indio ad alta capacità di rivelazione, precedentemente realizzata.

Le nuove tecniche costruttive hanno ridotto il rumore dello strumento a un limite posto dalle fluttuazioni nel flusso dei fotoni incidenti sul detector. Si tratta di nuove tecniche che hanno anche eliminato le variazioni nella sensibilità che si verificavano nelle precedenti celle quando venivano illuminate da luci visibili. Per l'alta stabilità delle nuove celle, il campione da esaminare può essere illuminato e osservato come in un normale microscopio, interrompendo per poco tempo l'illuminazione mentre è in corso la misurazione della temperatura.

# I SATELLITI METEOROLOGICI

I satelliti Tires, Nimbus, ed ESSA sono oggi in grado di fornire informazioni meteorologiche su scala mondiale con un grado di precisione e di preavviso sufficienti per poter costituire una rete meteorologica di allarme per i naviganti ed i servizi meteorologici di tutto il mondo.

**L'**uomo ha oggi imparato in gran parte a controllare a proprio beneficio le forze della natura. Le condizioni meteorologiche, tanto importanti in pace ed in guerra, per la navigazione e l'agricoltura, nonché per il regolare svolgimento di tutta la vita civile fanno ancora eccezione a questa possibilità di controllo..

Eppure il tempo meteorologico ha segnato a volte il destino di interi momenti storici come quando l'Invincibile Armada spagnola fu sconfitta e quando le milizie Napoleoniche furono sterminate dal gelo siberiano.

Vista la grande importanza del tempo meteorologico negli umani destini è comprensibile che gli scienziati di tutto il mondo si sforzino di anticipare il più possibile le previsioni del tempo di domani allo scopo di predisporre adeguate contromisure di sicurezza alle calamità naturali.

Un comitato di esperti USA ha stabilito che un anticipo sulle previsioni meteorologiche di soli 5 giorni comporta un ri-

sparmio di 2,5 miliardi di dollari nell'agricoltura, 100 milioni di dollari nei trasporti di superficie, 75 milioni di dollari nelle vendite al dettaglio e 4 miliardi di dollari nella tecnica del controllo delle acque per usi civili ed idroelettrici. Risulta chiaramente da queste cifre quali grandi profitti economici può trarre uno stato nei suoi bilanci da una adeguata, sicura, anticipazione delle condizioni meteorologiche.

Fino al 1960 la previsione meteorologica era effettuata in base a rilievi estremamente localizzati effettuati con palloni sonda, razzi stratosferici, da parte di numerose stazioni meteorologiche dislocate in tutto il mondo, collegate via radio per lo scambio dei dati, le quali però non erano ancora in grado di assicurare uno studio globale della dinamica dei fenomeni meteorologici sulla Terra. Per cui, spesso avveniva che si potevano fermare vaste zone cicloniche e di perturbazione non segnalate dalle stazioni di controllo ufficiali predisposte. Ben presto si è sentita l'esigenza di sopperire a queste difficoltà.

## Il sistema di satelliti TIROS

La serie di satellite TIROS (abbreviazione di Satellitè d'Osservazione Telesiva all'Infrarosso) risolse in parte il problema di disporre di informazioni meteorologiche su vasta scala. Il primo TIROS della serie fu lanciato da Capo Kennedy il 1 aprile 1960. Esso era fornito di telecamere all'infrarosso che consentivano alle stazioni di terra di analizzare le fotografie meteorologiche entro poche ore dalla loro effettuazione. A tutt'oggi sono stati lanciati 10 TIROS.

Il satellite TIROS, come visibilmente nella illustrazione, consiste in un poligono cilindrico regolare a 18 lati, alto 22 pollici, avente un diametro di circa 42 pollici e del peso di circa 150 kg. L'alimentazione elettrica è fornita da cellule solari (9.000) che caricano degli accumulatori al nichel-cadmio. Esso funziona ininterrottamente su tutta l'orbita.

Apposite antenne ricevono da terra i comandi ed inviano alle stazioni di terra i dati telemetrici. I Tiroso da I all'VIII avevano due telecamere con tubo vidicon montate sul lato inferiore del satellite rivolto verso la terra.

I TIROS successivi erano dotati di due telecamere con vidicon collocate in senso diametralmente opposto sul perimetro del satellite.

I TIROS sono posti in orbita da razzi Thor-Delta d'alta potenza di spinta. L'orbita di parcheggio è sita a distanza di perielio (punto più vicino alla terra) di 450 miglia e l'afelio (punto più lontano) è di circa 860 miglia. Il periodo di rivoluzione varia dai 90 ai 110 minuti. Ogni fotografia copre un'area di  $800 \div 1.000$  miglia di superficie terrestre di diametro: I TIROS da I all'VIII furono posti in orbita equatoriale, ciò che permetteva di scandagliare circa il 25% della superficie terrestre. I successivi TIROS, in orbita polare, hanno invece consentito di esplorare quasi tutta la superficie terrestre.

Durante un'intera orbita i TIROS effettuano 64 fotografie che immagazzinano su nastro magnetico e trasmettono a terra telemetricamente in un tempo di circa 3 minuti per fotografia. La sequenza delle fotografie è comandata da terra.

Col TIROS VII è stato adottato un nuovo sistema di telemetria delle fotografie molto simile alla tecnica di riproduzione facsimile usata dalle agenzie di stampa.

Questo sistema è denominato APT (Automatic Picture Transmission).

Le stazioni di terra per la ricezione dei dati telemetrici si trovano a Wallops Island, Virginia (USA), San Nicolas, California (USA), Fairbanks, Alaska.

Il centro di comando da terra dei Tiroso è situato presso il Goddard Space Flight Center di Greebelt nel Maryland (USA).

Le stazioni riceventi di terra sopra menzionate sono in grado di ricevere segnali telemetrici quando il satellite si trova entro un raggio di 1.500 miglia da esse.

Le stazioni di terra riconvertono le immagini su pellicola da 35 mm che viene successivamente elaborata dalle stazioni meteorologiche, per la previsione anticipata dei cicloni e delle altre perturbazioni. I TIROS oltre alle telecamere sono anche equipaggiati con un radiometro a raggi infrarossi capaci di misurare la quantità di calore inviata dal sole e riflessa dalla terra. Il calore assorbito determina non solo il bilancio termico della superficie terrestre ma influenza notevolmente le condizioni meteorologiche.

La durata di esercizio di ogni satellite TIROS è prevista in  $3 \div 4$  mesi.

Il primo TIROS funzionò ininterrottamente per 2,5 mesi. I successivi satelliti funzionarono per oltre un anno inviando a terra 300.000 fotografie.

Il TIROS I inviò a terra 22.592 fotografie durante l'esecuzione completa di 1.302 orbite.

I satelliti TIROS hanno permesso di anticipare la previsione degli uragani consentendo a molte persone di porre in salvo in tempo utile se stessi ed i propri beni.

### Satelliti della seconda generazione

A partire dal 1966 sono stati posti in orbita i satelliti ESSA i quali rappresentano la versione operativa definitiva dei precedenti satelliti sperimentali TIROS. Anche i satelliti ESSA sono immessi in orbita polare in ragione di due satelliti

capaci di individuare particolari e dettagli di solo mezzo miglio di diametro.

Il primo lancio del Nimbus effettuato il 28 agosto 1964 non riuscì bene a causa di difetti nel razzo di lancio e cessò poco dopo le sue emissioni, il 15 maggio 1966 è stato lanciato il NIMBUS II e dopo di allora la NASA progetta di inviarne nello spazio uno ogni 18 mesi. I satelliti Nimbus sono attrezzati con i sistemi di sorveglianza meteorologica HRIR, APT e telecamere vidicon.

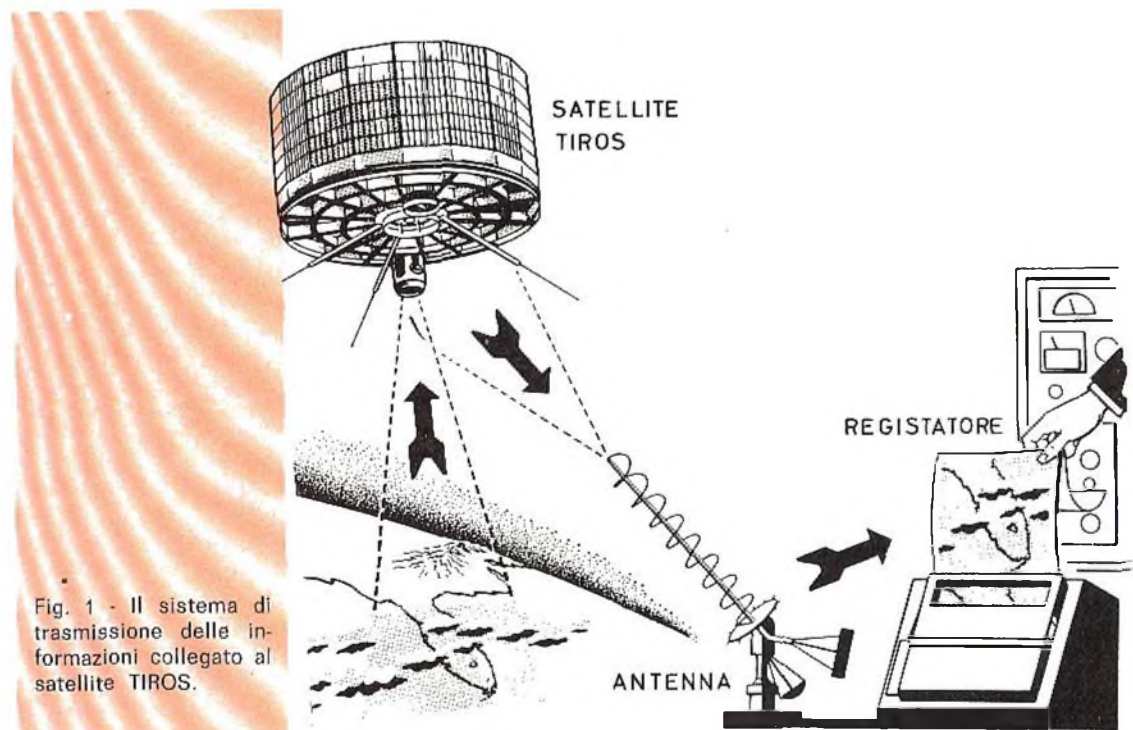


Fig. 1 - Il sistema di trasmissione delle informazioni collegato al satellite TIROS.

simultanei distanziati. Quando uno dei due satelliti cessa di funzionare esso è immediatamente sostituito col lancio di un nuovo satellite.

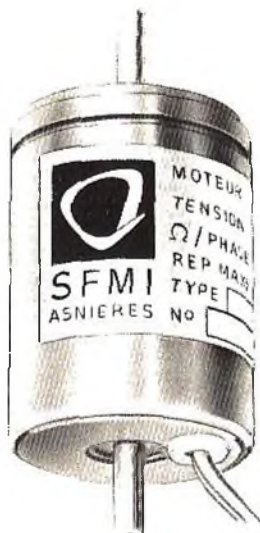
I satelliti NIMBUS rappresentano invece una versione più complessa dei TIROS. Essi consentono infatti di effettuare anche fotografie notturne, mediante l'impiego di un radiometro ad alto potere separatore (sistema HRIR). Oltre ai radiometri di precisione, i NIMBUS adoperano tre telecamere vidicon ad alta definizione

Tutti questi satelliti sono sfruttati dal Bureau meteorologico USA e dalla NASA per la previsione anticipata del tempo e lo studio delle correnti a getto.

A titolo di curiosità ricordiamo al lettore come anche da parte di radioamatori italiani, in quel di Padova, sono state effettuate registrazioni di fotografie meteorologiche riprese da questi satelliti, che la stampa e le TV nazionali non hanno mancato di elogiare e documentare.



**ELETRONICA  
INDUSTRIALE**



# MOTORINI PASSO PASSO

**L'** introduzione dei motorini passo-passo nell'industria sta avvenendo attualmente a un ritmo accelerato principalmente in due direzioni:

a) Motori di piccola potenza ad altissima frequenza di lavoro

b) Motori di media potenza a debole frequenza di lavoro.

Ben inteso, la gamma tra questi due estremi, è continua ed è importante notare che, poiché è necessario aumentare il diametro per aumentare la coppia, e poiché è necessario aumentare il diametro per aumentare la coppia, e poiché l'inerzia del rotore aumenta con la 4<sup>a</sup> potenza di questo diametro, la frequenza di lavoro dei motorini passo-passo diminuisce con la stessa velocità con cui aumenta la loro potenza.

Per vedere le applicazioni dei motorini passo-passo diamo uno sguardo alle loro proprietà più caratteristiche.

1) La loro alimentazione avviene per mezzo di una sorgente di corrente continua (ma non richiedono spazzole).

2) Il loro tempo di risposta è molto corto: fino a 0,8 ms.

3) Vengono comandati da impulsi di debolissima energia e di durata limitata: 10 V su 1.000 Ω in 10 μs (10<sup>-6</sup> Joule).

4) Vi è corrispondenza esatta e sincronismo tra gli impulsi di comando e la rotazione del motore.

5) Il loro funzionamento non è praticamente influenzato dalle variazioni di temperatura.

6) Il motore passo-passo non è praticamente sensibile agli urti e alle vibrazioni.

## 1 - MOTORE A CORRENTE CONTINUA

Il motore passo-passo si presta mirabilmente per tutte quelle applicazioni nelle quali la durata di vita delle spazzole costituisce un problema. È il caso in particolare delle applicazioni aeronautiche o spaziali, nelle quali il vuoto provoca un'usura del tutto inammissibile delle spazzole.

I motorini passo-passo sono stati provati con successo in un vuoto di 10<sup>-7</sup> mm di Hg.

## 2 - MOTORE D'ASSERVIMENTO

L'utilizzazione dei motorini passo-passo come motori di asservimento deriva dall'insieme delle loro proprietà.

Il loro tempo di risposta è molto corto: hanno la possibilità di un controllo, indipendente dalla velocità, che non dipende più dalla posizione ma unicamente dalla frequenza degli impulsi.

Queste proprietà permettono di realizzare un sistema di asservimento a circuito aperto di grande precisione e grande semplicità. Ne risulta un guadagno di peso, di spazio e una diminuzione di prezzo.

D'altra parte il motorino passo-passo è di impiego molto semplice negli asservimenti digitali.

È il solo motore che possa essere comandato direttamente da un orologio che emetta un treno di impulsi di comando.

Ora la tendenza attuale è verso una generalizzazione del sistema digitale di cui sono qualità essenziali, flessibilità, rapidità e capacità.

Questo sistema permette inoltre una riproduzione molto semplice poiché due motorini passo-passo alimentati da uno stesso circuito, funzionano in un sincronismo perfetto.

Queste proprietà sono state utilizzate particolarmente in quei casi in cui il movimento non può essere osservato comodamente.

È il caso per esempio, in cui un motorino passo-passo trascina alcune apparecchiature sottoposte ad una intensa irradiazione. Insistiamo ancora sul fatto che la velocità del motorino non dipende che dalla frequenza degli impulsi.

Ciò significa:

1) che il controllo automatico si farà senza oscillazioni, perché il motore arriva a piena velocità al punto desiderato e si arresta istantaneamente senza sorpassare il punto richiesto;

2) il tempo di risposta sarà molto più corto;

3) a) poiché il motore ha un tempo di risposta estremamente piccolo, b) poiché l'avviamento e l'arresto avvengono bruscamente prendendo, **senza saltare alcun impulso**, la velocità media che gli è stata assegnata dalla frequenza degli impulsi;

4) L'asservimento sarà sicuro, ciascun movimento avverrà ogni volta in condizioni identiche, senza che la risposta sia influenzata da cause esterne come:

- usura dei cuscinetti
- punti duri della catena cinematica
- variazioni di temperatura
- variazioni di tensione.

Poiché si sanno fare dei generatori di impulsi di una grandissima stabilità, è evidente che il funzionamento del motore non sarà mai perturbato, sempreché, ben inteso, sia stato scelto con una certa riserva di potenza.

## 3 - MOTORE A VELOCITÀ VARIABILE

Il motore passo-passo permette di lavorare in una gamma molto elevata di velocità, da 0 alla frequenza massima ammessa dal motore. Qualunque sia la sua velocità di rotazione, il motore lavora nelle identiche condizioni. In particolare il riscaldamento resta costante a qualsiasi velocità e il motore non può avere nessuna instabilità a differenza dei motori asincroni.

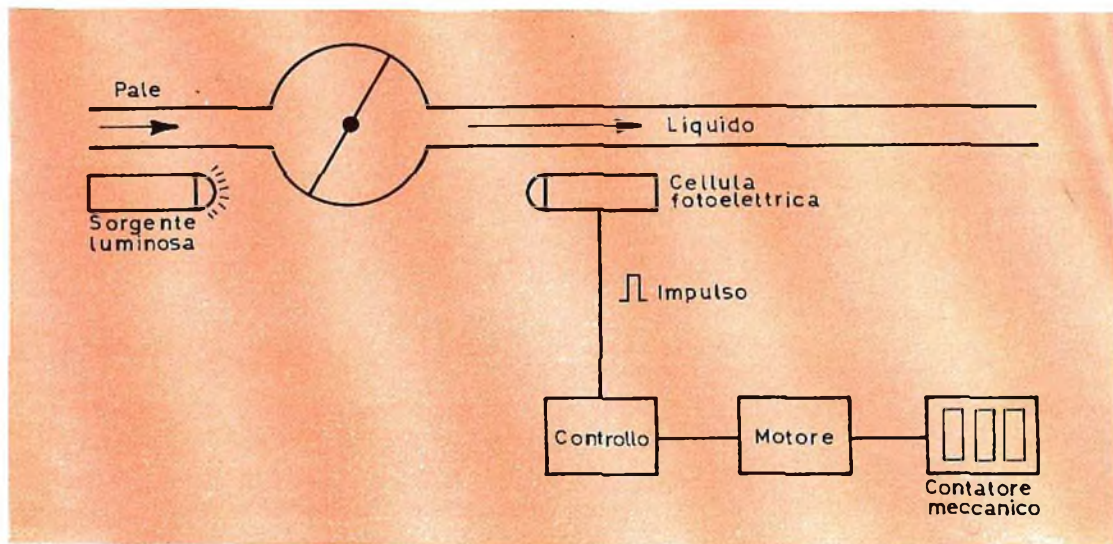
Esempi di applicazioni:

**Contatore a distanza per liquidi**

## 4 - MOTORE A FUNZIONAMENTO DISCONTINUO

Il motorino passo-passo rapido è molto adatto per tutte quelle applicazioni in cui sia richiesto un movimento discontinuo.

Esso permette di evitare una meccanica delicata e fragile. È il caso dei registratori magnetici, per calcolo digitale.



## 5 - MOTORE DI POSIZIONAMENTO

L'esatta corrispondenza tra il numero dei passi e il numero degli impulsi di comando permette di posizionare un pezzo in modo esatto senza utilizzare un asservimento costoso. C'è di più: non esiste il rischio di sorpassare la posizione desiderata perché il motore si arresta istantaneamente dopo l'ultimo impulso di comando.

### Esempio N. 1

#### Posizionamento per macchina utensile automatica

La posizione richiesta è ricercata sul pezzo con una incisione molto sottile.

### Esempio N. 2

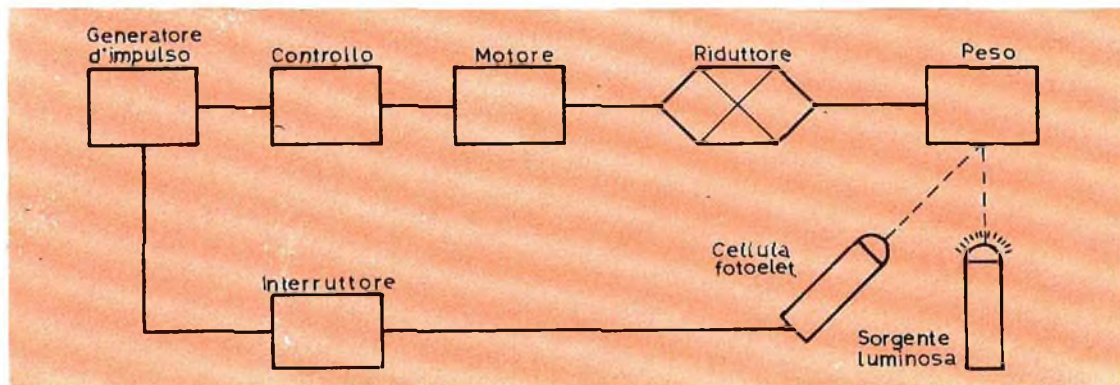
#### Comando di un commutatore meccanico

Il motorino passo-passo permette di realizzare dei commutatori ad alta velocità (fino a 1.000 punti al secondo) con prestazioni nettamente migliori di quelle dei commutatori meccanici classici, raggiungendo quasi il limite di impiego dei commutatori elettronici molto cari e di maneggio delicato.

### Esempio N. 3

#### Contatore di impulsi elettrici

Il limite pratico attuale dei contatori di impulsi elettromeccanici classici è di 100 impulsi al secondo. Accoppiando un motore passo-passo ad un totalizzatore meccanico classico, si possono contare (e decontare) fino a 1.000 impulsi al secondo salvaguardando tutte le possibilità di preselezione.





## SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

# I FILTRI MECCANICI

**F**ra i problemi di maggior interesse che i progettisti cercano di risolvere nel migliore dei modi vi è quello relativo alla **selettività** dei radoricevitori. Argomento questo che assume la massima importanza specialmente nei ricevitori di classe elevata, in quelli professionali o ad uso dei radioamatori.

Talvolta si cerca di ottenere la massima selettività ricorrendo all'uso di più stadi a frequenza intermedia, ma ciò evidentemente non rappresenta la soluzione ideale, almeno per quanto concerne quegli apparecchi ai quali ci siamo riferiti più sopra. Infatti con questo accorgimento si ottiene una curva di selettività sempre troppo arrotondata e con la parte superiore appiattita.

Un altro dispositivo molto comune, sempre in ricevitori di costo notevole, è costituito dall'uso di filtri a cristalli. Ma si tratta di una soluzione pur sempre costosa e che non sempre da i risultati sperabili.

Una interessante risoluzione del problema è stata invece raggiunta con l'introduzione dei **filtri meccanici**, che da tempo sono stati adottati all'estero e che sono ormai noti anche in Italia.

È bene premettere che con il termine **filtro meccanico** si vuole individuare un tipo di filtro che impiega dei risuonatori meccanici ma che non deve essere confuso con i filtri che impiegano dei risuonatori meccanici accoppiati fra loro elettricamente, come nel caso dei filtri a cristallo.

Questi filtri oltre a consentire di ottenere una curva che si avvicina molto a quella ideale, permettono altresì il mantenimento di un elevato grado di stabilità anche in caso di sensibili variazioni di temperatura e di umidità.

Il funzionamento di un filtro meccanico non è certamente complicato e può essere spiegato con semplicità. Esaminiamo la figura 1 che mostra un convenzionale trasformatore di media frequenza accoppiato da una parte alla placca di un tubo e dall'altra alla griglia di un altro tubo.

I due circuiti sintonizzati risultano accoppiati fra loro in virtù della mutua conduttanza, il cui valore determina la larghezza di banda del trasformatore stesso.

La figura 2 ci mostra invece la figura di risposta tipica di questo circuito.

Per ottenere una maggiore selettività si dovrebbe inserire un terzo circuito, come è mostrato in figura 3 e la cui curva di responso è riportata in figura 4.

A questo circuito se ne potrebbe far seguire degli altri identici. Un simile procedimento oltre a causare una perdita di sensibilità, come comunque potrebbe essere compensata con altri espedienti, presenta notevoli difficoltà specialmente per quanto concerne l'allineamento dei vari circuiti la cui messa a punto può essere in seguito effettuata da persone non troppo preparate ad eseguire operazioni di una certa levatura.

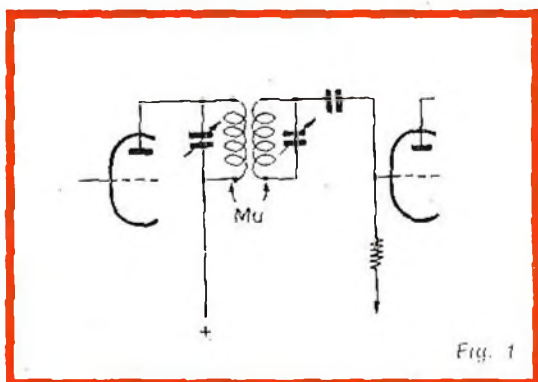


Fig. 1

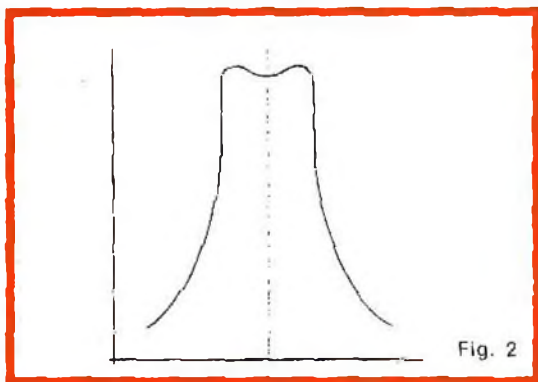


Fig. 2

È evidente che affinché i segnali aventi una frequenza elevata, come quelli ad alta frequenza, possano essere sufficientemente filtrati da un filtro meccanico debbano essere convertiti in altrettante vibrazioni meccaniche. Ciò è facilmente ottenibile ricorrendo al noto fenomeno della magnetostrizione.

La magnetostrizione è quel fenomeno per cui alcuni materiali, qualora siano posti entro un campo magnetico, si espandono o si contraggono. Se ad esempio prendiamo una asticciola di nichel e la collochiamo in un campo magnetico essa nel subire la magnetizzazione si accor-

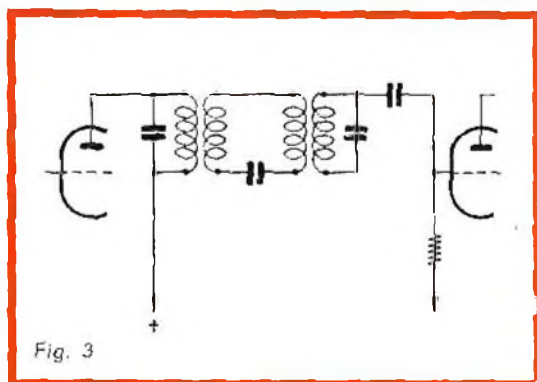


Fig. 3

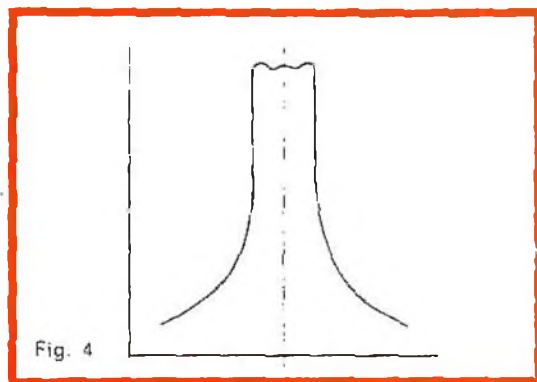


Fig. 4

La figura 5 si riferisce invece ad un circuito simile a quello illustrato in figura 3 ma nel quale la parte elettrica, che costituisce il filtro, è stata sostituita da un risonatore meccanico.

Tale risonatore è da considerare perfettamente equivalente al circuito centrale della figura 3 con la differenza che le perdite totali risultano molto meno elevate.

cerà. Se essa sarà invece sottoposta ad un campo magnetico alternato si allungherà o si accorcerà alternativamente.

Nel caso in cui la frequenza del campo magnetico coincida con la frequenza di risonanza dell'asticciola le variazioni di lunghezza saranno più elevate.

L'esempio di cui sopra dimostra chiaramente come in tal caso si sia ottenuta una

trasformazione dell'energia elettrica in energia meccanica.

Naturalmente è possibile ottenere il fenomeno inverso per cui se si fanno subire all'asticciuola di nickel alternativamente delle contrazioni e delle espansioni mentre è immersa in un campo magnetico, si manifesta una certa tensione in una bobina che sia avvolta attorno ad essa.

Di conseguenza, tenendo presente i due suddetti effetti, si può ben comprendere che, in conseguenza dell'azione magnetostrittiva all'ingresso della bobina del filtro, l'energia elettrica è convertita in ener-

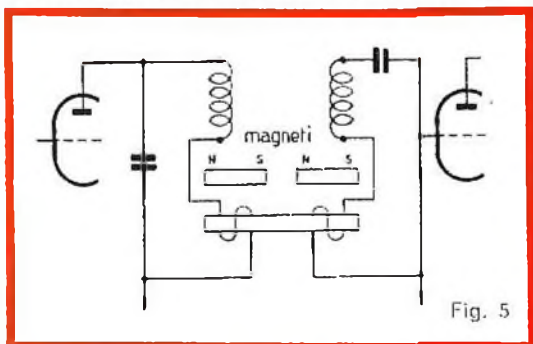


Fig. 5

gia meccanica mentre all'uscita si manifesta il fenomeno inverso cioè l'energia meccanica è trasformata in energia elettrica.

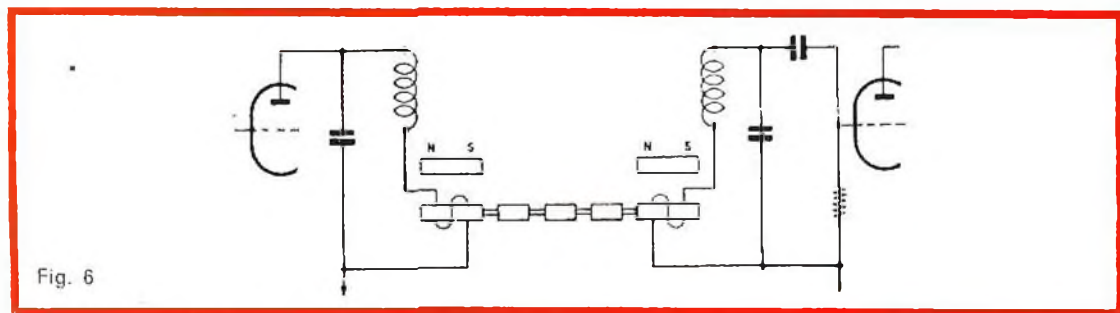


Fig. 6

Un'altra importante particolarità dei filtri meccanici è quella di poter essere disposti in serie fra loro senza che si generino delle sensibili perdite di energia, cosa che, come abbiamo visto, è propria dei circuiti classici.

Nella figura 6 è per l'appunto riportato lo schema di un filtro costituito da otto circuiti, due dei quali elettrici e sei meccanici.

Con un filtro di questo tipo è possibile ottenere una curva di risposta con la parte superiore piatta ed i due lati diritti, come è richiesto.

La larghezza di banda del filtro è determinata dalla sezione dell'incollatura di accoppiamento dei filtri meccanici.

Un collo piccolo corrisponde ad un accoppiamento debole, e di conseguenza produce una larghezza di banda molto stretta, mentre un collo a largo diametro, produce una banda molto più larga.

Affinché sia possibile ottenere il responso piatto della parte superiore della curva, occorre agire in modo che i risuonatori delle estremità abbiano la metà energia di quella contenuta dai risuonatori interni.

La frequenza di risonanza di un'asticciuola magnetostrittiva è determinata dalla sua lunghezza.

Ad esempio un'asta di nickel della lunghezza di circa 25,4 millimetri risuona a 100 kHz.

La relazione è data dalla seguente formula:

$$L = \frac{Vs}{2f}$$

nella quale « L » indica la lunghezza dell'asta, « Vs » la velocità del suono ed « f » la frequenza.

Come è noto la velocità del suono varia a seconda dei materiali usati. Nel nickel essa è dell'ordine di 4.875 metri al secondo, nella lega Ni-span-C è di 4.725 m/s.

Ciascun risuonatore di un filtro meccanico ha perciò la sua lunghezza calcolata



# DISPOSITIVI ELETTRONICI PER FOTOMETRIA

PRIMA PARTE

a cura di L. Biancoli

*Sulle pagine di questa rivista abbiamo fatto frequenti riferimenti alle applicazioni dell'elettronica nei vari campi industriali, ivi compresi la medicina, il calcolo elettronico, le apparecchiature di controllo, ecc. Per mantenerci fedeli alla tradizione, ed aderendo al desiderio espresso da molti dei nostri lettori, riportiamo da una pubblicazione della IRC l'argomentazione che segue, riferita all'impiego di importanti principi dell'elettronica agli effetti della misura di intensità della luce.*

*In questa prima parte ci occuperemo esclusivamente del principio di funzionamento dei fotometri elementari, comunemente definiti col termine di esposimetri: nella seconda ed ultima parte, di prossima pubblicazione, vedremo invece come i medesimi principi possano essere sfruttati per ottenere la regolazione automatica del diaframma, sia nelle macchine fotografiche, sia nelle cineprese.*

**L**a misura dell'intensità di una luce può essere eseguita mediante i cosiddetti **fotometri**, che possono appartenere a due categorie principali: i tipi **visivi**, ed i tipi **fotoelettrici**.

Per fornire un'idea di quello che può essere un fotometro basato sulla semplice sensibilità dell'occhio umano, basta dire che esso consiste solitamente in una lastrina caratterizzata da una trasparenza variabile, sulla quale sono riportati dei numeri di riferimento. Allorché la luce di cui si intende misurare l'intensità viene osservata da una persona attraverso la suddetta lastrina, è intuitivo che l'osserva-

tore riesce ad identificare con una buona definizione tutti i numeri che risultano visibili a causa della luce che viene vista per trasparenza. In altre parole, se si osserva una qualsiasi sorgente luminosa o una qualsiasi zona illuminata indirettamente, attraverso una lastrina del tipo illustrato alla **figura 1**, è chiaro che — se la luce ambientale è piuttosto debole — sarà possibile identificare soltanto alcuni tra i numeri più bassi, presenti cioè nella zona della lastrina che presenta una maggiore trasparenza. Per contro, con l'aumentare dell'intensità della luce, risulterà visibile una quantità di numeri progressivamente maggiore, fino a raggiungerne uno che ri-



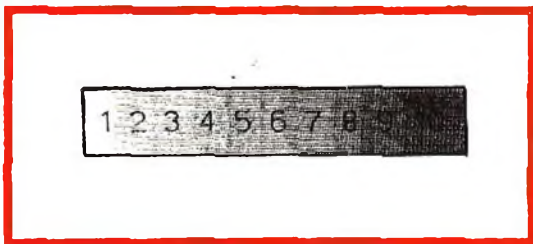


Fig. 1 - Esempio di esposimetro di tipo visivo: esso consiste in una lastrina a trasparenza variabile, sulla quale sono riportati i numeri da 1 a 10. L'osservatore rivolge lo sguardo verso la zona nella quale si desidera misurare l'intensità della luce, attraverso la suddetta lastrina, in modo tale che la luce presente al di là di quest'ultima individua una zona limite a sinistra della quale il numero della scala è ancora identificabile, mentre quello che si trova al di là non risulta leggibile. Una tabella di riferimento ai tempi di esposizione ed alle aperture del diaframma consente di prestabilire i valori opportuni.

sulta perfettamente identificabile, e che è seguito da un altro non altrettanto identificabile. Stabilendo quindi una scala tale da attribuire diversi valori di intensità luminosa, corrispondenti ai numeri riportati sulla scala, è possibile effettuare una valutazione abbastanza esatta della stessa intensità luminosa.

Da ciò appare evidente che i fotometri visivi maggiormente precisi funzionano in base ad un principio di confronto, nel senso che una zona di prova illuminata ed opportunamente tarata, contenuta internamente allo strumento, viene in certo qual modo confrontata rispetto all'intensità luminosa incognita.

Sebbene il risultato di questo tipo di misura dipenda in buona parte dall'acuità visiva dell'operatore, questi strumenti possono essere considerati sensibili persino ad una variazione di luminosità corrispondente ad 1 lux, con una precisione che può essere anche migliore del 2%, a patto che il contenuto spettrale della luce di intensità nota e della luce di intensità incognita siano eguali tra loro. Naturalmente, l'impiego per confronto viene effettuato in fase di taratura del fotometro, mentre nel caso di impiego pratico è praticamente assurdo pretendere che tale eguaglianza sussista. Di qui deriva appun-

to l'imprecisione di questo metodo di misura agli effetti pratici.

I fotometri fotoelettrici sono invece assai più pratici, in primo luogo a causa della loro comodità, della loro versatilità, e dell'indipendenza da errori dovuti a variazioni di sensibilità individuale. Ciascun tipo è adatto all'esecuzione di misure in un determinato campo, per cui ne vengono realizzati diversi tipi adatti a soddisfare diverse esigenze.

Vediamo ora con maggiore ricchezza di dettagli come funzionino i tipi fotoelettrici, sul cui principio sono basati i comuni esposimetri.

## IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Se si collega una cellula fotovoltaica al selenio del tipo B30 ad un microamperometro, avente una portata di 20 microampere fondo scala, si realizza un efficace fotometro per luce incidente, che presenta una possibilità di misura a fondo scala pari a 21,5 lux circa. Questo valore estremo supera notevolmente la sensibilità dei normali esposimetri per impieghi fotografici, ed anche quella della maggior parte dei misuratori dell'intensità luminosa di tipo industriale. Esso, d'altra parte, non richiede alcuna compensazione agli effetti della temperatura, né alcuna sorgente di alimentazione, e può rivelarsi utile come strumento di laboratorio, come strumento per la misura dell'intensità luminosa nei confronti degli ingranditori fotografici, nonché come strumento adatto alla misura della luce incidente nei casi di scarsa intensità luminosa, quando si usano pellicole a forte rapidità.

Senza un'adeguata taratura, uno strumento di questo tipo può presentare una precisione assoluta pari a +20% -10%, con un fattore di linearità migliore del 2%.

Ove lo si desidera, la taratura può essere eseguita per confronto in corrispondenza del centro della scala, rispetto ad un fotometro di tipo commerciale per impieghi di laboratorio. La taratura nei confronti della parte bassa della scala viene eseguita semplicemente opacizzando con una vernice a scarsa trasparenza la zona perimetrale della superficie sensibile della fotocellula. Se però si può disporre di

un banco ottico, si ottiene un risultato assai migliore provvedendo all'esecuzione della taratura mediante illuminazione diretta da parte di una sorgente di luce avente un'intensità pari a 10,76 lux, facilmente ottenibile presso le industrie specializzate nella fabbricazione di lampadine per impieghi scientifici.

### Taratura di fotometri per forti intensità luminose

A volte, può presentarsi la necessità di stabilire un'intensità campione di illuminazione, maggiore di quella normalmente disponibile in laboratorio, oppure fornita direttamente dal sole. Tale intensità può essere definita nel modo seguente:

1 - Si provvede alla taratura di un punto di riferimento esponendo la fotocellula ad una sorgente di luce campione a forte intensità. Questa può consistere in una lampada campione precedentemente tarata, oppure può essere costituita direttamente dal sole in una giornata perfettamente limpida, con un'incidenza perpendicolare dallo zenit, che può essere considerata corrispondente ad un'intensità approssimativa di 107.600 lux.

2 - La suddetta luce considerata come campione viene fatta passare attraverso una lente di concentrazione, attraverso un vetro diffusore **opalino**, ed attraverso un filtro a densità neutra, avente un coefficiente di trasmissione pari a 0,5, prima che colpisca la fotocellula. L'intensità viene regolata finché lo strumento indica il punto di riferimento precedentemente individuato. Il vetro opalino deve consentire una diffusione sufficiente a produrre una superficie illuminata in modo uniforme sulla fotocellula.

3 - Successivamente, si toglie il filtro a densità neutra, ottenendo in tal modo un raddoppiamento dell'intensità luminosa. Ciò consente di stabilire la posizione di un secondo punto di riferimento.

4 - La prima e la seconda fase testé descritte possono essere ripetute finché si raggiunge il limite superiore della sensibilità dell'elemento fotosensibile. Dal momento che la temperatura è l'unico fattore che limita l'impiego di una cellula fotovoltaica con forti intensità luminose,

se si rispettano le normali esigenze relative al raffreddamento, è possibile raggiungere intensità luminose dell'ordine di 430.000 lux, ed anche maggiori.

5 - Per completare la taratura dello strumento, può essere necessario disporre di intensità luminose sottomultiple rispetto al punto iniziale di riferimento. A tale scopo, la luce viene fatta passare attraverso un filtro a densità neutra avente un coefficiente di trasmissione pari anch'esso a 0,5, ottenendo in tal modo la diminuzione dell'intensità alla metà del suo valore originale. Con questo provvedimento si ottiene il primo sottomultiplo rispetto al punto di taratura di partenza.

6 - Inclinando la fotocellula, è possibile duplicare il primo punto sottomultiplo di taratura, senza l'impiego di un filtro supplementare. L'angolo di inclinazione deve essere pari approssimativamente a 60° rispetto alla posizione normale.

7 - Dopo aver provveduto a riprodurre il punto sottomultiplo di taratura mediante la sesta fase, si torna ad impiegare il filtro a densità neutra per ridurre ulteriormente della metà l'intensità della luce che colpisce la fotocellula. Ciò consente di individuare il secondo punto sottomultiplo di taratura.

8 - Le fasi 6 e 7 devono essere ripetute per individuare il numero voluto di punti sottomultipli, finché la deflessione dell'indice dello strumento non diventa talmente esigua da impedire una lettura significativa.

9 - Se si ha a disposizione un secondo filtro a densità neutra, avente il noto coefficiente di trasmissione pari a 0,5, esso si presta ad essere impiegato vantaggiosamente in sostituzione del metodo di inclinazione descritto alla sesta fase. In ogni caso, la precisione globale dell'intero procedimento dipende dalla precisione del filtro a densità neutra; di conseguenza, questa precisione deve essere controllata entro l'intera gamma normale di funzionamento del banco fotometrico campione, prima che il filtro stesso venga usato. Oltre a ciò, occorre tener conto del fatto che i filtri a densità neutra possono alterare la temperatura di colore di una sor-

gente di luce: di conseguenza, il filtro deve essere controllato in laboratorio anche sotto questo punto di vista, con uno strumento per la misura della temperatura di colore.

La maggior parte degli strumenti per la misura dell'intensità luminosa presenta una scala lineare, con possibilità di moltiplicazione di portata. Per ottenere le diverse portate, è possibile sia attenuare opportunamente l'intensità della luce fornita dalla sorgente, sia diminuire la sensibilità dello strumento.

## METODI DI ATTENUAZIONE DELLA LUCE

Il metodo più semplice con cui è possibile ottenere l'attenuazione della luce consiste nel mascherare una parte della superficie sensibile della fotocellula, permettendo l'esposizione di una sola parte della stessa. L'inverso della suddetta frazione equivale in pratica al fattore di moltiplicazione. Il meccanismo di mascheramento può essere costituito da un diaframma ad iride, con punti di fermo prestabiliti secondo posizioni multiple, oppure può consistere in una semplice serie di dime piatte, aventi diverse superfici di apertura.

Mediante il metodo di attenuazione della luce con maschera opaca, si ha il vantaggio della semplicità e della praticità. Tuttavia, questo metodo deve essere usato con una certa prudenza, nei confronti delle portate ad intensità luminosa estremamente elevata, a causa di due effetti che occorre tenere nella dovuta considerazione: in primo luogo, quando una luce di forte intensità colpisce direttamente la fotocellula, a volte può accadere che essa alteri la sua taratura. Oltre a ciò, se lo strumento non presenta una resistenza interna di valore assai ridotto, l'effetto in **parallelo** dovuto alla parte non esposta alla luce della superficie fotosensibile determina una deviazione rispetto al fattore di moltiplicazione reciproco precedentemente citato.

Un terzo metodo per ottenere l'attenuazione della luce consiste nell'impiego di filtri a densità neutra. Un tessuto a trama molto fine, come ad esempio una tendina

per finestra, un comune pezzo di carta annerito a matita, oppure un pezzo di panno scuro di minimo spessore, possono costituire dei buoni filtri a caratteristica neutra. Oltre a ciò, presso le Case che producono materiale ottico è possibile acquistare filtri a densità neutra, classificati a seconda del loro grado di assorbimento, vale a dire della loro densità ottica.

Il metodo consistente nell'impiego di filtri a densità neutra supera gli inconvenienti dovuti all'eccitazione della fotocellula mediante intensità luminosa elevata: tuttavia, i filtri di questo tipo — come già abbiamo accennato in precedenza — possono variare il contenuto spettrale della luce, e possono determinare errori di taratura con una percentuale apprezzabile, a seconda del grado di diffusione o di concentrazione della luce fornita dalla sorgente.

L'attenuazione della luce necessaria per ottenere gamme o portate multiple in un fotometro può anche essere ottenuta impiegando **schermi polaroid incrociati** e con posizione reciprocamente regolabile, oppure mediante una inclinazione con angolo variabile della superficie della fotocellula, rispetto alla direzione della luce incidente, o ancora variando davanti a quest'ultima l'inclinazione di un telaio avente un'apertura interna di superficie prestabilita: in tal caso, ciò che conta è la superficie della proiezione dell'apertura, che diminuisce con l'aumentare dell'inclinazione.

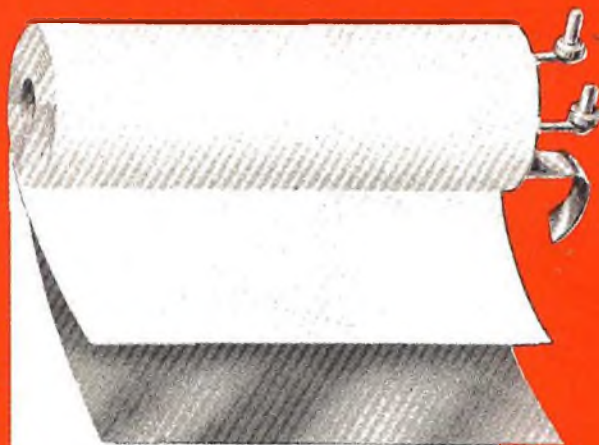
## Metodi di attenuazione elettrica

I metodi di attenuazione elettrica mediante i quali è possibile individuare le estremità delle portate supplementari consistono nel diminuire la sensibilità dello strumento, secondo fattori prestabiliti, e vengono realizzati per lo più impiegando resistenze in parallelo, in serie, in combinazione serie-parallelo, oppure nel cosiddetto « shunt » universale di Aryton.

**Metodo in parallelo:** nel metodo di applicazione di una resistenza in parallelo allo strumento, è necessario conoscere la resistenza interna di quest'ultimo. Il valore dello « shunt » necessario, espresso

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

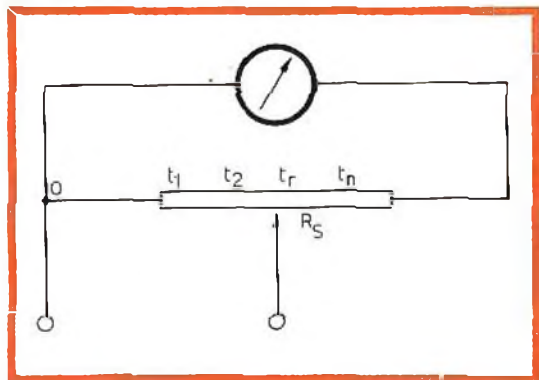


Fig. 2 - Circuito di principio dello strumento a « shunt » di Ayrton. Esso consiste in un milliamperometro al quale viene applicata la corrente fornita dalla fotocellula, tramite un partitore potenziometrico.

in ohm, deve essere calcolato in base alla formula

$$R_s = R : (X - 1)$$

nella quale  $R_s$  è appunto la resistenza dello « shunt »,  $R$  è la resistenza interna dello strumento, ed  $X$  rappresenta il fattore di moltiplicazione che si desidera ottenere. Per evitare che l'indice dello strumento subisca uno smorzamento eccessivo nelle sue deflessioni, il suddetto fattore non deve essere mai maggiore di 4.

**Metodo in serie:** l'aggiunta di una resistenza in serie costituisce un metodo in base al quale il responso della fotocellula può essere reso una funzione logaritmica dell'intensità della luce che la colpisce.

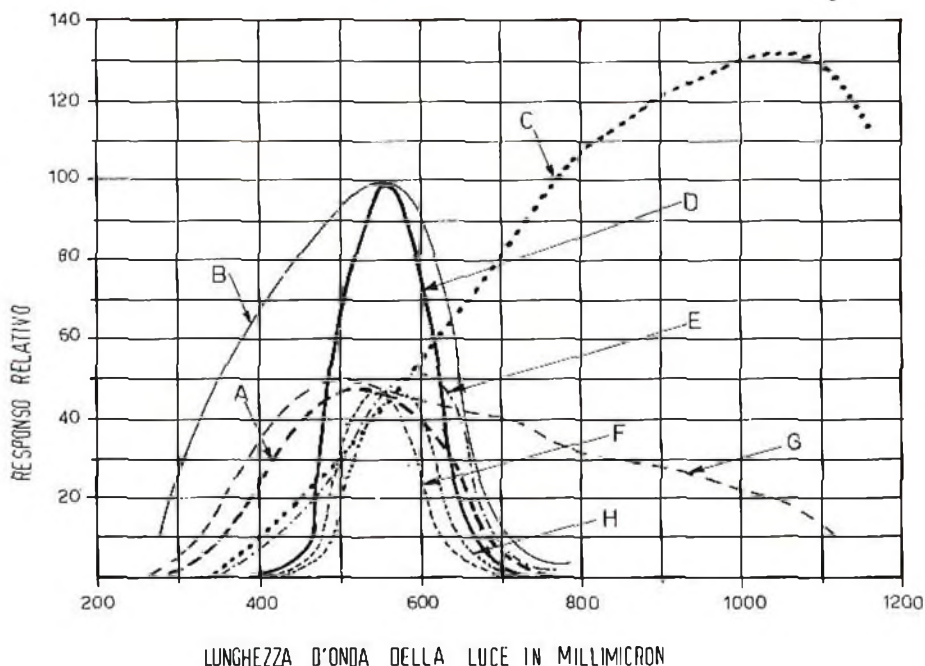


Fig. 3 - Grafico illustrante gli effetti del contenuto spettrale nei confronti delle misura di luminosità. La curva A è riferita al responso alla luce solare da parte di una cellula fotovoltaica al selenio, la curva B è riferita al responso tipico di una cellula fotovoltaica al selenio; la curva C rappresenta il contenuto spettrale di una lampada al tungsteno, avente una temperatura di 2.750 K; la curva D rappresenta il responso alla scala cromatica da parte dell'occhio umano; la curva E rappresenta il responso di una cellula al selenio rispetto ad una luce avente una temperatura di 2.750 K; la curva F rappresenta l'intensità luminosa della luce solare a mezzogiorno; la curva G rappresenta l'intensità della luce solare di mezzogiorno sulla superficie della terra, e la curva H rappresenta infine la luminosità di una lampada al tungsteno avente una temperatura di 2.750 K.

Questo metodo è utile nelle applicazioni agli strumenti per la misura dei tempi di esposizione fotografica, nei confronti dei quali la gamma dei valori di intensità della luce è estremamente ampia. Vedremo a suo tempo le caratteristiche in base alle quali questi strumenti vengono realizzati.

Occorre inoltre precisare che — quando si desidera adattare una determinata scala ad una determinata gamma di variazioni di intensità — può essere opportuno ricorrere ad entrambi i metodi precedentemente citati, ottenendo così l'attenuazione elettrica mediante combinazione dei due metodi già citati.

**Metodo dello « shunt » di Aryton:** lo « shunt » universale di Aryton costituisce un metodo assai semplice e comodo per ottenere le portate multiple in un fotometro. La figura 2 ne illustra il principio di funzionamento. Se  $t_1, t_2, \dots, t_n$  sono punti individuati lungo la resistenza in parallelo  $R_s$ , prestabiliti in modo tale che la resistenza tra il punto 0 ed il punto  $t_i$  corrisponda ad una frazione  $f_i$  di  $R_s$ , in tal caso il fattore di moltiplicazione quando il cursore si trova in posizione  $t_i$  equivale ad  $1 : f_i$ .

Il valore di  $R_s$  può essere scelto ad arbitrio, a patto che non sia talmente esiguo da determinare un eccessivo smorzamento nella deflessione dell'indice.

Uno strumento basato sul principio dello « shunt » di Aryton presenta una minore resistenza di carico rispetto alla resistenza interna della fotocellula, nei confronti delle gamme più alte, purché la resistenza globale dello « shunt » non sia maggiore del doppio della resistenza interna dello strumento. Di conseguenza, un dispositivo per la misura della luce realizzato in questo modo tende a presentare una buona linearità di responso, fino alle portate più elevate.

## COMPENSAZIONE DEL RESPONSO SPETTRALE NEI FOTOMETRI

Le misure delle intensità di illuminazione prodotte da sorgenti di varia natura comportano indubbiamente degli errori, a

meno che il fotometro impiegato non presenti un responso spettrale identico a quello del mezzo standard di osservazione. Il grafico illustrato alla figura 3 chiarisce meglio quanto sopra, in quanto rappresenta le curve relative a diverse sorgenti di irradiazione luminosa, tracciate con ampiezze tali che le rispettive luminosità risultino eguali tra loro. Ciò significa che l'energia luminosa rispettiva in base alla quale le curve sono state tracciate, moltiplicata per la curva del responso visivo, ed integrata rispetto alla lunghezza d'onda della luce, risulta eguale tra le diverse sorgenti.

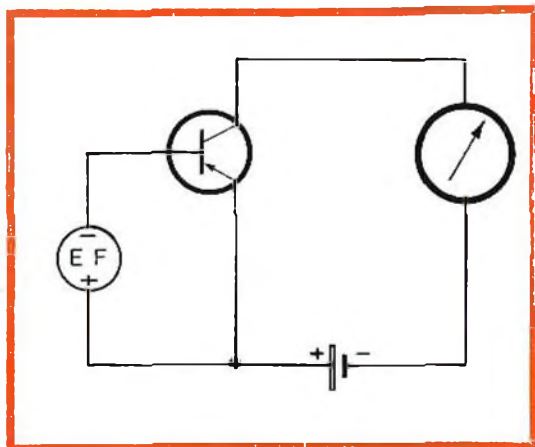


Fig. 4 - Circuito di principio di un fotometro a transistore. L'elemento fotosensibile (EF) viene applicato tra la base e l'emettitore, mentre lo strumento è in serie al circuito di collettore ed alla batteria di alimentazione che fornisce una tensione di 1,5 volt.

In tal modo, si creano praticamente curve riferite a valori eguali di luminosità, dopo di che le curve relative alle diverse sorgenti di luce vengono moltiplicate (in forma grafica) per le curve di responso della cellula fotovoltaica al selenio **senza correzione**, ed integrate rispetto alla lunghezza d'onda. Un confronto dei suddetti valori integrati permette la misura dell'errore introdotto dall'impiego di un fotometro realizzato con una cellula fotovoltaica al selenio senza correzione.

Nel grafico di figura 3, il responso integrato di una cellula fotovoltaica al selenio nei confronti della luce solare di mez-

zogiorno appare del 21% maggiore del responso presentato nei confronti di una lampada al tungsteno che fornisca una luce avente una temperatura di 2.750°K, avente la medesima luminosità.

Se l'operatore non tiene nella dovuta considerazione l'errore presunto durante l'esecuzione della misura dell'intensità luminosa proveniente da una sorgente avente un contenuto spettrale variabile, è assai più opportuno che egli faccia uso soltanto di fotometri corretti agli effetti del responso visivo. Per ottenere la necessaria correzione, è sufficiente applicare un

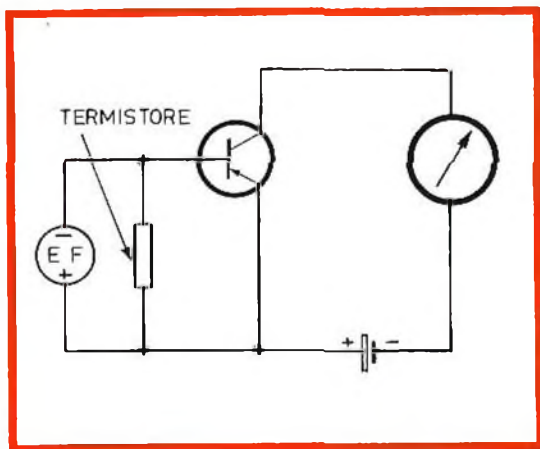


Fig. 5 - Circuito di un fotometro nel quale la stabilizzazione termica viene ottenuta mediante l'aggiunta di un termistore in parallelo alla cellula fotoelettrica, e precisamente tra base ed emettitore del transistor.

filtro Kodak Wratten N° 102, esattamente di fronte alla cellula fotovoltaica al selenio, sebbene la corrente prodotta dalla fotocellula diminuisca di intensità del 60% circa.

### ESEMPI PRATICI DI STRUMENTI PER LA MISURA DELLA LUCE

In pratica, uno strumento per la misura della luce consiste semplicemente in un elemento fotosensibile, ed in uno strumento che sia in grado di misurare con determinati rapporti l'intensità della corrente erogata dall'elemento, in funzione dell'intensità della luce che la colpisce.

Vediamo ora i sistemi principali di realizzazione degli strumenti di questo genere, come vengono normalmente applicati nella produzione commerciale.

### Tipo a scala lineare

La sensibilità del circuito illustrato alla figura 4 dipende dalle dimensioni della fotocellula, nonché dalla sensibilità dello strumento. Se si impiega una fotocellula del tipo B2M, ed uno strumento avente una portata di 50 microampère fondo scala, è possibile raggiungere una sensibilità massima pari a 5,38 lux. Adottando invece una cellula fotovoltaica al selenio del tipo A15, la suddetta sensibilità aumenta di ben cinque volte, mentre l'impiego di un milliamperometro avente una portata di 1 milliampère fondo scala diminuisce tale sensibilità di un fattore pari a 20, che — anche facendo uso del piccolo elemento B2M — presenta una sensibilità maggiore di quella della maggior parte degli esposimetri per impieghi fotografici.

Nei confronti di questo circuito, le indicazioni della scala sono una funzione lineare dell'intensità luminosa.

Oltre a ciò, se si fa uso di transistor a bassa corrente di dispersione, come ad esempio il tipo 2N467, l'intensità della corrente in assenza di eccitazione luminosa della cellula è sufficientemente ridotta da poter essere considerata come punto di regolazione dello zero agli effetti della posizione iniziale dell'indice (estremità sinistra della scala).

L'intensità media della corrente fornita allo strumento da parte della batteria di alimentazione che fornisce la tensione di 1,5 volt è talmente ridotta che la batteria presenta una durata estremamente lunga, anche se si tratta di una normale pila del tipo al biossido di manganese, normalmente definito col termine di «elemento stilo».

Occorre però precisare che — per ottenere una precisione apprezzabile — è necessario aggiungere un mezzo di compensazione termica agli effetti della stabilizzazione delle caratteristiche di funzionamento del transistor.

Incidentalmente, si rammenti che nel circuito di figura 4, come pure in quelli delle figure successive, EF rappresenta l'ele-

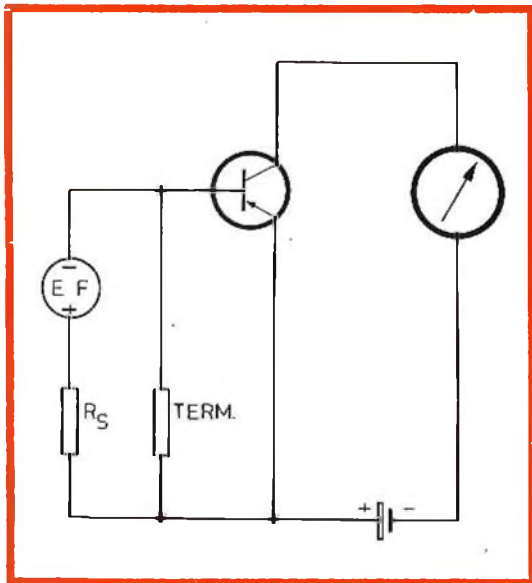


Fig. 6 - Circuito illustrante la combinazione del principio di compensazione termica mediante un termistore, e del principio di compensazione termica mediante resistenza in serie all'elemento fotosensibile.

mento fotosensibile, avente una determinata polarità agli effetti della corrente erogata a seguito dell'eccitazione luminosa.

### Tipo a scala compressa

La compressione della scala, tale da ottenere un responso pressoché logarit-

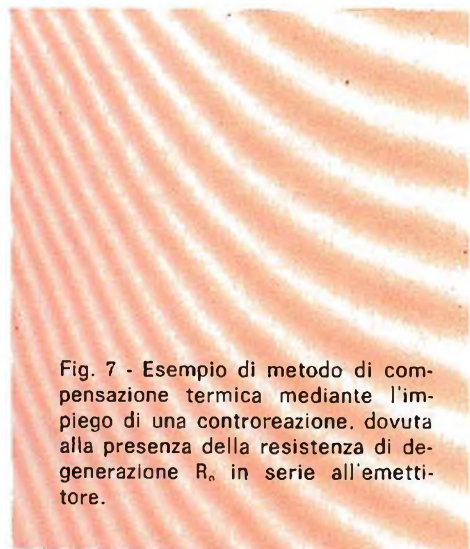
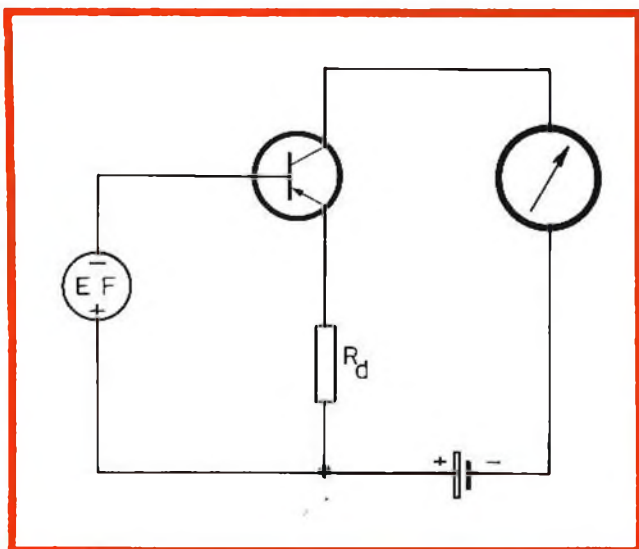


Fig. 7 - Esempio di metodo di compensazione termica mediante l'impiego di una controreazione, dovuta alla presenza della resistenza di degenerazione  $R_d$  in serie all'emettitore.



mico, può essere ottenuta collegando una resistenza in serie alla cellula fotovoltaica, oppure aumentando la resistenza di carico di uscita del transistor. Il valore della resistenza in serie può determinato in base alle curve caratteristiche della cellula fotovoltaica, e scegliendone una che fornisca il grado di compressione desiderato.

Il valore della resistenza di carico del transistor necessario per ottenere una determinata compressione della scala può essere stabilito tracciando la relativa retta di carico attraverso la famiglia di curve caratteristiche di impiego del transistor nel circuito convenzionale con emettitore a massa. Una volta determinato il valore della suddetta resistenza di carico, è facile riscontrare che un valore della tensione di alimentazione maggiore di 1,5 volt consente una maggiore sensibilità.

### Metodi di compensazione termica

Quando si inserisce una resistenza in serie all'elemento fotosensibile fotovoltaico, così come si è accennato precedentemente, quest'ultima assume una certa sensibilità nei confronti delle variazioni di temperatura, tale da neutralizzare in parte la sensibilità alla temperatura da parte del transistor: in tal caso, si può ritenere che il dispositivo sia in parte compensato agli effetti delle variazioni di temperatura.



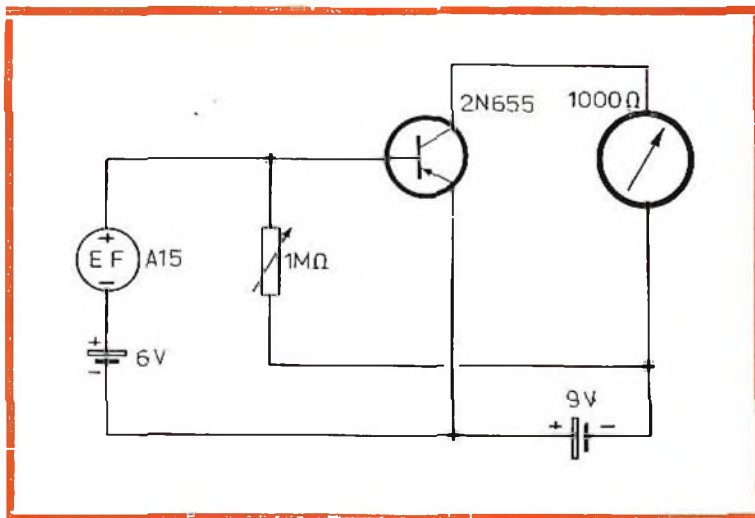


Fig. 8 - Esempio di metodo di compensazione termica derivato dal circuito di tipo fotoconduttivo.

La medesima compensazione può anche essere ottenuta collegando in parallelo al circuito di ingresso del transistore un ter-

mistore, così come si osserva alla fig. 5. In tal caso, il termistore presenta solitamente un valore tipico dell'ordine di 20

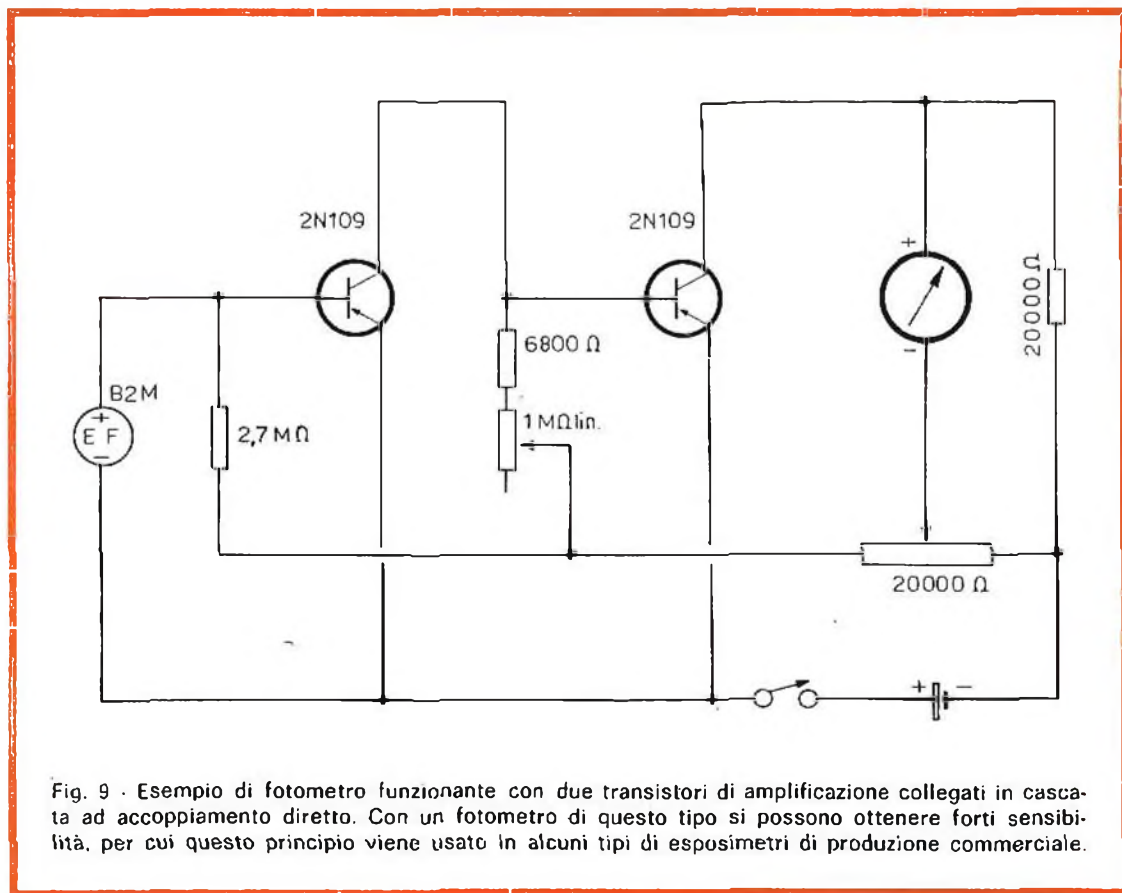


Fig. 9 - Esempio di fotometro funzionante con due transistori di amplificazione collegati in cascata ad accoppiamento diretto. Con un fotometro di questo tipo si possono ottenere forti sensibilità, per cui questo principio viene usato in alcuni tipi di esposimetri di produzione commerciale.

mila ohm alla temperatura di 25 °C, con un valore elevato «B» corrispondente al coefficiente di temperatura della resistenza.

La figura 6 illustra una combinazione del tipo a resistenza in serie precedentemente citato, e del tipo con termistore.

Un altro metodo adatto alla compensazione della temperatura consiste nell'impiego di un circuito di controreazione (degenerazione), come si può osservare alla figura 7. Questo metodo presenta dei vantaggi, in quanto la resistenza di degenerazione  $R_d$  stabilizza le caratteristiche di funzionamento del circuito nei confronti di altre variabili, come ad esempio la tensione fornita dalla batteria. Esso inoltre consente una maggiore intercambiabilità del transistor in caso di necessaria sostituzione, senza che ciò implichi l'opportunità di eseguire una nuova taratura della caratteristica di sensibilità. Tuttavia, l'ammontare della degenerazione deve essere contenuto entro il minimo indispensabile, il che significa che la resistenza di reazione  $R_d$  deve avere il valore più basso possibile per fornire la minima compensazione necessaria. In caso contrario, la tensione di polarizzazione che si sviluppa ai suoi capi, e che risulta anche applicata alla fotocellula, ne provoca una certa instabilità in quanto questa tensione continua a variare essendo una funzione dell'intensità della corrente che scorre nel circuito di collettore.

I valori tipici della resistenza  $R_d$  sono compresi tra 20 e 100 ohm, con un'alimentazione di 1,5 volt.

Per ottenere la massima compensazione nei confronti delle variazioni di temperatura, è tuttavia consigliabile adottare una combinazione tra i metodi illustrati alle figure 5 e 7. La figura 8 rappresenta un ultimo metodo col quale è possibile ottenere una buona compensazione termica. In questo circuito, la fotocellula, del tipo A15, appartiene alla categoria degli elementi fotoconduttivi, ed il suo coefficiente termico neutralizza in parte le variazioni di corrente dovute alle variazioni di temperatura, nel circuito del collettore.

#### Fotometro termostabile a due stadi

La figura 9 illustra un fotometro a due stadi, costituiti da due transistori funzio-

nanti col metodo dell'accoppiamento diretto. In esso sussiste una parziale compensazione delle variazioni termiche, in quanto le variazioni di intensità della corrente di dispersione dovute alle variazioni di temperatura nel transistor si neutralizzano tra loro, a causa dello sfasamento di 180° che si presenta in ciascuno dei due stadi. Per ridurre ulteriormente gli effetti delle variazioni di temperatura, è possi-

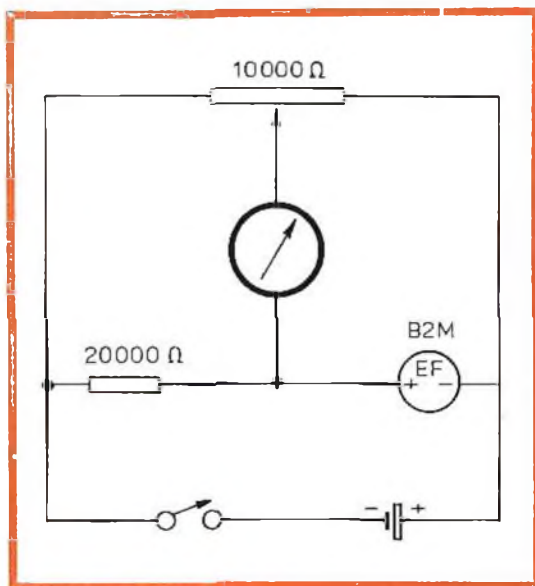


Fig. 10 - Esempio di dispositivo per la misura della luce, di tipo fotoconduttivo, funzionante col sistema a ponte. Variando la posizione del cursore del potenziometro, è possibile ottenere un bilanciamento dell'indice, in base al rapporto che sussiste tra il valore della resistenza di sinistra e quello della resistenza interna del fotoelemento, in funzione dell'intensità della luce incidente.

bile ricorrere ad uno qualsiasi dei metodi precedentemente descritti.

Questo tipo di fotometro può essere considerato tra i più sensibili, in quanto presenta una sensibilità fondo scala dell'ordine di 0,1 lux.

#### Fotometro fotovoltaico al silicio per forti intensità luminose

Agli effetti della misura di valori assai elevati di intensità luminosa, comprese tra 10.000 ed 1.000.000 di lux, un metodo assai semplice consiste nell'impiego di una cel-

lula fotovoltaica al silicio collegata direttamente ad un milliamperometro. La cellula al silicio è in grado di sopportare le temperature notevoli che si sviluppano in presenza appunto di forti intensità luminose, e la sua linearità si estende approssimativamente fino a valori dell'ordine di 1.000.000 di lux, a patto che la resistenza di carico abbia un valore relativamente basso.

Tuttavia, è difficile compensare una cellula fotovoltaica al silicio, in modo che il suo funzionamento corrisponda a quello di un dispositivo campione di osservazione, a causa del suo notevole responso ai raggi infrarossi: di conseguenza, il suo impiego è consigliabile solo quando occorre misurare l'intensità della luce prodotta da sorgenti della medesima natura, oppure quando si dispone di una tabella dei fattori di correzione.

#### **Esosimetro fotoconduttivo a ponte**

La figura 10 illustra un circuito a ponte, nel quale l'uscita di una cellula solare del tipo B2M di produzione IRC viene amplificata cinque volte, facendola funzionare co-

me cellula fotoconduttiva, ed impiegandola per bilanciare o per meglio dire per equilibrare la tensione fornita dalla sorgente di alimentazione.

Impiegando uno strumento avente una portata di 20 microampère fondo scala, è possibile attribuire a questo circuito una sensibilità sufficiente per consentirne l'impiego con bassi livelli di luminosità, ad esempio nel caso di applicazione nel campo della colorimetria, oppure come strumento per la misura del tempo di esposizione fotografica, avente una notevole sensibilità, che può essere impiegato vantaggiosamente per la determinazione dei tempi di esposizione negli ingranditori fotografici.

Con questa nota abbiamo chiarito quelli che sono i principi di funzionamento dei normali esposimetri: essi comunque hanno subito nel tempo notevoli perfezionamenti, ed i medesimi principi hanno consentito la realizzazione di sistemi per la regolazione automatica del diaframma, sia nelle macchine fotografiche, sia nelle cineprese. Di questo argomento ci occuperemo in una prossima occasione.

**L** industria elettronica nella Germania Est, la seconda nell'Est Europa, si sta sempre più orientando nei riguardi del personale straniero, per sopperire alla mancanza di mano d'opera.

In base ad un accordo fatto quest'anno fra Berlino Est e Budapest, un contingente di lavoratori ungheresi è arrivato a Dresda e a Karl-Marx-Stadt, soprattutto per lavorare presso le industrie elettroniche.

Si pensa che potranno essere assunti circa centomila ungheresi. Di sicuro si sa che nel paese vi è una mancanza di circa 250.000 tecnici, una deficienza dovuta ad una defezione su vasta scala verso la Germania Ovest ed anche al basso indice di nascite che si è avuto dopo la guerra.

In passato la mano d'opera veniva importata da altri paesi comunisti, come il Nord Vietnam e la Polonia.

**L**a Grundig Werke GmbH, grande industria elettronica della Germania Ovest, ha concesso i propri diritti ad una ditta polacca, la Universal, per la fabbricazione di registratori.

Questa è l'ultima di una serie di sforzi attuati per introdurre l'abilità elettronica dell'Ovest Germania, attraverso una serie di continui ed autorizzati rapporti di affari.

Una importante industria di Varsavia, la Kasprzak, inizierà a produrre, a partire dall'anno prossimo, quattro modelli di registratori.

Queste unità saranno esportate soltanto nel blocco dei paesi comunisti.

**L**a Cecoslovacchia si appresta ad acquistare uno stabilimento di televisori e possibilmente un impianto dalla Francia. Nella visita a Praga per definire gli accordi fra la Bull-GE e la Tesla, il Ministro francese Maurice Schumann ha anche discusso sulla televisione a colori con i Ceki, che si serviranno, come del resto tutti i paesi del blocco orientale, del metodo francese Secam.

# fari

# antinebbia a luce variabile

di Alberto Basso Ricci

La visibilità in zone infestate dalla nebbia può migliorare di molto con l'uso di fari di tipo non convenzionale. Le realizzazioni qui presentate, tutte invenzioni dell'autore, pur essendo rimaste allo stato sperimentale, hanno dato ottimi risultati pratici.

**I**l problema della guida di automobili lungo strade ricoperte dalla nebbia è assai preoccupante per tutti gli automobilisti, specie per coloro che abitualmente circolano sulle strade del Nord Italia.

Tale situazione, come tutti i fenomeni naturali, è stata finora sopportata come inevitabile, e poco o nulla è stato fatto per dotare le automobili di fari atti a migliorare la visibilità nella nebbia, mentre in realtà sono possibili in questo campo notevoli progressi, anche se a volte sono le rigide norme dello stesso Codice Stradale che vietano l'adozione di nuovi tipi di proiettori.

Le affermazioni precedenti sono basate su semplici conoscenze relative alla costituzione fisica della nebbia: si tratta di goccioline di vapore acqueo presenti in sospensione nell'aria. Un fascio di luce normale, inviato in un mezzo di questo genere, viene notevolmente riflesso e rifratto con conseguente perdita di visibilità. Invece usando un fascio luminoso in cui varia rapidamente qualcuno dei parametri fondamentali (intensità, lunghezza d'onda, eventuale polarizzazione) si possono in parte limitare gli inconvenienti precedenti e quindi migliorare la visibilità.

Esaminiamo quindi diversi sistemi atti ad aumentare l'efficacia dei fari antinebbia. Un primo sistema alquanto semplice è mostrato in fig. 1. In essa appare un faro

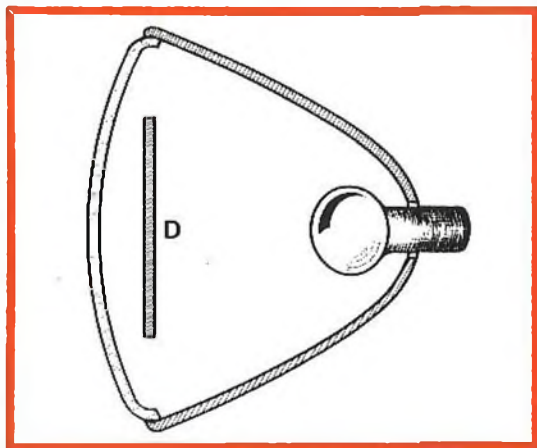


Fig. 1 - Sezione schematizzata di un faro per automobile in cui il diaframma D serve a modificare le caratteristiche del fascio proiettato.

munito anteriormente di un diaframma di forma opportuna; il fascio luminoso

comprende quindi al centro una zona di semiombra appositamente creata, per cui gli ostacoli esplorati nella nebbia con più evidenza ed i loro contorni sono meglio delineati. I modi con cui si può realizzare detto diaframma sono diversi; ad esempio per usufruire di una zona variabile di ombra e di luce basterà l'azione di un qualsiasi mezzo meccanico o elettromeccanico utile ad avvicinare o allontanare il diaframma o qualche sezione di esso. Inoltre la maschera può anche essere costituita da materiali di diversa trasparenza

mente alla posizione indicata nella figura, in modo da non intercettare alcuna parte del fascio luminoso.

I sistemi utili per provocare la rotazione della maschera sono diversi: oltre a quello piuttosto primitivo descritto sopra, possono essere adottati dispositivi più perfezionati di tipo elettromeccanico (motorini) comandabili a piacere dal guidatore.

Anche in questo caso si possono adottare diaframmi di vario tipo; in ogni caso risulta conveniente unire variazioni di in-

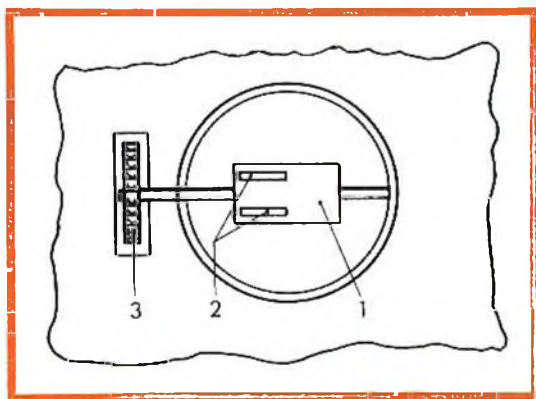


Fig. 2 - In questo caso la luce emessa viene intercettata dalla maschera ruotante (1), eventualmente munita di fessure (2), azionata dalla ruota a pedale (3).

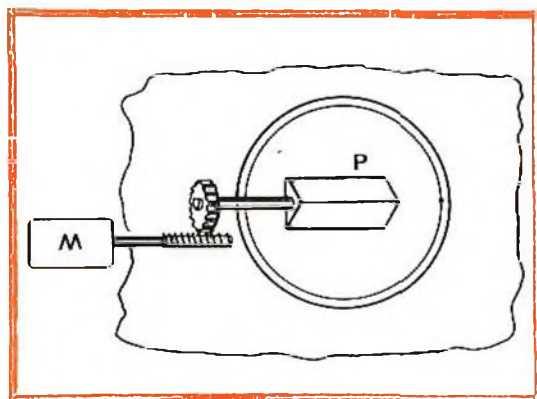


Fig. 3 - Il motorino elettrico M comanda la rotazione del prisma P, che produce effetti di polarizzazione nel fascio luminoso.

e di diverso colore, così che formino dei filtri per le varie lunghezze d'onda.

La fig. 2 rappresenta frontalmente un faro per automobile in cui la luce emessa dalla sorgente luminosa viene continuamente intercettata da una maschera ruotante (1) eventualmente munita di fessure (2); solidale all'albero cui è fissata la maschera vi è una ruota a pale (3) sistemata nell'intercapedine laterale del proiettore. Quando il veicolo è in movimento l'aria che entra attraverso la finestrella laterale provoca la rotazione della ruota e del diaframma. Naturalmente la finestrella può venire chiusa da un apposito sportello che impedisce la rotazione del diaframma; quando non c'è nebbia il diaframma viene disposto perpendicolar-

mente al fascio luminoso a variazioni nella colorazione, ottenibili mediante filtri di diverso colore. La fig. 3 rappresenta frontalmente un faro in cui la sorgente di luce è situata dietro ad un prisma ruotante, che scompone la luce nei diversi colori. Grazie alla presenza del prisma il fascio luminoso emesso da un faro di questo tipo presenta tre caratteristiche antinebbia assai utili: la luce uscente dal proiettore è polarizzata, il piano di polarizzazione varia continuamente, la lunghezza d'onda (colore) varia anch'essa continuamente. In base a quanto è stato detto all'inizio tutte queste proprietà risultano assai utili per garantire una migliore « penetrazione » del fascio luminoso nella nebbia.

La rotazione del prisma è comandata dal pignone portato in movimento da una vite senza fine direttamente collegata al rotore di un motorino elettrico (M), la cui velocità viene variata a piacere regolando l'intensità della corrente di alimentazione.

Risultati simili possono essere ottenuti con metodi diametralmente opposti, in cui le variazioni dei parametri del fascio lu-



Fig. 4 - Realizzazione sperimentale di un faro contenente tre sorgenti luminose di diverso colore.

minoso sono direttamente provocate dalla sorgente. Per esempio si possono avere lampade a più filamenti, disposti in varie posizioni, che si accendono alternativamente; oppure con più lampade disposte in varie posizioni all'interno della parabola ed aventi diversi colori.

Una simile realizzazione, qui portata sul piano pratico con risultati notevoli, è mostrata nella fotografia di fig. 4. Il faro comprende tre lampadine di vario colore disposte all'interno della parabola in maniera varia. Sono stati provati diversi accoppiamenti di colore, di cui quello che ha dato i migliori risultati è il rosso-giallo-blu.

## TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE  
VALVOLE  
TERMOJONICHE  
RICEVENTI  
PER  
RADIO  
TELEVISIONE  
E  
TIPI  
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA  
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

Provocando l'accensione successiva per brevi istanti delle tre lampadine si ottiene un gioco di rotazione dei fasci di luce emessi e con diversi effetti cromatici. A seconda degli strati di nebbia più o meno densi il conducente del veicolo può rego-

infatti le normali lampade non sono adatte ad un funzionamento impulsivo di tipo così continuato e si rovinano molto rapidamente. Qui invece è necessario avere una minima inerzia all'accensione e allo spegnimento, dato che per ottenere buoni

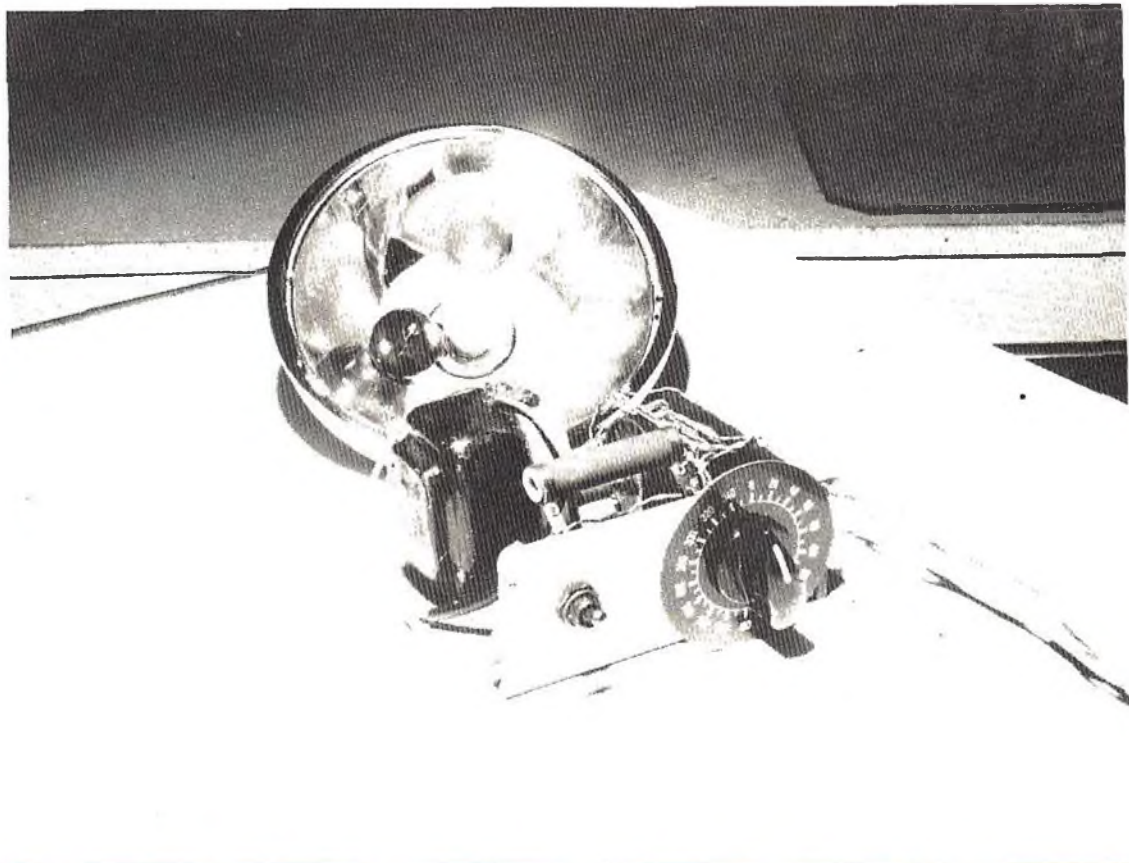


Fig. 5 - Anteriormente al faro è visibile l'apparato elettrico atto a comandare l'accensione alternata delle varie lampade.

lare una maggiore o minore velocità di commutazione delle luci. A questo scopo il faro è alimentato tramite un contatto ruotante il quale, azionato da un motorino elettrico, porta corrente selettivamente ad una lampada per volta nella successione voluta.

Nelle esperienze compiute sono state adottate lampade con filamenti speciali;

risultati, questi tempi devono risultare dell'ordine di un ventesimo di secondo.

Difficoltà burocratiche hanno impedito all'autore di portare a fondo gli esperimenti intrapresi. L'Autore confida che le Autorità concedano i necessari permessi per la sperimentazione su strada, comunque le realizzazioni accennate sono tutte coperte da brevetto.

# VFO CON SCALA LINEARE DI FREQUENZA

Spesso è conveniente che la scala di sintonia presenti un andamento lineare di frequenza. Ciò può ottenersi, nel VFO a permeabilità variabile, con un induttore avvolto in modo particolare e in quello tradizionale, con un condensatore variabile opportunamente sagomato.

I due metodi, unitamente ad altre soluzioni tecniche, sono illustrati nel presente articolo. Vengono altresì elencati pregi ed inconvenienti dei vari sistemi.

**L**e moderne tecniche di comunicazione, come SSB, DSB, RTTY, impongono requisiti molto severi ai dispositivi sintonizzanti dei ricevitori e trasmettitori. A questi è richiesto non solo un elevato grado di stabilità, ma anche di precisione e riproducibilità.

Data per scontata la stabilità di frequenza dei generatori, precisione e riproducibilità della frequenza dipendono dall'accuratezza meccanica dell'organo sintonizzante, sia per quanto concerne il ruotismo vero e proprio, che per quanto riguarda la « scala ».

È evidente che il potere risolutivo — cioè la possibilità di « leggere » come distinti due valori di frequenza tra loro vicini — dipende della lunghezza geometrica della scala. Così, per discriminare 1 kHz entro una banda di 500 kHz, occorre che questa abbia sulla scala una lunghezza di almeno 500 mm, il che è praticamente inattuabile.

Una soluzione particolarmente semplice e insieme attrattiva è quella di ricorrere ad una scala « lineare », ad una scala cioè in cui la distanza geometrica tra intervalli di frequenza uguali sia costante lungo tutto il suo sviluppo. In tal caso sarà possibile leggere, ad es., le centinaia di kHz su una scala grossolana e suddividere i successivi intervalli di 100 kHz su una manopola graduata molto precisa.

L'indicazione « decadica » della frequenza è adottata, del resto, nei diversi RX e TX del commercio e in tutte le apparecchiature professionali. Per disporre di una scala lineare bisogna però che il generatore ad essa asservito (VFO del TX o oscillatore locale di Il conversione dello RX) sia, esso stesso, « lineare in frequenza ». Occorre cioè che ad uguali angoli di rotazione del comando di sintonia, corrispondano uguali variazioni di frequenza, entro tutto il campo di variabilità della stessa.

Per quanto semplice questo requisito possa sembrare, la sua pratica attuazione



comporta la risoluzione di problemi elettrici e meccanici spesso ardui e complessi.

Già agli albori della radio si discusse dell'opportunità di avere scale di sintonia lineari in frequenza, o lunghezza d'onda (!); allora, però, il problema non era affatto attuale — almeno nei termini che ora conosciamo — e la discussione verteva unicamente sulla convenienza di avere le stazioni BC uniformemente distribuite sulla gamma OM di ricezione.

Solo negli anni 1945-1950 comparvero i primi PTO (permeability tuned oscillator) della Collins, lineari in frequenza: questi erano stati sviluppati nell'ambito dell'elettronica militare per soddisfare a precise esigenze d'impiego tattico. Da allora sono comparsi sul mercato vari TX ed RX con scala lineare di frequenza muniti, alcuni, del VFO a permeabilità variabile, altri — i più —, a VFO con condensatore variabile sagomato.

Scopo del presente articolo è di illustrare le basi teoriche dei due sistemi onde mettere l'OM medio in condizioni di realizzare un « home made », VFO lineare in frequenza. Vengono inoltre presentate alcune soluzioni di compromesso e di tutte si ricordano pregi e difetti.

## Il VFO a permeabilità variabile

Nel VFO a permeabilità variabile (PTO) l'organo sintonizzante è costituito da una bobina la cui induttanza dipende dalla posizione assiale del suo nucleo ferromagnetico. Si può dimostrare che, se la bobina è molto lunga rispetto al nucleo, la sua induttanza varia approssimativamente con  $L/x^2$ , in cui  $x$  è la posizione del nucleo stesso: si ottiene così una variazione approssimativamente lineare di frequenza.

Questa variazione può essere resa rigorosamente lineare facendo avanzare il nucleo secondo una legge opportuna, oppure avvolgendo l'induttore in modo particolare. La prima soluzione comporta l'impiego di una meccanica assai elaborata e va perciò scartata, la seconda, invece, è di pratica attuazione. In effetti, l'Autore ha presentato, già nel 1964 un VFO realizzato secondo questa tecnica.

L'induttore, che è rappresentato in fig. 1, è avvolto su di un supporto da 11 mm di

Ø, lungo 40 mm e munito di una flangia terminale di fissaggio: un foro da 6 mm di Ø lo attraversa per tutta la lunghezza onde permettere la libera inserzione del nucleo ferromagnetico. In fig. 1 è illustrato anche lo speciale avvolgimento a passo variabile. La legge di variazione del passo è stata calcolata sulla scorta di considerazioni teoriche; tuttavia, siccome bobina e nucleo devono venir « accoppiati » tra loro, l'impiego di un nucleo di tipo diverso richiede generalmente un « ritocco » del passo.

Il VFO, per il quale detto induttore è stato progettato (fig. 2), sintonizza la gamma 2, 5-3 MHz; poichè la capacità parallela è stata scelta in 1000 pF ed il rapporto di frequenza è  $N_1 = 1, 2$ , l'induttanza richiesta alla bobina risulta essere 4, 06-2, 82  $\mu$ H. Di questi, 0, 5  $\mu$ H vanno ad un induttore serie di compensazione ( $L_2$ ) l'induttore variabile  $L_1$  deve quindi presentare una  $L_{min}$  di 3, 56  $\mu$ H ed una  $L_{max}$  di 2, 32  $\mu$ H.

Si osservi, da fig. 1, che la bobina consta di tre sezioni: una prima sezione di 4 spire affiancate, una seconda sezione di 17 spire avvolte a passo variabile ed una terza sezione di 8 spire ancora affiancate. L'avvolgimento a passo variabile delle 17 spire nella sezione intermedia richiede grande cura.

Per ottenere una buona linearità di frequenza, entro tutto il campo di variabilità della stessa, il conduttore deve essere avvolto con un passo « continuamente » variabile, senza piegature, gobbe o salti: ciò può ottenersi con una buona dose di pazienza e perseveranza.

Una volta finita, la bobina deve venir cementata con del « O-dope » onde ottenere un insieme compatto e soprattutto meccanicamente stabile. Sono state realizzate, da parte dello scrivente, diverse bobine di questa fatta e tutte hanno consentito di raggiungere una linearità migliore dello 0,02% (cioè deviazioni dalla linearità inferiori a  $\pm 450$  Hz nel campo di variabilità 2, 5-3 MHz).

Si osservi (fig. 2) che in serie all'induttore  $L_1$  è disposto un secondo induttore, di correzione,  $L_2$ ; inoltre, in parallelo al circuito oscillatorio, è sistemato un trimmer capacitivo da 30 pF. Entrambi consen-

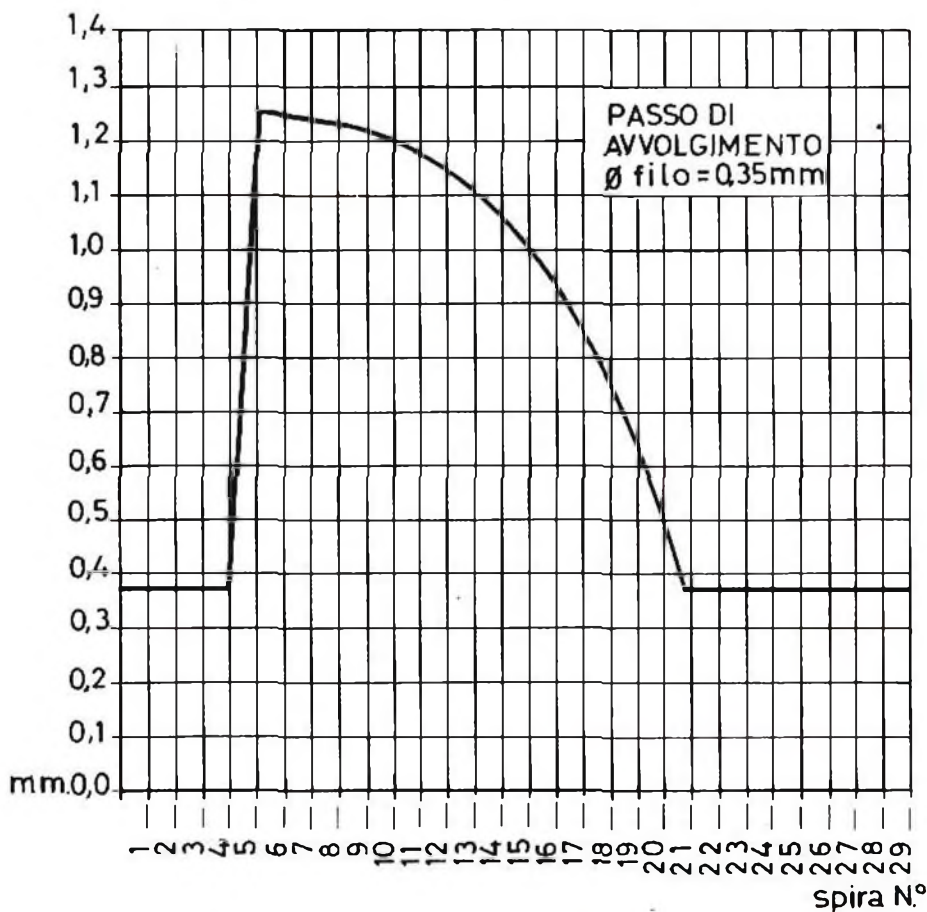
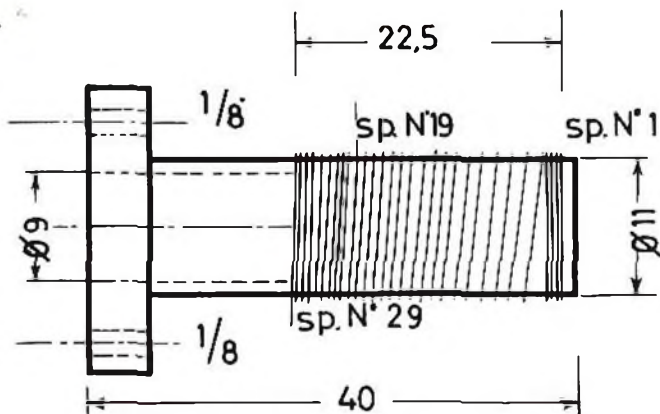


Fig. 1 - VFO a permeabilità variabile: particolari dell'induttore.

# alta fedeltà' THORENS



giradischi professionale TD 124/II con nuovo braccio TP-14  
assoluta silenziosità di funzionamento - eccellente rapporto  
segnale - disturbo - 4 velocità regolabili con stroboscopio  
cinghietta di trascinamento in gomma - peso del piatto 5 kg  
dispositivi di discesa frenata del braccio e anti-skate - pres-  
sione regolabile da 1/2 a 4 g - presentato e garantito in  
Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens



**SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.**

# alta fedeltà' REVOX



**A 77, registratore stereofonico ad alta fedeltà - realizzazione professionale - interamente a transistori planari al silicio - circuiti stampati ad innesto - chassis pressofuso - tre motori motore capstan con regolazione elettronica automatica della velocità - cambio di velocità elettronico - 9,5 e 19 cm/s - 2 o 4 tracce - risposta da 30 ÷ 20.000 Hz - presentato e garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens**

**SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.**





tono di aggiustare inizio e fine scala nell'ipotesi di una sostituzione del tubo elettronico T.

Il circuito generatore impiegato è una sorta di Franklin: si tratta di un amplificatore a larga banda e minimo sfasamento, lasciamo accoppiato al circuito oscillatorio (50 pF in entrata, 10 pF in reazione). Questo circuito consente di ottenere una eccellente stabilità di frequenza e di indipendenza delle tensioni di alimentazione (9 parti per milione per volt); l'indipendenza della frequenza dalla temperatura è assicurata dalla compensazione termica del circuito oscillante ( $C_1... C_4$ ).

Ovviamente la precisione e la riproducibilità della frequenza è indissolubilmente legata all'accuratezza del meccanismo preposto allo spostamento del nucleo; questo è schematizzato in fig. 3.

Detto meccanismo consiste nell'albero di comando A, che ruota nel doppio cuscinetto reggispinta B e terminato nella sezione filettata C (passo 0,5 mm). Su questa sezione filettata si « avvita » il pistone in acciaio inossidabile D che scivola esattamente nella guida E (superfici rettificate); il pistone è costretto ad una corsa lineare da una guida (tratteggiata) sulla quale scivola la rotellina M impernata sull'alberino N, solidale al pistone D. Detta rotellina è trattenuta aderente alla guida da una molla di richiamo.

Al pistone D è fissato l'albero portanucleo E. Quando, a seguito della rotazione dell'albero A, il pistone D avanza nella sola guida E, il nucleo F si immerge, più o meno, nel corpo dell'induttore G. L'albero portanucleo è guidato, all'opposta estremità, nella boccola in bronzo H e gli inevitabili giochi sono recuperati dalla molla I, sita nell'alloggiamento posteriore L della custodia del VFO.

Per una buona precisione dell'insieme, è essenziale che:

- l'albero di comando A e quello portanucleo E siano esattamente allineati; ciò comporta un rigoroso parallelismo delle pareti frontale e posteriore della custodia del VFO;
- il nucleo F ed il supporto dell'avvolgimento G siano perfettamente allineati, in modo che il primo sia assolutamente libero nel secondo.

Soddisfatte queste condizioni, e se le parti sono state lavorate con la dovuta precisione meccanica, si ottiene un « gioco » non superiore a 30 parti per milione.

La « messa a punto » dell'induttore L, consiste nel proporzionare accuratamente le spire nella prima e terza sezione dell'avvolgimento. Con il nucleo completamente « fuori », la frequenza di oscillazione deve cadere all'estremo superiore della gamma prescelta (3 MHz); se non

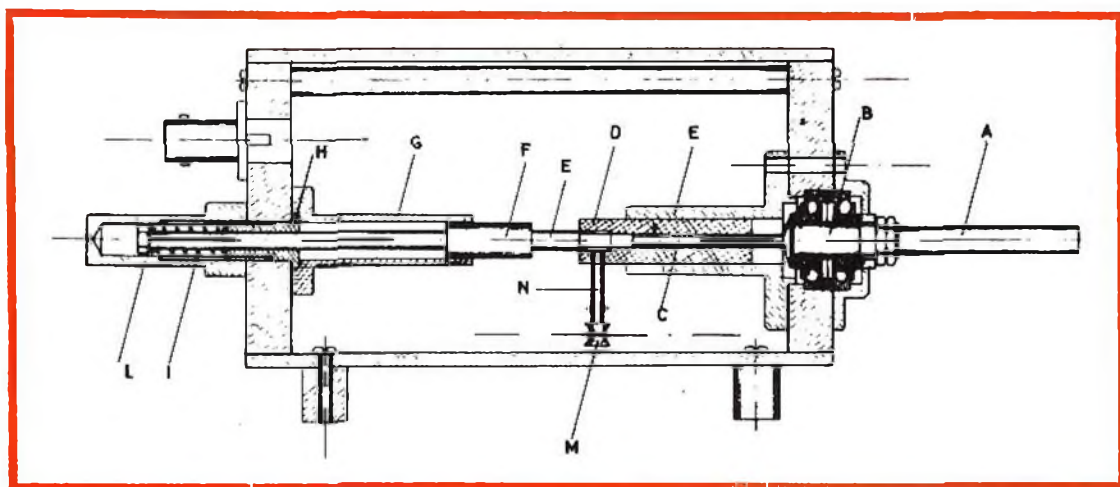


Fig. 3 - VFO a permeabilità variabile: particolari del meccanismo di sintonia.

coincidesse con questo valore, correggerla agendo sul trimmer capacitivo.

Si inserisca allora il nucleo, facendo effettuare all'albero di comando A 25 giri (corsa del nucleo 12,5 mm): se la frequenza risultante fosse più bassa del richiesto (2,5 MHz), spostare 1 o 2 spire dalla terza sezione dell'induttore alla prima; se, invece, fosse più alta, spostare 1/2 o 1 spira dalla prima sezione dell'induttore alla terza.

Siccome l'albero di comando può ruotare più di 25 giri, è opportuno verificare quali tra i vari possibili 25 giri danno la migliore delle linearità di frequenza. Questa verifica può essere fatta controllando la frequenza del generatore, giro per giro, con un BC221 oppure, meglio, con uno standard 1000/100/10 kHz.

## Il VFO a condensatore variabile sagomato

Da quanto precede è evidente che la realizzazione di un PTO preciso costituisce un'impresa non facile, specie per l'OM privo di attrezzatura meccanica. Ciò vale, del resto, anche per l'Industria: infatti la più parte di TX ed RX a scala lineare usano VFO a condensatore variabile sagomato (detto anche CMO, LMO, ecc.). Del resto la stessa Collins, nel PTO 70 E1 (gamma 2-3 MHz) ha trovato necessario includervi un « meccanismo correttore » della linearità.

La costruzione di un VFO a condensatore variabile sagomato risulterebbe addirittura elementare se si disponesse, dal commercio (o da surplus) di un condensatore variabile adatto. Purtroppo, l'industria non produce correntemente conden-

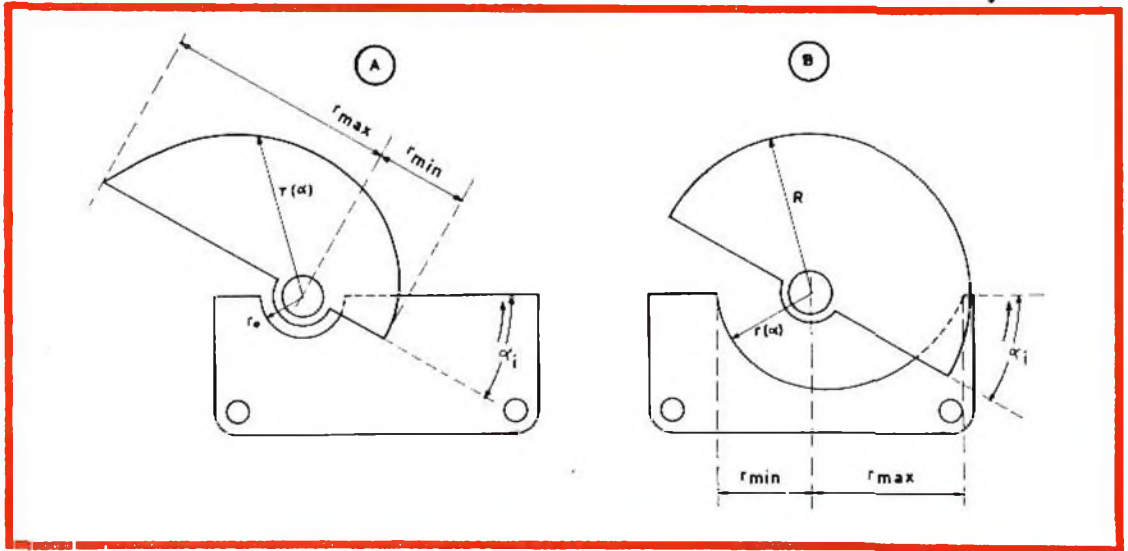


Fig. 4 - La sagomatura dei condensatori variabili: A = sagomatura rotorica; B = sagomatura statorica.

Se la taratura è stata eseguita con cura, si rimarrà sorpresi del risultato finale: la linearità sarà senz'altro eccellente. Se così non fosse, è praticamente inutile cercare di correggerla agendo sulle singole spire dell'induttore; meglio scartare la bobina ed avvolgerne una di nuovo con un passo leggermente diverso o con maggior precisione.

satori siffatti, anche per il fatto che il variabile sagomato risulta « lineare di frequenza » per uno ed uno solo rapporto di frequenza e solo in unione ad una ben precisa  $C_0$ .

D'altra parte la costruzione ex-novo di un condensatore variabile esula dalle possibilità dell'OM e non solo di questo; pe-

rò la « risagomatura » di un variabile del tipo « montabile », benché richieda una buona dose di pazienza ed accuratezza, è impresa affrontabile con una certa tranquillità.

Il condensatore variabile può venir sagomato nel rotore, oppure nello statore. Nel primo caso (fig. 4 A) si ottiene un insieme in genere poco stabile, dato che le piastre del rotore sono serrate insieme unicamente all'asse. La sagomatura dello statore (fig. 4 B), che porta a realizzazioni meccaniche solide e compatte, è stata invece adottata, a ragion veduta, dai tedeschi che hanno realizzato dei magnifici variabili fresati a supporti ceramici.

Il problema tecnico consiste ovviamente nel determinare il contorno delle lamine che fornisce la richiesta linearità di frequenza nel campo desiderato. In altre parole, si tratta di determinare il valore da attribuire al raggio  $r(\alpha)$  per un sufficiente numero di angoli  $\alpha_i$  (ad es.  $0, 10^\circ, 20^\circ \dots 180^\circ$ ).

In particolare, per la sagomatura rotorica (fig. 4 A), si ha:

$$(1) \quad r(\alpha)^2 = r_0^2 + \frac{r_{\max}^2 - r_0^2}{\left( (1-N) \frac{\alpha}{\pi} + N \right)^3}$$

in cui  $N$  è il rapporto di frequenza desiderato  $f_{\max}/f_{\min}$  e gli altri parametri sono desumibili dalla fig. 4 A.

Poiché, in genere, bisogna partire da un condensatore preesistente, di date dimensioni, bisogna anzitutto curare a che siano soddisfatte le seguenti condizioni:

$$(2) \quad \frac{n-1}{dC_0} = 14,432 \frac{N-1}{N} \frac{1}{r_{\min}^2 r_0^2}$$

in cui  $n$  è il numero di lamine a disposizione,  $d$  la distanza tra le lamine e  $C_0$  la capacità parallelo prescelta, e

$$(3) \quad \frac{r_{\max}^2 - r_0^2}{r_{\min}^2 - d^2} = N^3$$

che stabilisce, per determinate dimensioni di partenza, il massimo valore di  $N$  ottenibile dal variabile stesso.

La (1) è un'espressione un po' complicata da manipolare. Per rendere agevole e spedito il calcolo del profilo, in Tabella 1 è stata raccolta una tabulazione della funzione

$$(4) \quad y = \frac{1}{\left[ (1-N) \frac{\alpha}{\pi} + N \right]^3}$$

per valori discreti di  $\alpha$  (ogni  $20^\circ$ ) e per alcuni valori, usuali, di  $N$ . Si osservi, altresì, dalla (1), che  $r(\alpha)$  è in effetti l'ipotenusa  $c$  di un triangolo rettangolo, i cui cateti sono, rispettivamente,

$$(5) \quad b = \frac{\sqrt{r_{\max}^2 - r_0^2}}{\sqrt{\left[ (1-N) \frac{\alpha}{\pi} + N \right]^3}} \quad a = r_0$$

Per agevolare la costruzione « geometrica » del profilo, in Tabella 1, oltre alla funzione  $y$ , è stata tabulata anche la funzione  $\sqrt{y}$ , che compare nella (5).

Per la sagomatura statorica (fig. 4 B), vale invece:

$$(1') \quad r(\alpha)^2 = R^2 - \frac{R^2 - r_{\min}^2}{\left[ (1-N) \frac{\alpha}{\pi} + N \right]^3}$$

in cui  $\alpha$  è ancora l'angolo di rotazione dell'asse del variabile,  $N$  il rapporto di frequenza, mentre agli altri parametri compete il significato desumibile dalla fig. 4B.

Le condizioni iniziali, riferite ad un condensatore pre-esistente, sono in questo caso:

$$(2') \quad \frac{n-1}{dC_0} = 14,432 \frac{N-1}{N} \frac{1}{R^2 - r_{\min}^2}$$

rispettivamente,

$$(3') \quad \frac{R^2 - r_{\min}^2}{R^2 - d^2} = N^3$$

Per la costruzione geometrica, si osservi, dalla (1'), che in questo caso  $r(\alpha)$  è un cateto del triangolo rettangolo di cui l'ipotenusa è



$$(5') \quad c = \frac{\sqrt{R^2 - f_{min}^2}}{\sqrt{\left[ \frac{(1-N)}{\pi} + N \right]^2}}$$

Per il calcolo del profilo ci si potrà valere ancora della tabulazione di Tabela 1.

### Altre soluzioni tecniche

Per la linearizzazione della scala del VFO sono state proposte anche altre soluzioni tecniche, che rappresentano un compromesso tra l'accuratezza ottenibile ed i mezzi a disposizione dell'OM.

Una di queste consiste nell'usare due condensatori variabili, entrambi a variazione lineare di capacità, cioè a profilo semicircolare. Il primo costituisce il condensatore variabile principale, comandato dalla manopola di sintonia e munito di scala tarata; il secondo, invece, è il « correttore » e la sua inserzione viene comandata da un meccanismo a camma.

Ovviamente, anche in tal caso il profilo della camma andrebbe calcolato sulla scorta di considerazioni teoriche; in pratica esso può venir ricavato sperimentalmente, partendo da un profilo di massima, a spirale di Archimede.

È evidente che la precisione di un siffatto meccanismo non potrà mai soddisfare ad esigenze di precisione e riproducibilità. Esso potrà però venir adottato quando i requisiti richiesti al VFO non sono molto severi o... in mancanza di meglio.

D'altro canto, è ben noto che parallelando il condensatore variabile con una capacità fissa notevole, la legge di variazione che si ottiene dal relativo circuito oscillante si avvicina di molto a quella lineare di frequenza. Purtroppo questa linearizzazione, che non potrà mai risultare perfetta, è ottenibile solo entro campi di frequenza percentualmente limitati, cioè per  $\Delta f/f_0$  piccoli. Interessa forse conoscere la deviazione dalla linearità di un siffatto circuito oscillante. Si può facilmente dimostrare che lo scarto di frequenza dalla linearità è

$$(6) \quad \frac{\Delta f}{f_{min}} = N + \frac{1}{N+1} - 3 \sqrt{\frac{N^2}{4(N+1)}}$$

e che essa si verifica quando l'angolo di rotazione del condensatore variabile è (6')

$$\alpha = \pi \left[ \frac{1}{N-1} \sqrt{\frac{N^2}{4(N+1)}} - \frac{1}{N^2-1} \right]$$

Nella (6) si assume che lo scarto dalla linearità sia nullo all'inizio e fine scala.

Un'altra via per ottenere la linearizzazione in frequenza della scala del VFO consiste nell'impiego di diodi a capacità variabile. Come noto, la capacità di detti diodi è approssimativamente

$$(7) \quad C = K \frac{1}{V^n}$$

in cui K è una costante di proporzionalità e l'esponente n non è molto diverso da 2. In pratica, per una buona parte della curva  $C = f(V)$ , si ottiene dal circuito oscillante associato al diodo un andamento quasi lineare di frequenza.

L'impiego di questi semiconduttori può avvenire secondo varie configurazioni circuitali, le più usuali delle quali sono riportate in fig. 5.

In qualsiasi caso, la massima tensione RF (valore di picco) applicata al diodo non deve superare il livello di polarizzazione, perché altrimenti si avrebbe rettificazione del segnale e conseguente instabilità del generatore. Per questo motivo, il circuito B è da preferire: esso infatti ammette un livello RF doppio rispetto al circuito di fig. 5A. Inoltre, venendo a mancare il condensatore di chiusura  $C_1$ , il circuito oscillante risulta intrinsecamente meno soggetto a instabilità incontrollate.

Poiché, nei diodi a capacità variabile, la capacità è inversamente proporzionale ad una potenza di V, le grandi capacità (100 e più pF) si ottengono ai bassi livelli di polarizzazione; a questi debbono venir associati, per la ragione sopra esposta, bassi livelli RF. Per questo motivo, i diodi a capacità variabile si prestano a funzionare, principalmente, in circuiti transistorizzati.

$\alpha$	N = 1,1		N = 1,2		N = 1,3		N = 1,4		N = 1,5		N = 1,6		N = 2	
	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$	y	$\sqrt{y}$
0	0,751	0,866	0,579	0,761	0,455	0,675	0,364	0,604	0,296	0,544	0,244	0,494	0,125	0,354
10	0,763	0,873	0,595	0,771	0,473	0,688	0,382	0,618	0,313	0,560	0,260	0,510	0,136	0,369
20	0,774	0,880	0,612	0,782	0,492	0,701	0,401	0,633	0,331	0,576	0,277	0,526	0,148	0,385
30	0,787	0,887	0,629	0,793	0,512	0,715	0,421	0,649	0,351	0,593	0,296	0,544	0,162	0,402
40	0,799	0,894	0,648	0,805	0,533	0,730	0,444	0,666	0,373	0,611	0,317	0,563	0,178	0,421
50	0,811	0,901	0,667	0,817	0,555	0,745	0,467	0,683	0,397	0,630	0,339	0,583	0,196	0,443
60	0,824	0,908	0,687	0,829	0,579	0,761	0,492	0,702	0,422	0,649	0,364	0,604	0,216	0,465
70	0,837	0,915	0,708	0,841	0,604	0,777	0,519	0,720	0,449	0,670	0,392	0,626	0,239	0,489
80	0,850	0,922	0,729	0,854	0,629	0,794	0,548	0,740	0,479	0,692	0,422	0,649	0,266	0,515
90	0,864	0,929	0,751	0,867	0,658	0,811	0,579	0,761	0,512	0,716	0,455	0,675	0,296	0,544
100	0,878	0,937	0,775	0,880	0,687	0,829	0,612	0,782	0,548	0,740	0,492	0,702	0,332	0,576
110	0,892	0,944	0,799	0,894	0,718	0,848	0,648	0,805	0,587	0,766	0,533	0,730	0,373	0,611
120	0,906	0,952	0,824	0,908	0,751	0,867	0,687	0,829	0,629	0,794	0,579	0,761	0,422	0,649
130	0,921	0,960	0,850	0,922	0,787	0,887	0,729	0,854	0,677	0,823	0,629	0,794	0,479	0,692
140	0,936	0,968	0,878	0,937	0,824	0,908	0,775	0,880	0,729	0,853	0,687	0,829	0,548	0,740
150	0,952	0,976	0,906	0,952	0,864	0,929	0,824	0,908	0,787	0,887	0,751	0,867	0,630	0,794
160	0,967	0,984	0,936	0,968	0,906	0,952	0,878	0,937	0,850	0,922	0,824	0,908	0,729	0,854
170	0,984	0,992	0,967	0,984	0,952	0,976	0,936	0,968	0,911	0,960	0,906	0,952	0,850	0,922
180	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

NOTA: Dalla Tabulazione è possibile ricavare anche i valori che la y assume per altri valori del parametro N. Infatti per un  $N' = N$ , il valore che la y

assume per l'angolo  $\alpha$  corrisponde invece ad un angolo  $\alpha'$  tale che 
$$\alpha' = \alpha \frac{1 - N}{1 - N'} + \pi \frac{N - N'}{1 - N'}$$

Generalmente, gli OM dimostrano una certa diffidenza nei confronti del VFO allo stato solido e adducono, come validi motivi di diffidenza, l'intrinseca instabilità dei semiconduttori alle variazioni di tensione d'alimentazione e della temperatura.

Ciò è vero per i circuiti convenzionali, ma l'effetto di questa instabilità sulla frequenza del segnale generato viene minimizzato o addirittura eliminato se il circuito è configurato in modo che il carico da esso riflesso nel circuito oscillante, cioè nell'elemento determinante la frequenza di funzionamento, sia reso trascurabile.

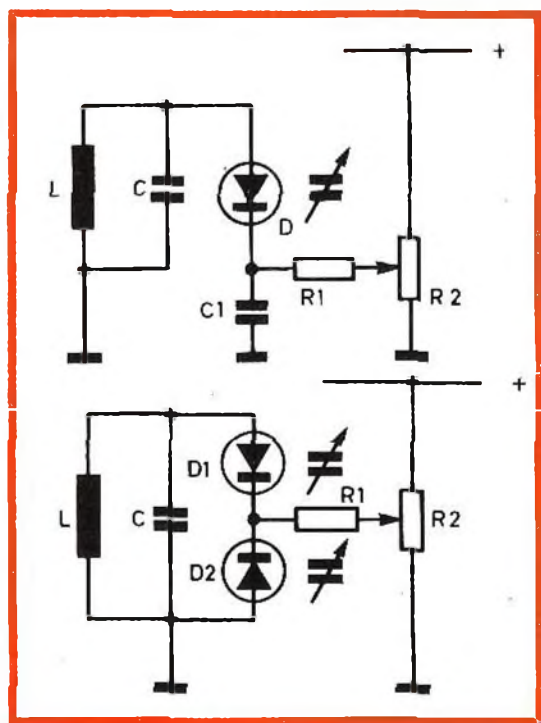


Fig. 5 - Impiego dei diodi a capacità variabile.

Ciò avviene, in particolare, nel circuito raffigurato in fig. 6. Si osservi che lo stadio frontale del generatore è costituito da una cascata di emitter-followers, bootstrapati al collettore. Il collegamento in cascata dei due transistori epitassiali al silicio SE4010 (tipo professionale: 2N2484) consente di ottenere una resistenza d'ingresso, alla DC, di più di 20 M $\Omega$ .

Il bootstrapping del collettore del primo transistor all'emettitore del secondo riduce la capacità d'entrata a soli 0,05 pF. Si ottiene così un'impedenza d'entrata a 3 MHz di 1,1 M $\Omega$ , valore del resto inottemibile con tubi elettronici. Il carico riflesso dai transistor frontali nel circuito oscillante è perciò inferiore a quello che vi rifletterebbe, per corrente di griglia e capacità d'entrata, un tubo a vuoto.

Il collegamento di reazione, attraverso C<sub>1</sub> (100 pF), avviene su una presa dell'induttore, cioè ad un livello d'impedenza relativamente modesto; inoltre, l'impedenza d'uscita del terzo transistor è molto elevata.

Anche in questo circuito, come in tutti i generatori autoeccitati, la massima stabilità si ottiene quando il regime è perfettamente sinusoidale, cioè quando il sistema lavora in classe A. Tale regime è qui imposto da un ALC: il segnale d'uscita, amplificato da T<sub>2</sub>, viene rettificato e regola la polarizzazione di T<sub>3</sub>. Si ottiene, per questa via, un'autoregolazione del guadagno di spira che assicura l'operazione lineare, cioè in classe A, di tutto il sistema.

## Conclusione

La linearizzazione in frequenza di un VFO è dunque ottenibile a spese di complicazioni elettromeccaniche non indifferenti. L'adozione dei diodi a capacità variabile consente di aggirare le difficoltà d'ordine meccanico, ma costituisce un compromesso solo parzialmente accettabile.

Dato che la capacità del diodo dipende dalla tensione DC applicatavi, è evidente che agli usuali si aggiunge un ulteriore elemento responsabile di eventuali instabilità di frequenza del VFO. Solo l'alimentazione del circuito impostatore della frequenza con pile al mercurio, separata dal resto, può garantire da brutte sorprese. Inoltre, per le ragioni sopra esposte, il diodo a capacità variabile mal si presta ad essere impiegato in circuiti a valvole.

Delle altre due soluzioni, illustrate in dettagli nel corso del presente articolo, il



VFO a condensatore variabile sagomato è certamente quello che può essere realizzato con minori difficoltà da parte dell'OM medio. Per quanto attraente possa sembrare la soluzione a permeabilità variabile, tanto più ardua è la costruzione del relativo meccanismo di sintonia.

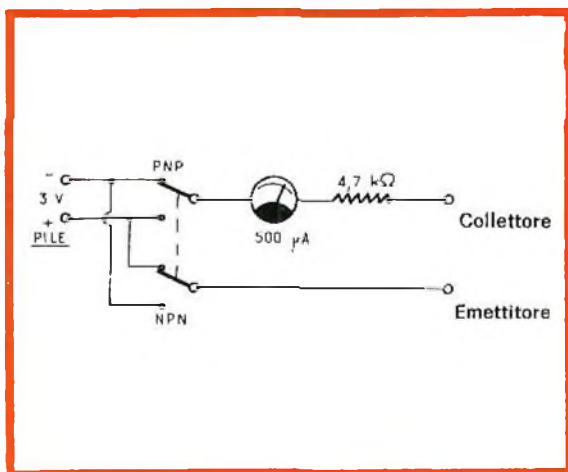
L'Autore confida che le presenti brevi note tornino comunque di utilità a quegli OM che vorranno cimentarsi nella linearizzazione in frequenza del loro VFO.

G. W. Horn, IIMK

## BIBLIOGRAFIA

- (1) G. W. Horn, « A High Precision Permeability-tuned VFO » in « OST », July 1964.
- (2) W. A. Edison, « Vacuum-Tube Oscillators » John Wiley and Sons, Inc. New York, 1953.
- (3) G. W. Horn, L. Genta, « La Sagomatura dei Condensatori Variabili » in « Elettronica » - Nr. 10, 1962.
- (4) G. W. Horn, « La rilevazione dei Potenziali Transmembranici con Sonde Transistorizzate » in « Automazione e Automatismi » - Nr. 1, 1966.

## Come determinare un tipo di transistor



Accade talvolta che ci si trova in presenza di un transistor che non porta alcuna indicazione sul contenitore. Come possiamo capire se questo transistor è un PNP o un NPN?

Molto facilmente, realizzando il circuito della figura 1. Il materiale da utilizzare si compone di un commutatore a due vie e due posizioni, di un microamperometro da 500  $\mu$ A, di una resistenza di 4,7 k $\Omega$  e di una pila da 3 volts.

Si collegano i due terminali d'uscita di collettore ed emettitore del transistor ai morsetti corrispondenti del montaggio della figura 1. Si agirà sul contattore PNP-NPN per ottenere la deviazione massimale.

La posizione che da il massimo di deviazione corrisponde al tipo di transistor. La resistenza di 4,7 k $\Omega$  è destinata a proteggere il microamperometro in caso di corto circuito del transistor. La deviazione dell'ago fornisce una indicazione molto utile circa la corrente di dispersione del transistor collaudato. Più debole sarà questa deviazione, migliore sarà l'iceo del transistor.

**C**ome già annunciato nel nostro servizio sulla 32<sup>a</sup> Mostra Nazionale Radio Televisione, apparso sullo scorso numero di Ottobre della rivista, è stata approvata in Parlamento, la nuova legge sugli apparecchi radiorecipienti installati a bordo di autovetture e autoscafi. Per autoradio (è stabilito all'articolo uno) si intende « qualsiasi apparecchio atto o adattabile, a ricevere le radioaudizioni circolari, applicato stabilmente ad autoveicoli di ogni categoria e tipo e ad autoscafi » (sicché, non essendo « applicato stabilmente » è escluso dalla disciplina l'apparecchio portatile).

Il canone di abbonamento è fissato nella stessa misura dell'abbonamento ad uso privato alle radioaudizioni. L'innovazione consiste nel fatto che l'utente è tenuto a pagare il canone « congiuntamente e contestualmente alla tassa di circolazione ». Se la tassa di circolazione è stata già pagata, si pagherà una quota di canone-radio affinché la sua scadenza corrisponda a quella della tassa di circolazione.

Il ministero delle finanze ha facoltà di affidare all'Automobile Club d'Italia la riscossione del canone di abbonamento.

# NovoTest

# ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

*Cassinelli & C.*



VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47  
20151 MILANO

## BREVETTATO

MOD. TS 140 20.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  in c.a.

### 10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	0 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 1500 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	$\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 M $\Omega$
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V 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 (alimentaz. batteria)

MOD. TS 160 40.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  in c.a.

### 10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V -  
50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V -  
15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7  
portate: 25  $\mu$ A - 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:  $\Omega \times 0,1$  -  
 $\Omega \times 1$  -  $\Omega \times 10$  -  $\Omega \times 100$  -  $\Omega \times 1 K$  -  $\Omega \times 10 K$   
(campo di misura da 0 a 100 M $\Omega$ ) • REAT-  
TANZA 1 portata: da 0 a 10 M $\Omega$  • FRE-  
QUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0  
a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT  
USCITA 6 portate: 1,5 V (condens.  
esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V -  
2500 V • DECIBEL 5 portate: da  
-10 dB a +70 dB • CAPA-  
CITA 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 5000  $\mu$ F (ali-  
mentazione batteria interna). Prote-  
zione elettronica del galvanometro  
Scala a specchio, sviluppo mm 115,  
graduazione in 5 colori.



**ED. ORA ANCHE  
40.000  $\Omega/V$**

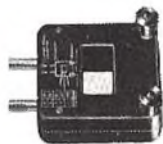
IN VENDITA PRESSO  
TUTTI I MAGAZZINI DI  
MATERIALE ELETTRICO  
E RADIO-TV

MOD. TS 140  
L. 10.800  
MOD. TS 160  
L. 12.500

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

### ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE ALTERNATA  
Mod. TAGN  
portate 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORI PER LA MISURA  
DELLA CORRENTE CONTINUA  
Mod. SH 30 portate 30 A  
Mod. SH 150 portate 150 A



PUNTALE PER LA MISURA  
DELL'ALTA TENSIONE  
Mod. VCI N port. 25.000 V c.c.



TERMOMETRO A CONTATTO  
PER LA MISURA ISTANTANEA  
DELLA TEMPERATURA  
Mod. T1-N  
campi di misura da -75° 250°



CELLULA FOTOELETTRICA  
PER LA MISURA  
DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO  
Mod. L1-N  
campi di misura da 0 a 20.000 Lux



BREVETTATO

franco ns. stabilimento

DEPOSITI IN ITALIA:

- BARI - Biagio Grimaldi  
Via Pasubio 116
- BOLGNA - P.I. Sibani Attilio  
Via Zanardi 2/10
- CAGLIARI - Pomata Bruno  
Via Logudoro 20
- CATANIA - Cav. Butta Leonardo  
Via Ospizio dei Ciechi 32
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti  
Via Frà Bartolomeo 38
- GENOVA - P.I. Conte Luigi  
Via P. Salvago 18
- MILANO - Presso ns. sede  
Via Gradisca 4
- NAPOLI - Cesareo Vincenzo  
Via Strettola S. Anna alle Pa-  
ludi 62
- PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe  
Via Osorio 25
- ROMA - Tardini di E. Cerada e C.  
Via Amatrice 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Ponte  
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

# GENERATORE SINUSOIDALE A FREQUENZA E AMPIEZZA COSTANTE

Il generatore sinusoidale qui descritto è facile da realizzare, in quanto non comprende elementi induttivi. Inoltre presenta due altri grandi vantaggi: una precisione non comune in ampiezza ed in frequenza, e la possibilità di lavorare nella gamma da 5 Hz a 500 kHz variando opportunamente i valori dei componenti.

**I**l Generatore RC illustrato in figura funziona secondo il principio del ponte di Wien ed è adatto per un campo di frequenza da 5 Hz sino a 500 kHz.

Lo scarto di frequenza per una variazione della tensione di esercizio di  $\pm 10\%$  è minore di  $10^{-4}$ . La costanza della frequenza rispetto alle variazioni di temperatura dipende praticamente dai condensatori e resistenze impiegate nel ponte. Con una adatta combinazione dei componenti con diversi coefficienti di temperatura può venire raggiunto uno scarto di frequenza di  $< 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ .

La costanza di frequenza di questo generatore RC è perciò migliore di quella ottenibile con generatori LC per il medesimo campo di frequenza.

Il ponte di Wien consta dei condensatori  $C_1$  e  $C_2$  e delle resistenze  $R_1$  sino  $R_4$ . La grandezza di queste resistenze e condensatori determina la frequenza di oscillazione, essa è data da  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  ove  $R \approx R_1 + R_2 \approx R_3 + R_4$  e  $C = C_1 = C_2$ ; questi valori vanno calcolati opportunamente per ottenere la frequenza desiderata.

Nella scelta dei valori è da tener conto che la resistenza complessiva  $R$  deve essere compresa fra 1,2 e 10 k $\Omega$  ed i condensatori  $C_1$  e  $C_2$  devono avere almeno una capacità di 150 pF.

La tensione di uscita del ponte è stabilizzata con un termistore tipo R51 a coefficiente termico negativo.

Il ponte di Wien realizza una controreazione di questa uscita stabilizzata sull'ingresso dell'amplificatore differenziale.

L'ampiezza della tensione di uscita ammonta a circa 6 V. A questa tensione alternata è tuttavia sovrapposta una tensione continua di max  $\pm 200$  mV.

In una eventuale realizzazione è consigliabile usare componenti di elevata precisione e transistor selezionati con  $\beta$  uguale.

## DATI TECNICI

Tensione di esercizio	$\pm 24$ V
Tensione di uscita alternata	6 V
Massima corrente di uscita	10 mA
Fattore di distorsione nel campo da 50 Hz sino a 300 kHz:	
a vuoto	$< 0,5\%$
con carico di 600 $\Omega$	$< 1\%$
Scostamento di frequenza per una variazione della tensione di alimentazione del $\pm 10\%$	$< 10^{-4}$
Variazione di ampiezza con la temperatura	$-5 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$



## RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

### STRUMENTO UNIVERSALE PER RIPARAZIONI TV A DOMICILIO

(Da « Télévision »)

La riparazione di ricevitori televisivi a domicilio del cliente è certamente possibile in un gran numero di casi: sfortunatamente, in molti altri, assai più numerosi, l'apparecchio deve invece essere inevitabilmente trasportato in laboratorio per un esame più dettagliato, che non un semplice controllo delle tensioni e delle continuità. Di conseguenza, molti tecnici saranno certamente interessati alla descrizione dell'apparecchiatura cui è riferita questo articolo apparso sul numero di Maggio 1967 della rivista francese.

In pratica, nonostante l'ingombro ed il peso ridotti, questa apparecchiatura permette un numero notevole di verifiche e di misure, che non po-

trebbero essere eseguite se non in laboratorio. Questo strumento assai complesso evita quindi un gran numero di manipolazioni e di trasporti di ricevitori al fortunato possessore. In effetti, esso costituisce infatti un piccolo laboratorio ambulante, semplice ma completo, come è possibile rilevare dal semplice esame delle sue caratteristiche generali e del relativo schema a blocchi.

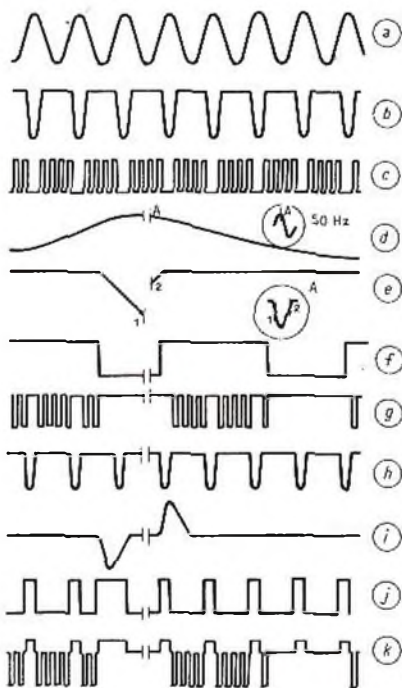
Nella nota che recensiamo, svolta con una certa ricchezza di particolari, l'apparecchiatura risulta composta da un generatore video, da un generatore che produce un segnale alla frequenza di 1 kHz, e da un generatore a frequenza modulata, commutabili tramite un commutatore facente capo ad un attenuatore. Il generatore video fornisce due tipi di segnali, e precisamente un segnale a barre ed un segnale a reticolo costituito da righe

orizzontali e da righe verticali. L'attenuatore fa capo ad un inversore di polarità avente una uscita che consiste in un segnale di modulazione. Una seconda uscita di questo invertitore fa capo ad un circuito modulatore, facente parte di un oscillatore ad Alta Frequenza variabile da 5,2 a 230 MHz.

L'apparecchiatura comprende inoltre un voltmetro elettronico ed un miscelatore, in grado di fornire ad un'unica uscita sia il segnale prodotto da un oscillatore a quarzo, sia il segnale prodotto dal generatore ad Alta Frequenza modulato attraverso l'invertitore di polarità.

Da tutto ciò è facile dedurre che l'apparecchiatura può essere considerata completa sotto molti aspetti, cosa facilmente intuibile anche dalla figura che qui riportiamo, che rappresenta le forme d'onda





di tutti i segnali che è possibile ottenere. Disponendo quindi di tale attrezzatura, che può essere racchiusa in una semplice valigia contenente anche i normali attrezzi meccanici, per estrarre l'apparecchio dal mobile, per eseguire saldature, ecc., è possibile eseguire sul posto, vale a dire a domicilio del cliente, buona parte di quelle riparazioni per le quali è normalmente necessario trasferire il televisore guasto in laboratorio.

Sebbene la prevenzione da parte della clientela sia ormai in parte superata, almeno per quanto riguarda l'asportazione del televisore, ciò comporta assai spesso delle difficoltà, sia quando il ricevitore è di grosse dimensioni, sia quan-

do il lavoro di assistenza deve essere smaltito con la maggiore rapidità possibile. Di conseguenza, è certamente auspicabile che un'apparecchiatura di questo genere possa essere prodotta su vasta scala in forma commerciale, in modo da renderla accessibile alla maggior parte dei tecnici che si occupano dell'assistenza diretta alla clientela.

### L'AMPLIFICATORE FUNZIONALE

(Circuiti ed applicazioni)

(Da « Electronics World »)

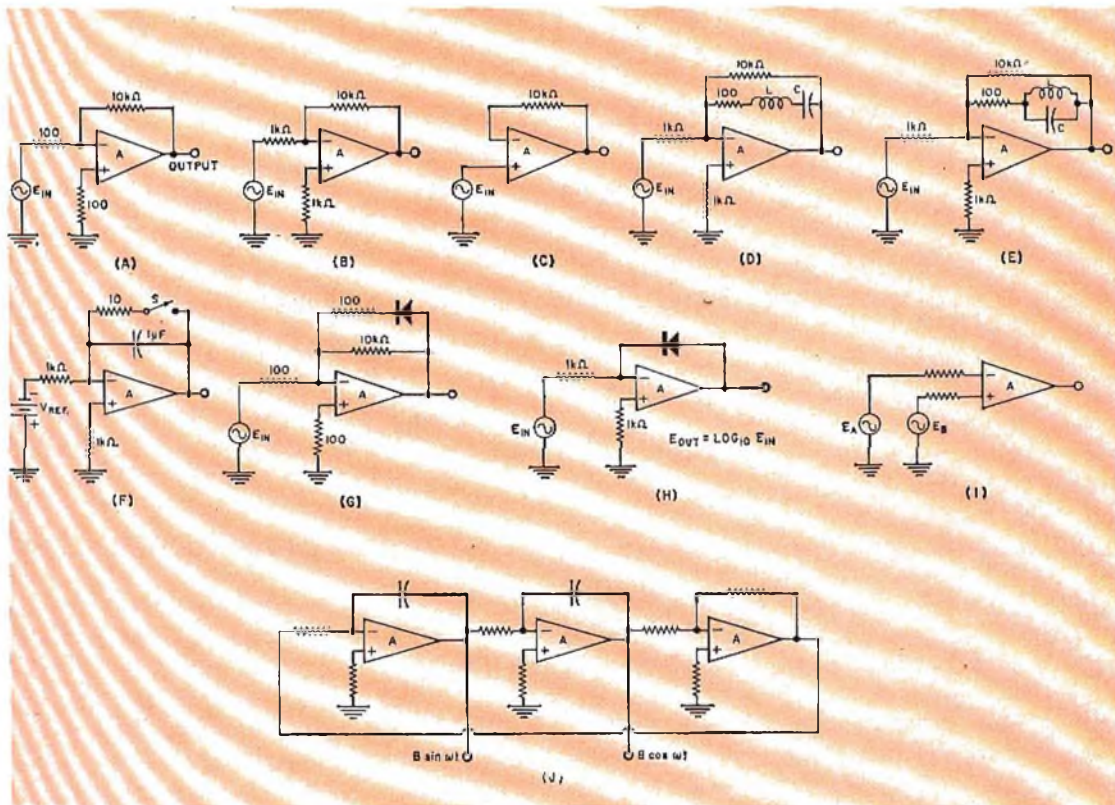
È un interessante articolo che descrive dettagliatamente le unità di amplificazione a guadagno controllabile con-

sistenti in circuiti integrati, che sono stati usati per la realizzazione di calcolatori e di circuiti per applicazioni a carattere militare.

La tecnica dei circuiti integrati è particolarmente di attualità, in quanto praticamente in ogni campo si sta cercando di farne uso allo scopo di semplificare quelli che sono i normali procedimenti sia di fabbricazione, sia di riparazione o di manutenzione di apparecchiature complesse.

I circuiti integrati sono stati prodotti fino ad ora in varie versioni, e con varie caratteristiche, agli effetti del guadagno, della relazione di polarità tra i segnali di ingresso e quelli di uscita, agli effetti del responso alla frequenza, ecc. In genere, si tratta di circuiti ad accoppiamento diretto, per cui sono teoricamente privi di qualsiasi forma di distorsione o comunque di alterazione della forma d'onda dei segnali applicati.

La figura che qui riportiamo ne illustra alcune applicazioni: in A è rappresentato l'impiego tipico di un circuito integrato ad inversione di polarità, avente un guadagno pari a 100. B rappresenta un tipo di amplificatore ad inversione di polarità, con un guadagno pari a 10. C rappresenta l'impiego di un amplificatore con guadagno unitario, avente un valore assai elevato dell'impedenza di ingresso, al confronto con il valore dell'impedenza di uscita. D rappresenta un amplificatore avente un responso alla frequenza tale da definire in mo-



do assai ripido le estremità della banda passante. E rappresenta un amplificatore a banda passante. F costituisce un esempio di impiego di un circuito integrato in un dispositivo per la produzione di segnali a dente di sega. G è la rappresentazione grafica di un dispositivo a circuito integrato consistente in un rivelatore a minime perdite. H rappresenta un amplificatore logaritmico, mentre I ed J rappresentano rispettivamente un comparatore di tensione ed un oscillatore adatto alla produzione di segnali aventi una forma d'onda sinusoidale.

Da tutto ciò appare evidente che l'impiego dei circuiti integrati può essere esteso praticamente ad ogni campo dell'elettronica, per tutte le

applicazioni che vanno dalla semplice amplificazione, a quella assai più complessa del calcolo, della discriminazione di segnali, dell'elaborazione di forme d'onda, della loro produzione, ecc.

Attualmente, le Ditte che fabbricano circuiti integrati sono soltanto le Fabbriche di componenti elettronici col più alto grado di specializzazione, e sono costituite da nomi di fama mondiale. È però da ritenersi che — col tempo — tale tecnica si evolva e si perfezioni al punto tale da mettere in condizioni anche altre fabbriche di minori proporzioni di produrre circuiti integrati che — disponibili sul mercato in forma commerciale — possano essere impiegati anche in applicazioni di natura meno professionale.

## NUOVI CIRCUITI DELLA BASE TEMPI PER GRANDI CINESCOPI A 114°

(Da « *Electronique Professionnelle* »)

La maggior parte dei televisori a transistori dell'avvenire sarà costituita da apparecchi alimentati in corrente alternata, come quelli a valvole termoioniche. Di conseguenza, secondo l'autore dell'articolo apparso sul numero di Maggio della rivista Francese, occorre dedicare ai relativi circuiti i massimi sforzi, al fine di mantenere il passo con l'inevitabile progresso della tecnica.

Uno dei settori che maggiormente presentano aspetti interessanti agli effetti dei problemi a carattere industriale che continuamente sorgono





è logico che si ottiene una notevole estensione della portata, almeno in assenza di ostacoli che possano impedire comunicazioni dirette.

L'articolo si dilunga sul fatto che esistono numerosi metodi per ottenere questa trasformazione di un radiorecettore, sebbene ne prenda in considerazione sostanzialmente uno solo, e precisamente quello mediante il quale è stata effettuata la modifica illustrata nel circuito che riportiamo.

Questa idea, per quanto originale, riteniamo possa interessare i tecnici che — in possesso di un radiorecettore tascabile a transistori del tipo a supereterodina — vogliano provare la modifica

per ottenere risultati assai simili a quelli che si ottengono normalmente con i piccoli ritrasmettitori di tipo commerciale, ed a portata ridotta.

## REALIZZAZIONE DI UN OSCILLOSCOPIO A RC

(Da « Radio/Plans »)

Sebbene l'oscilloscopio sia da considerare uno strumento professionale, la cui realizzazione è riservata alle sole fabbriche specializzate, l'Autore di questo articolo, pubblicato sul numero di agosto della rivista, presenta possibilità di realizzazione accessibili a chiunque abbia una certa pratica di elettronica.

L'oscilloscopio di cui viene consigliata la realizzazione

consiste in uno strumento semplice, che consente tuttavia la maggior parte delle prestazioni normalmente necessarie in un laboratorio di modeste proporzioni. La nota descrive le caratteristiche generali dello strumento, ne illustra lo schema elettrico, e ne chiarisce i principi, sia per quanto riguarda la sezione di alimentazione, sia per quanto riguarda gli amplificatori di deflessione ed il generatore della base dei tempi.

Vengono inoltre forniti numerosi dettagli agli effetti del cablaggio, e della messa a punto, corredati da illustrazioni assai chiare, tanto cioè da ovviare alla maggior parte delle difficoltà che si incontrano in una costruzione di questo tipo.

**L**a nota rivista « High-Fidelity » ha pubblicato sull'ultimo numero di Novembre, un rapporto di laboratorio relativo all'amplificatore stereo alta fedeltà « Eico 3070 ».

Questo apparecchio si fa apprezzare per le qualità tecniche, per l'accuratezza delle finiture, per la funzionalità d'uso.

Il circuito elettrico adotta unicamente transistor al silicio che garantiscono notoriamente un elevato rapporto segnale/disturbo e un'ottima stabilità in temperatura. Il mobile è in acciaio vinilizzato di dimensioni assai compatte; sul frontale appaiono disposti razionalmente ed elegantemente i numerosi comandi relativi al funzionamento dell'apparecchio ed alla scelta tra i vari ingressi ed uscite.

La rivista citata, che certo è sempre stata obbiettiva nei suoi giudizi, rilascia alcune definizioni che sono senz'altro assai lusinghiere:

« Tra il crescente gruppo di ultrapotenti e costosi amplificatori stereo, l'Eico 3070 Cortina occupa un posto a sè, in una classe adatta a incontrare le necessità di larghi gruppi di appassionati ».

« L'Eico 3070 funziona magnificamente. E' un amplificatore per alta fedeltà nel vero senso della parola, che va accoppiato a diffusori acustici di classe elevata ».

« La costruzione, realizzata quasi totalmente su sei pannelli smontabili, rende facile ogni operazione di controllo e manutenzione ».

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. BASSETTI - Genova

Siamo lieti che la foto copia della descrizione dell'organo elettronico, descritto succintamente a suo tempo sulla rivista, sia stata di loro gradimento.

Un altro organo elettronico avente ottime caratteristiche

è stato descritto sulla rivista LE HAUT-PARLEUR. Si tratta di un complesso completamente transistorizzato (154 transistori), con generatore e divisori a circuiti stampati.

Per evadere alle richieste del signor Rossi nelle figure 1, 2 e 3 pubblichiamo gli schemi relativi alla scatola dei tim-

bri, all'oscillatore di vibrato ed all'insieme di riverberazione previsti per questo apparecchio, e che evidentemente possono essere adatti ad altri.

Disponiamo della descrizione completa di questo complesso, in lingua francese, della quale possiamo inviare foto-

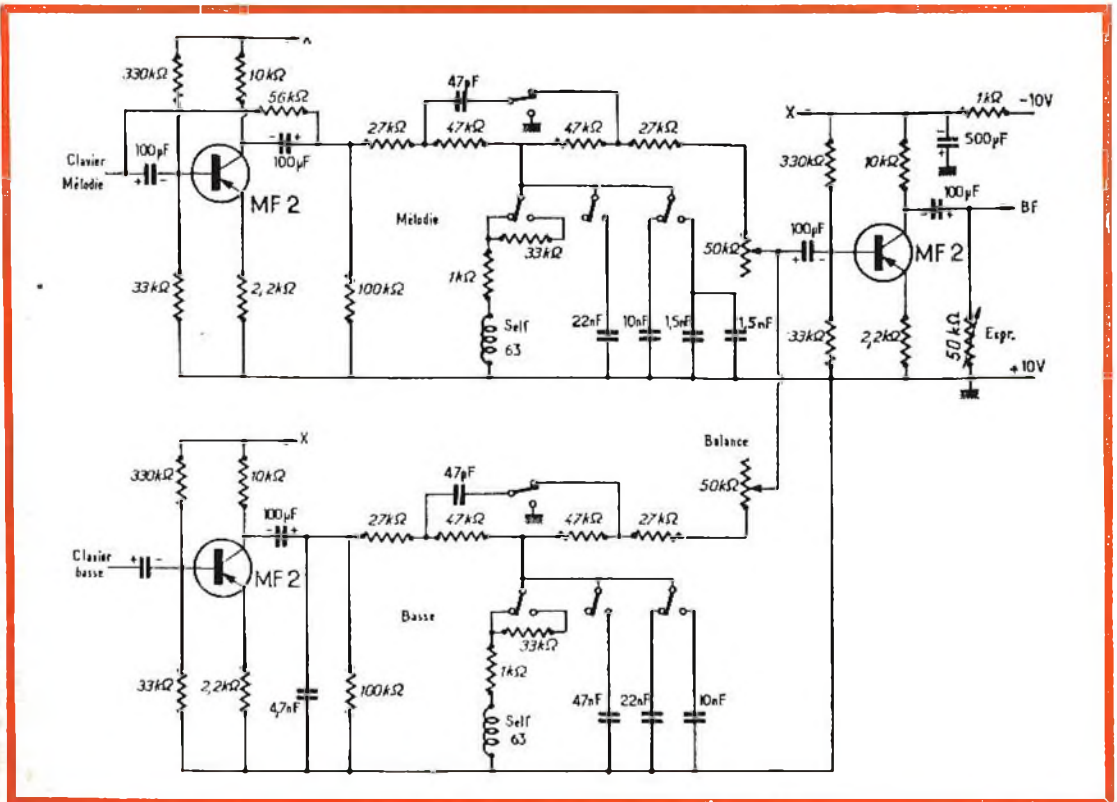
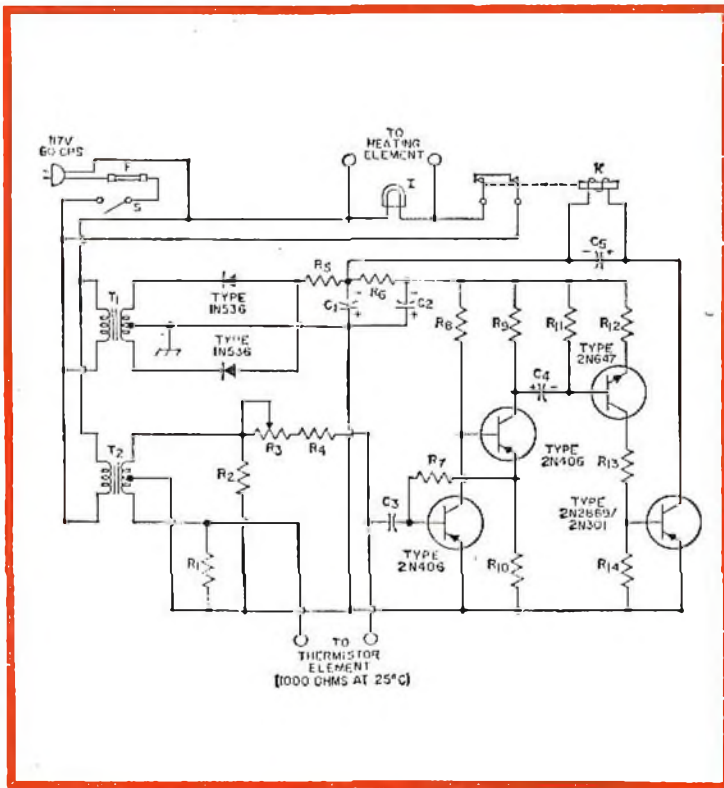


Fig. 1 - Schema della scatola dei timbri di un organo elettronico.





**Sig. ERMAS L. - Torino**  
**Amplificatore stereofonico**

Effettivamente tra lo schema dell'amplificatore stereofonico da 10 + 10 Watt pubblicato sul n. 9 della rivista e la lista dei componenti esiste qualche piccola differenza.

Per evitare errori le consigliamo di attenersi al valore dei singoli componenti indicati sullo schema elettrico. A pagina 1680 potrà rilevare esclusivamente la sigla corrispondente ai prodotti della G.B.C.

**Rag. ANSELMINI A. OFFIDA**

Attualmente non ci è assolutamente possibile fornirle lo schema elettronico e meccanico di un registratore che registri, e quindi riproduca, senza interruzione le quattro piste del nastro magnetico. Cerchi di entrare in possesso della monografia di uno dei tanti apparecchi di costruzione giapponese, od anche europea, di tipo professionale, che corrisponda alle caratteristiche che desidera per tentarne la ricostruzione.

Cornunque pensiamo che la realizzazione di un apparecchio così impegnativo non sia consigliabile, almeno a livello dilettantistico.

**Sig. PRICONE S.**

Con riferimento all'amplificatore a transistori descritto a pagina 1088 del n. 8/1964 della rivista, precisiamo che la impedenza collegata al collettore del transistor AD140, con presa centrale, deve avere un'induttanza di 500 mH, resistenza totale minore di 2 Ω, 0,5 A. Se fosse difficoltoso rintracciarla in commercio, si può usare una sola sezione di un normale trasformatore intertransistoriale, tipo push pull.

$\mu\text{F}$  carta, 200 V; C4 = 100  $\mu\text{F}$  elettrolitico, 15 V; C5 = 100  $\mu\text{F}$  elettrolitico 25 V; R1 = R2 = 3000 Ω ± 10% 1/2 W; R3 = 500 Ω resistenza regolabile, 1/2 W; R4 = 330 Ω ± 10%, 1/2 W; R5 = R12 = R14 = 47 Ω ± 10% 1/2 W; R6 = 1000 Ω ± 10% 2 W; R7 = R9 = 1000 Ω ± 10% 1/2 W; R8 = 12.000 Ω ± 10% 1/2 W; R10 = 39 Ω ± 10% 1/2 W; R11 = 10.000 Ω ± 10% 1/2 W; R13 = 680 Ω ± 10% 1/2 W;

Relè originale Potter - Brumfield PR3DY o equivalente.

T1 = trasformatore 125 V, primario, secondario 25,6 V - 0,6 A (Thordarson T 21F27 o equivalente). T2 = trasformatore 125 V primario, 6,3 V - 0,6 A secondario (Stancor P-6465 o equivalente). I = Lampada 125 V - 6 W. F = fusibile 3 A.

Nell'apparecchio originale è stata usata la tensione di alimentazione a 117 V.

**Sig. BODIGO U. - Udine**  
**TX a transistori**

In Italia sull'argomento da lei richiesto esiste ben poca letteratura tecnica essendo la maggior parte di essa dedicata ai ricevitori ed agli amplificatori. Pertanto le consigliamo i seguenti volumi in lingua francese:

Pericone - « Radiocommande pratique », prezzo 24 franchi francesi, editore Perlor Radio, 16 r Hérold Paris 1°. Dello stesso autore e della stessa casa editrice, esiste pure il volume: « Pratiques des transistors Fcs 21 ».

Un altro volume interessante è edito dalla Librairie de la Radio 101, rue Réaumur Paris 2°, si tratta di « Initiation a la télécommande » di W. Schaff il cui costo è di 15 fcs. Sull'argomento esistono anche delle pubblicazioni di lingua inglese.



Non è consigliabile la modifica di questo circuito, che è stato realizzato per fungere senza trasformatore di uscita e tanto meno la sostituzione del transistor AD140. Sulla rivista sono stati descritti numerosi altri amplificatori fra i quali ve ne è certamente qualcuno in grado di rispondere ai requisiti da lei richiesti.

sono amplificati dai transistori Tr4 e Tr5 e provocano l'illuminazione del tubo al neon N. L'alimentazione a 12 V può essere effettuata internamente, tramite 9 pile da 1,5 V od esternamente. In figura 2 è rappresentato il principio di funzionamento del complesso. Ogni qualvolta il magnete M, collocato, sul disco che è azio-

nato da un piccolo motore, passa davanti alla bobina L1, l'oscillatore Tr1, come abbiamo già precisato si sblocca. In queste condizioni un segnale ultra sonoro viene inviato verso il fondo marino tramite il trasduttore piezoelettrico. Riflesso da un ostacolo o dal fondo marino, il segnale ritorna al trasduttore e, dopo essere amplificato, ve-

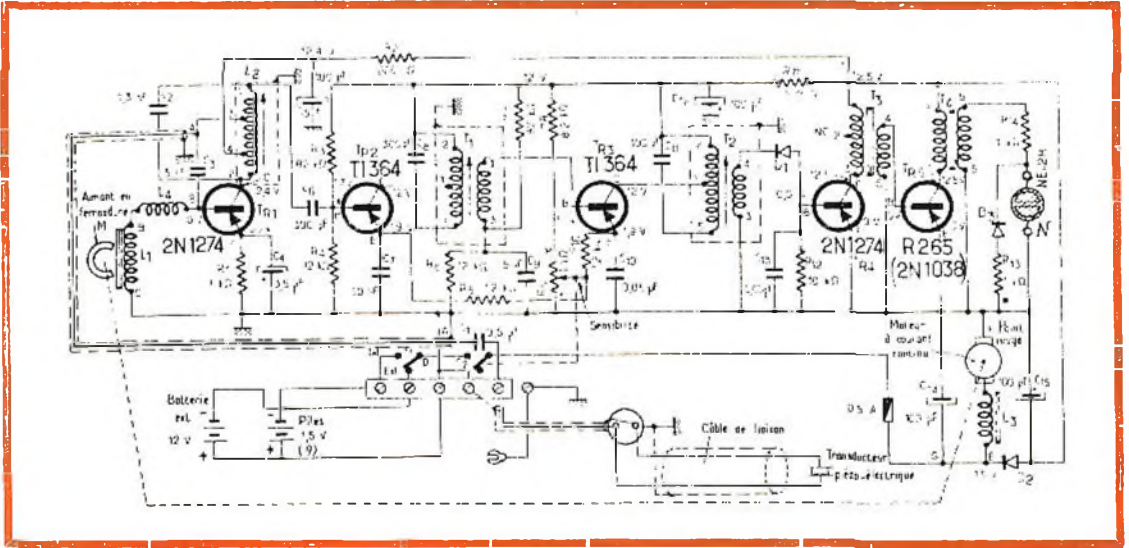


Fig. 1 - Schema di scandaglio ultrasonoro a transistori.

**Sig. FAVORITO C. - Cosenza ed altri richiedenti**

**Scandaglio ultrasonoro a transistori**

In figura 1 riportiamo lo schema relativo alla parte elettronica di un scandaglio ultrasonoro a cinque transistori. L'oscillatore ultrasonoro è costituito dal transistor Tr1. Questo stadio è periodicamente sbloccato dagli impulsi generati dal magnete M collocato dinanzi alla bobina L1. I transistori Tr1 e Tr2, unitamente ai trasformatori T1 e T2 costituiscono due stadi amplificatori accordati sulla frequenza di 200 kHz. Successivamente ai due suddetti stadi amplificatori fa seguito lo stadio rivelatore dopo di che i treni impulsivi

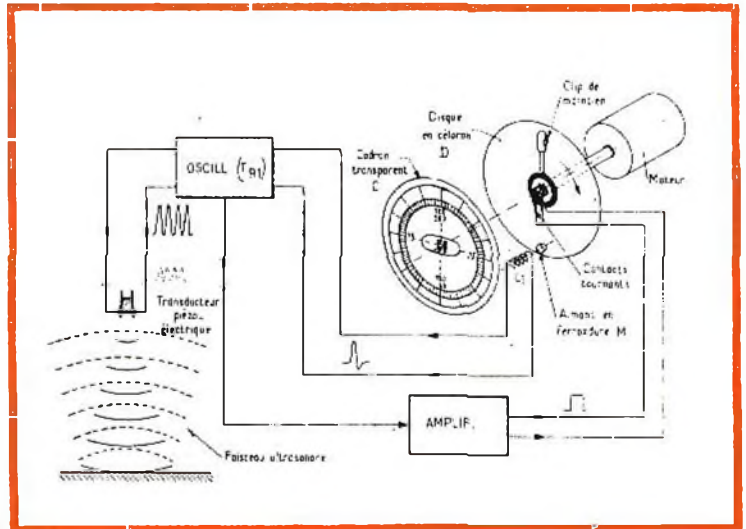


Fig. 2 - Schema di principio.

ad eccitare il tubo al neon anch'esso solidale con il disco rotante.

Questo apparecchio è adatto per l'esplorazione da 0 a 65 metri. Il trasduttore usato è del tipo a titanato di bario. La sua autonomia è di circa 50 ore per uso intermittente e 25 ore per uso continuo.

Di questo apparecchio, che è reperibile anche in Italia sotto forma di scatola di montaggio, disponiamo della descrizione in lingua francese. Possiamo inviare fotocopia dietro rimessa di lire 2.500.

**IOINO R. - Napoli**  
**Apparecchio interfonico**

Sulla rivista abbiamo pubblicato numerosi schemi di apparecchi interfonici tanto nel testo quanto nelle rubriche i «Lettori ci scrivono» e «Rassegna della stampa estera».

Nel n° 8 di quest'anno ad esempio è stata pubblicata la descrizione di un interessante interfonico a transistori il quale è fornito dalla G.B.C. anche sotto forma di scatola di montaggio con minima spesa. Si tratta di un apparecchio che può essere costruito in poche ore e che consente di ottenere risultati sicuri. Come è spiegato nell'articolo, desiderando effettuare l'installazione in una villa è sufficiente disporre di due soli altoparlanti di cui uno collocato all'ingresso e l'altro in casa.

In figura 1 comunque pubblichiamo lo schema di un altro apparecchio interfonico, nel quale sono impiegate quattro transistori AC125, AC126, AC127 e AC132, il quale può essere usato per comunicazioni tra due posti. Il commutatore, del tipo a quattro sezioni due vie, sarà collocato nell'apparecchio

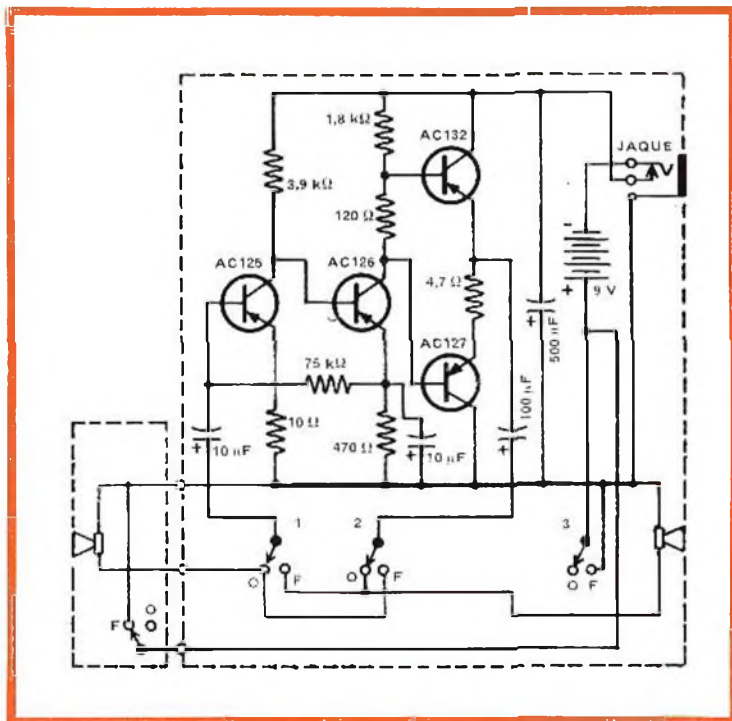


Fig. 1 - Interfono con un solo posto secondario

principale il cui contenitore avrà le dimensioni di 95 x 60 x 35 mm (fig. 2).

Per l'alimentazione è previsto l'impiego di pile a 9 V. Il jack ha il compito di consentire l'alimentazione tramite una sorgente esterna ed eventualmente può essere abolito.

I valori dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema.

**Sig. RENZETTI V. - Viterbo**  
**Riviste estere**

Come abbiamo già precisato in passato, non possiamo fornire delle copie delle riviste estere.

Per ottenere la copia della rivista che le interessa dovrà rivolgersi, tramite una libreria internazionale o tramite banca, a: WIRELESS WORLD, Iliffe Electrical Publications Ltd, Dorset House, Stamford Street LONDON SE 1. Il costo di ciascuna copia è di 3 scellini.

Qualora invece la sua richiesta si riferisce alla fotocopia di qualche articolo da noi segnalato nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO, la preghiamo farcelo sapere comunicandoci gli estremi di tale segnalazione.

In attesa di una sua risposta teniamo a disposizione la somma di L. 2.000 inviatoci in conto spese.

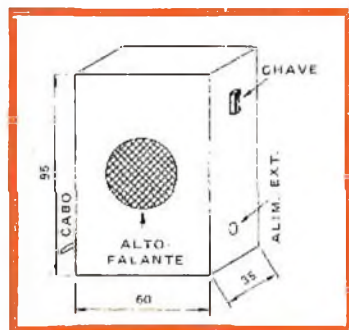


Fig. 2 - Dimensioni del contenitore dell'interfono.

*Gli apparecchi B & O riscontrano un successo di vendita in tutti i paesi per le loro qualità tecniche e il disegno di avanguardia che li distingue.*

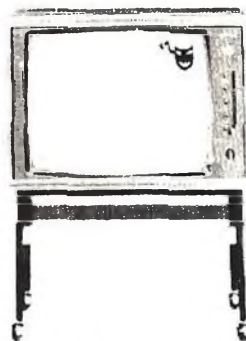
La forma pura ed elegante che ha reso rinomatissimi i mobili della Danimarca appare in modo evidente in questi televisori.

Beovision 700 - Televisore estremamente compatto con il nuovo cinescopio di 19". Date le sue modeste dimensioni può anche servire da portatile - Offre il ben noto sistema di comando televisivo automatico B & O.

Beovision 1000 K - Con cinescopio di 23" e con sistema di comando automatico - Particolarmente adatto per ricezioni a grandi distanze.



Beovision 700



Beovision 1000 K



GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO

# LA TECNICA ELETTRONICA IN GIAPPONE

Buona parte del pubblico italiano conosce solo l'aspetto più appariscente della produzione elettronica giapponese: radio a transistor, televisori portatili, registratori, ecc. In realtà la situazione è molto più avanzata di quanto comunemente si pensi. In questo servizio esamineremo i progressi compiuti nel settore professionale della televisione.

**L**a grande occasione che provocò il « boom » della televisione giapponese fu offerta dalle Olimpiadi di Tokyo nel 1964.

Se in Europa riuscimmo a vedere parecchie ore di programmi al giorno, la popolazione giapponese fu addirittura sommersa dalle trasmissioni: a tutte le ore del giorno, in ripresa diretta o con registrazioni, in bianco-nero o a colori, sempre erano in onda programmi su più canali.

Da quel momento lo sviluppo tecnico e commerciale è continuato senza alcuna pausa o rallentamento. I giapponesi hanno migliorato i sistemi di conversione da uno standard all'altro, favorendo con ciò l'uso pratico dei satelliti per comunicazioni intercontinentali; hanno ridotto le dimensioni ed accresciuto la sensibilità di telecamere, tubi da ripresa e registratori video. Con successo è stato automatizzato il sistema di duplicazione dei nastri video; addirittura è stato introdotto l'uso dei cal-

colatori elettronici nel controllo e nella preparazione dei programmi.

Buona parte di questi perfezionamenti sono stati portati avanti dai laboratori della NHK — la rete radio-televisiva nazionale che esercisce più di 900 ripetitori TV — in cui lavorano più di 400 tra tecnici e ricercatori.

Vedremo ora di esaminare qualche dettaglio delle ultime sorprendenti realizzazioni.

## Controllo delle trasmissioni

Il controllo centralizzato delle stazioni trasmittenti TV viene realizzato inserendo sul segnale degli impulsi di forma opportuna, mediante i quali un solo calcolatore può controllare in tempo reale il funzionamento di tutti i centri di produzione della NHK, e questi sono davvero parecchi.

Per esempio nel caso di interruzioni al centro di produzione una coppia di impulsi fa commutare le stazioni ripetitrici su un annuncio locale immagazzinato in un registratore; un'altra coppia di impulsi di frequenza diversa riporta la ripetitrice sul programma originale non appena questo è stato ristabilito.

Il generatore di impulsi è di tipo digitale e perciò può essere facilmente collegato ad un computer; gli impulsi vengono inseriti durante il periodo di cancellazione verticale, dove gli spazi tra i segnali di sincronizzazione sono più ampi, prevenendo così l'interferenza con gli impulsi di equalizzazione.

La forma d'onda così composta è ricevuta da ogni stazione ripetitrice, dove i circuiti di rivelazione, il cui schema a blocchi è mostrato in figura 1, provvedono a limitare il segnale e quindi ad amplificarlo. Le due diverse frequenze vengono separate e poi portate a coincidere mediante una linea di ritardo. Un circuito logico fornisce il segnale all'uscita solo se sono rispettate tutte le condizioni previste per l'inserimento della stazione locale.

### Semplificazione delle telecamere

Le telecamere a colori, specie quelle destinate ad essere impiegate in riprese di avvenimenti sportivi, sono state assai semplificate, in modo da aumentarne no-

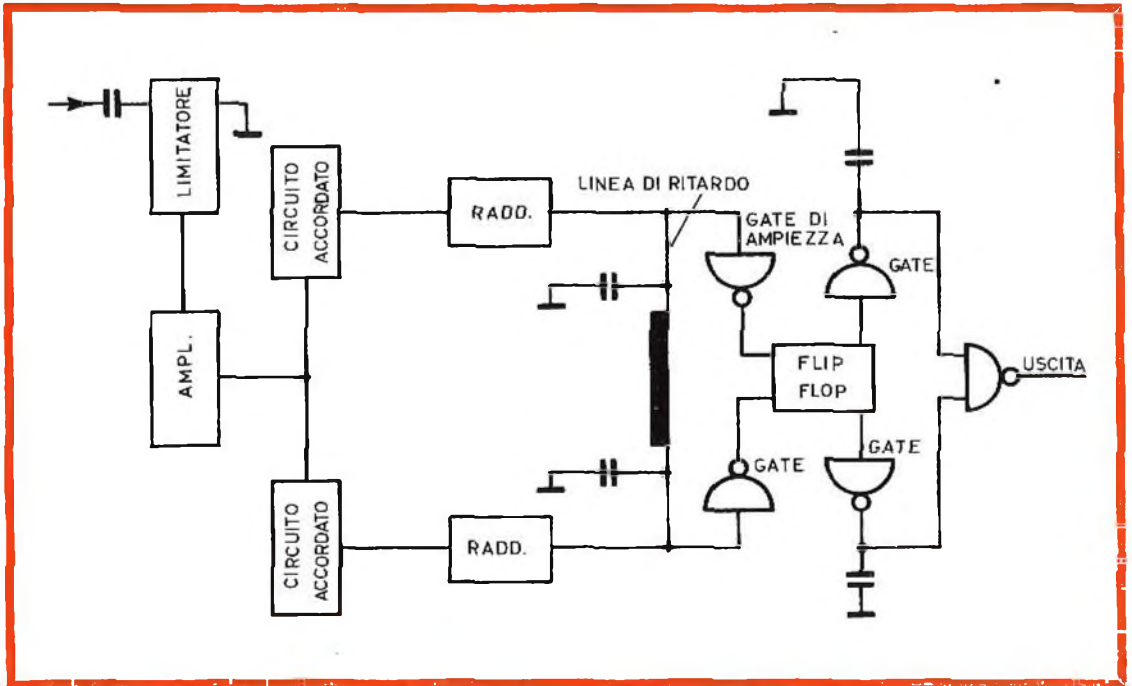


Fig. 1 - Il circuito ricevente separa i due impulsi di controllo, li ritarda e li amplifica. Il circuito logico fornisce l'uscita solo nelle condizioni opportune.

Ciascun segnale di controllo comprende due picchi di  $20 \mu s$  su due frequenze diverse; il sistema di contatori collegato al computer garantisce la massima sicurezza di funzionamento del dispositivo generatore.

tevolmente le possibilità di movimenti rapidi.

Per esempio i tecnici della NHK hanno sviluppato telecamere a luminanza separata, contenenti solo due tubi da ripresa

image-orthicon invece degli abituali tre o quattro. Il più recente di questi modelli pesa solo 75 chili, cioè quasi la metà dei tipi convenzionali.

Il processo a luminanza separata comincia poco dopo l'ingresso del sistema ottico: uno specchio semitrasparente invia parte del segnale luminoso, proveniente dal soggetto ripreso, attraverso il tubo di luminanza. La risoluzione ed il rapporto del segnale di luminanza, che porta la maggior parte dell'informazione in bianco-nero, sono quasi uguali a quelli di una telecamera monocromatica. La rimanente parte dell'informazione ottica viene inviata al filtro a strisce di colore nero, verde, blu e rosso (figura 2), e da qui al tubo di crominanza, che è un image-orthicon con uno speciale target all'ossido di magnesio. Si forma quindi una sequenza di impulsi in colore; il segnale nero fornito dal filtro serve praticamente a comandare il sincronismo dei « gates » per la selezione dei segnali di colore. Introducendo opportuni ritardi e formature nella sequenza si ottiene il segnale di crominanza di tipo convenzionale.

È in fase di studio una telecamera di tipo ancora più perfezionato, dove il filtro a strisce viene sostituito da un sistema di specchi dicroici; la sensibilità ottica dovrebbe essere maggiore, in quanto gli specchi dicroici dovrebbero riflettere selettivamente le informazioni di colore non desiderato, le quali invece vengono in parte assorbite dal filtro.

### Nuovi tubi da ripresa

Parallelamente alla elaborazione di nuove telecamere, vengono studiati tubi da ripresa più piccoli con target e fotocatodi di migliore qualità. Così sono stati realizzati tubi da ripresa image-orthicon da 2 pollici che, grazie alla maggiore sensibilità, possono compiere efficacemente il lavoro dei tubi da tre pollici. Inoltre i miglioramenti nei circuiti elettrici associati hanno permesso di ridurre notevolmente le operazioni di manutenzione e taratura; notevole è anche la riduzione ottenuta nel tempo di riscaldamento della telecamera.

Nella maggior parte degli image-orthicon in circolazione il target è di vetro e,

nonostante l'uso di materiali speciali, presenta l'inconveniente di una sensibile deriva delle caratteristiche con il passare del tempo. Per esempio diminuisce la risoluzione e si restringe la gamma delle possibili temperature di lavoro.

I nuovi target in ossido di magnesio non presentano questi problemi: il meccanismo di conduzione è elettronico, anziché ionico come in quelli di vetro, cosicché il deterioramento è inferiore; inoltre risultano alquanto migliori la sensibilità relativa e la risoluzione; sfortunatamente il film di ossido di magnesio deve essere molto sottile e di conseguenza la struttura risulta assai fragile e può risentire delle vibrazioni contro il supporto a rete

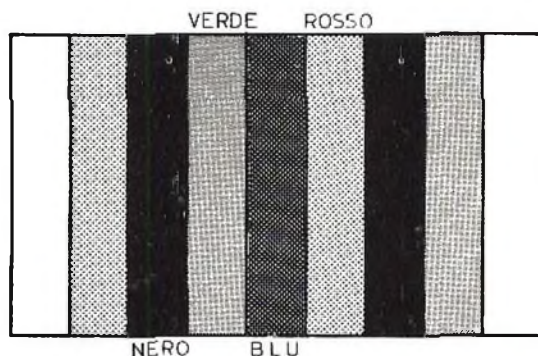


Fig. 2 - Il filtro a strisce di colore fornisce ad un solo image-orthicon i tre colori, più il segnale nero di riferimento.

e abbassare quindi il rapporto segnale-disturbo.

Il problema è stato risolto dai tecnici giapponesi rinforzando la struttura meccanica con l'inserimento nel film di una certa quantità di ossidi di alluminio. Essendo meno sensibili alle vibrazioni, questi ultimi tipi di target possono essere collocati più vicino alla rete collettore, di conseguenza risulta aumentato il rapporto segnale-disturbo.

La sensibilità degli image-orthicon viene aumentata di due o tre volte rispetto

ai tipi convenzionali all'argento-bismuto con fotocatodi di multi alcali. Chimicamente essi consistono di sodio, potassio e antimonio, con una minima quantità di cesio. Come valori medi la sensibilità del-

attualità il problema della conversione degli standard mantenendo una elevata qualità di immagine. Per esempio un segnale proveniente dall'Europa continentale, a 625 linee-50 quadri, deve essere convertito, per essere trasmesso in USA o in Giappone, a 525 linee-60 quadri.

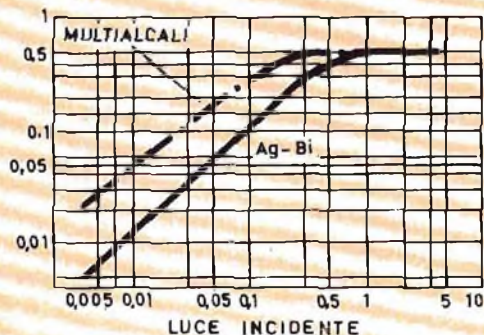


Fig. 3 - La sensibilità dell'immagine-orthicon con fotocatodo di multi alcali e target all'ossido di magnesio è alquanto superiore a quella dei tipi convenzionali all'argento-bismuto.

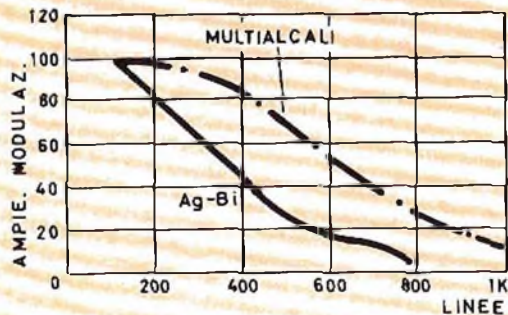


Fig. 4 - Anche la risoluzione aumenta considerevolmente.

l'argento bismuto è  $50 \mu\text{A}$  per lumen, mentre nei multi alcali raggiunge e supera i  $150 \mu\text{A}$  per lumen (vedi figure 3 e 4). Ciò permette di avere un'ottima ampiezza di modulazione.

### Nuovi traslatori video

La novità della televisione intercontinentale diretta ha reso maggiormente di

Il sistema convenzionale prevede semplicemente la ripresa dell'immagine ricevuta con una telecamera che lavora con il nuovo standard; ma come la fotografia di una fotografia l'immagine perde notevolmente di qualità.

In Giappone è stato sviluppato un sistema capace di fornire migliori risultati, basato essenzialmente sull'eliminazione delle linee in eccesso e sull'introduzione dei quadri mancanti, derivandoli da quelli presenti nel segnale in arrivo.

Lo schema a blocchi del circuito convertitore di standard è mostrato in figura 5.

Il sistema elimina una linea ogni sei tra quelle in arrivo (fino a cancellarne 100); mediante un sistema di compensatori e convertitori contenenti elementi di ritardo, le linee rimanenti vengono raggruppate. Con il che la durata di ogni singolo quadro viene all'incirca ridotta ad  $1/60$  di secondo; allora viene ripetuto un quadro ogni cinque per riempire gli intervalli.

A questo punto, dati i tagli e le compressioni effettuate, l'immagine risulta poco uniforme. È grazie ad un circuito compensatore di luminosità che viene variata opportunamente l'intensità del segnale nei quadri ripetuti, in modo da ottenere nuovamente una immagine di buona qualità. Questo circuito compensatore è forse la parte più nuova dell'intera realizzazione; grazie ad un sistema di linee di ritardo e memorie esso riesce a confrontare la luminosità di diversi quadri successivi, e a introdurre le necessarie correzioni di livello. I risultati ottenuti, come definizione, stabilità e luminosità, sono nettamente migliori di quelli realizzabili con la conversione convenzionale.

### Correzione delle distorsioni d'immagine

I registratori video, se non sono proprio di qualità eccellente, possono introdurre distorsioni nel segnale; per esempio variazioni nella sincronizzazione.

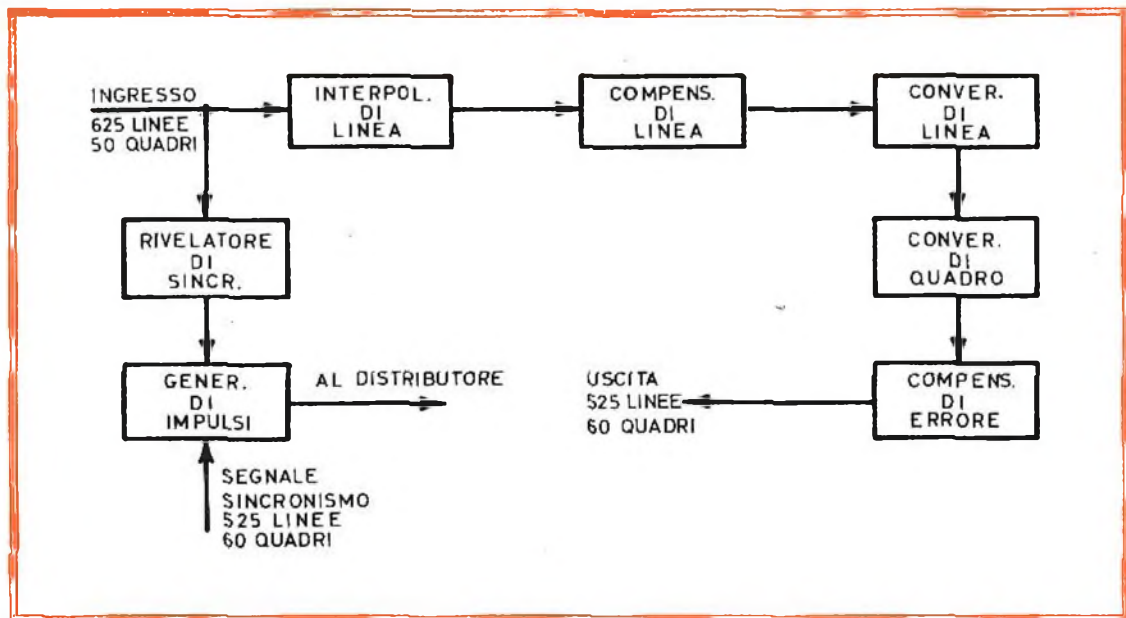


Fig. 5 - Schema a blocchi del circuito convertitore di standard.

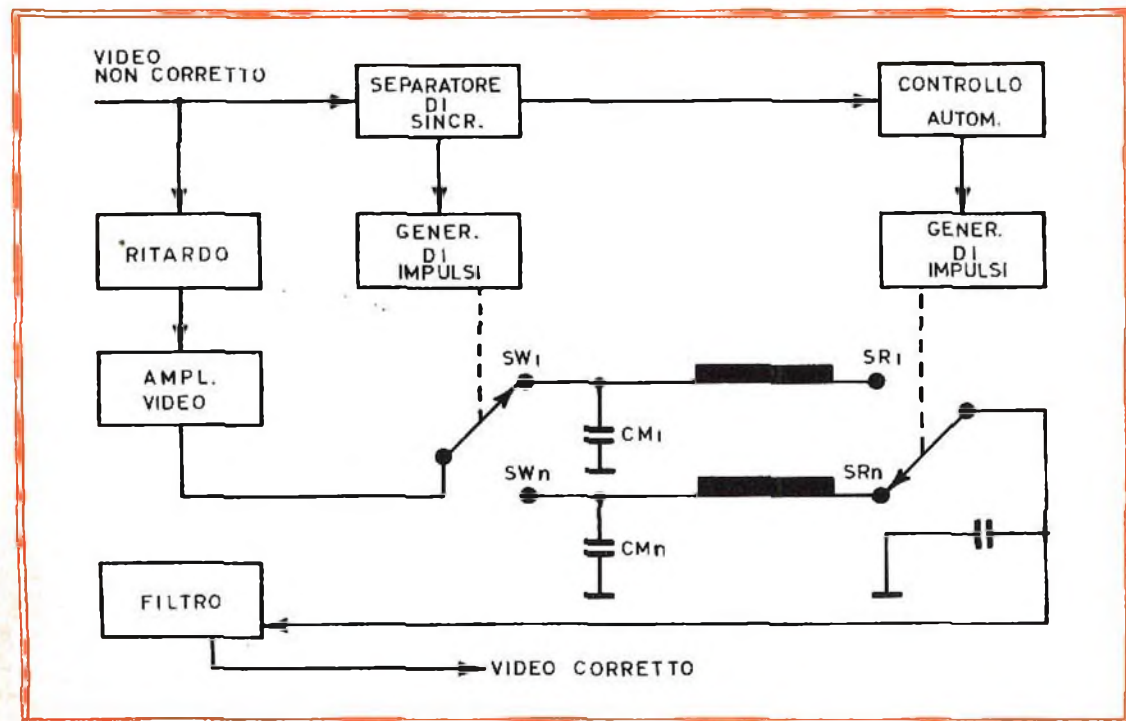


Fig. 6 - Il circuito a memoria capacitiva permette di correggere la distorsione nelle registrazioni video.



Poiché i registratori di qualità eccellenti hanno tuttora un costo assai elevato, è nato il problema di ovviare all'inconveniente con altri mezzi. I tecnici della NHK stanno perciò sviluppando un sistema a memoria capacitiva in grado di correggere la base dei tempi, e quindi permetterà di usare registratori video più semplici. Il procedimento consiste praticamente nel dividere ogni linea orizzontale in segnali discreti i quali, dopo essere stati introdotti in memoria, possono essere riassemblati in maniera sequenziale con correzioni fino al 10% nel tempo base. In particolare ciascuna linea video viene divisa in elementi di 0,08 microsecondi. Intanto il segnale di sincronismo comanda un generatore di impulsi, che ad intervalli di 0,08  $\mu$ s comandano l'apertura degli interruttori di scrittura SW della memoria capacitiva (vedi fig. 6). Nel circuito di controllo automatico viene effettuata la media ponderata sui segnali di sincronizzazione, che provvede il corretto tempo di apertura degli interruttori di lettura SR.

Con questo i segnali memorizzati vengono sequenzialmente trasferiti all'uscita e attraverso un apposito filtro convertiti nuovamente nel segnale video corretto. Il sistema completo degli interruttori può essere visualizzato in forma matriciale, adatto quindi ad essere comandato da un calcolatore.

Poiché il periodo di sincronizzazione è di 63,5  $\mu$ s, ed il massimo ritardo ottenibile è di 6,4  $\mu$ s, si possono correggere errori di circa 1/10 di linea, il che è molto più di quanto sia ottenibile con i correttori incorporati nei registratori; inoltre le memorie capacitive rispondono a brusche variazioni nel « timing » più rapidamente di quanto non facciano le linee di ritardo nei registratori.

Nelle prove pratiche effettuate il segnale corretto mostra solo un leggero rumore causato da sbilanciamento nel ponte a diodi usato come interruttore. L'ampiezza di banda del sistema è paragonabile a quella del segnale video originale, ossia circa 4,5 MHz. L'impianto costa una cifra

abbastanza rilevante, che tuttavia può essere conveniente se un centro di produzione usa più registratori video. Tra l'altro il sistema risolve anche i problemi dei registratori con incisione elicoidale; infatti con la correzione della sincronizzazione vengono resi possibili la duplicazione dei nastri e gli scambi dei nastri da un registratore all'altro, che altrimenti sono molto difficili.

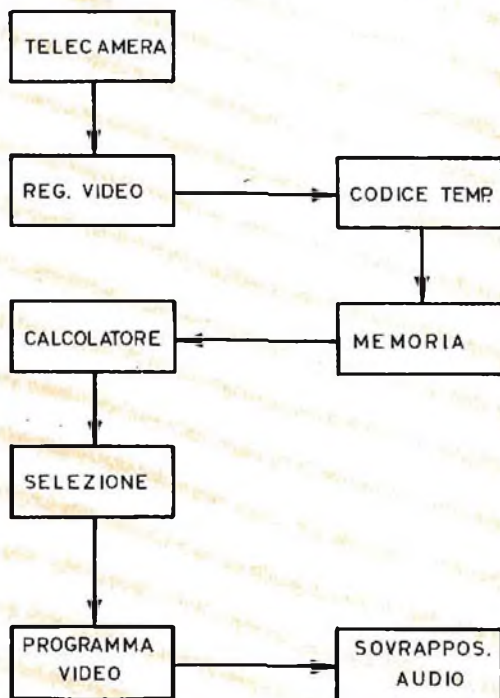


Fig. 7 - La preparazione dei programmi pre-registrati viene effettuata automaticamente con un sistema a calcolatore elettronico, che comanda la selezione, la duplicazione e la sincronizzazione audio di ogni nastro.

### Calcolatori nella preparazione dei programmi

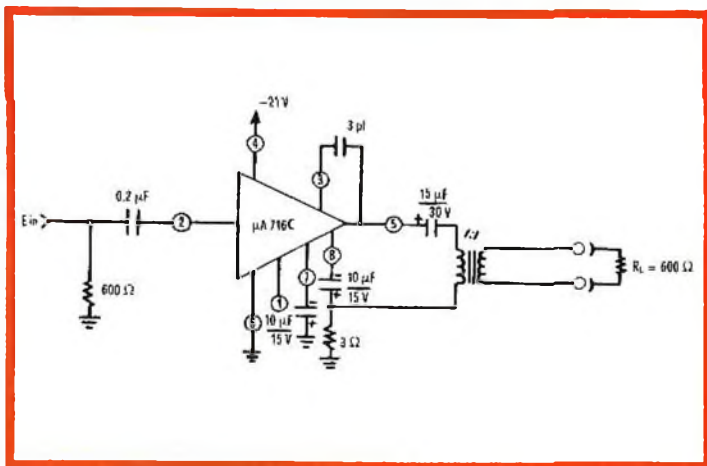
Nei centri di produzione della TV giapponese vengono utilizzati sistemi di pre-

parazione dei programmi estremamente sofisticati, basati sulla completa pre-registrazione. Le singole scene vengono in precedenza registrate su nastro e numerate con un codice temporale in minuti, secondi e addirittura quadri. Una memoria di 200.000 bit è sufficiente per contenere le informazioni relative ad una ventina di ore di programma. Il regista può selezionare facilmente i vari spezzoni di nastro, con il grande vantaggio in questo di non dover ricorrere all'aiuto di tecnici specializzati. Infatti il sistema effettua automa-

ticamente la registrazione sul nastro di programma di tutte le scene scelte, e sempre automaticamente viene effettuata la sovrapposizione e la sincronizzazione della parte audio. L'uso del calcolatore elimina in questo caso qualsiasi difficoltà di montaggio.

Poiché vengono usati per questo lavoro registratori a incisione trasversale, l'edizione risulta assai meno costosa del sistema a incisione elicoidale. La figura 7 mostra lo schema a blocchi del sistema.

**L**a SGS annuncia un nuovo microcircuito lineare: il  $\mu A716C$ . Questo dispositivo, il primo nel suo genere che sia mai stato lanciato sul mercato da un costruttore europeo, presenta una combinazione di caratteristiche tale da renderlo adatto all'impiego come amplificatore di canale in un sistema telefonico, e di utile applicazione anche nel settore degli amplificatori audio, nei servosistemi, negli amplificatori di tipo universale, nei sistemi di telecomunicazione sia a terra che a bordo di aeromobili, nella strumentazione e nelle macchine didattiche.



Il  $\mu A716C$  è un amplificatore monolitico di media potenza a guadagno semilisso, per medie correnti di uscita, a bassa distorsione, con ottima stabilità di guadagno ed ampia larghezza di banda (fino a 5 MHz).

Il progettista può selezionare guadagni in tensione di 10, 20, 100 o 200 realizzando semplicemente dei collegamenti con i relativi piedini del dispositivo.

Il valore tipico della stabilità del guadagno nei confronti della temperatura è  $\pm 0,02$  dB tra 0 e 70 °C.

Una tra le proprietà più interessanti del  $\mu A716C$  concerne la dinamica in tensione che ha un valore minimo di 10 V picco con un carico di 150  $\Omega$  (15 V picco picco con carichi di 5000  $\Omega$  ed oltre); ciò consente al dispositivo di pilotare direttamente altoparlanti.

Negli impieghi come amplificatore di tipo normale per amplificazioni audio, risulta particolarmente significativa la caratteristica che dà una distorsione armonica dello 0,01 % con un guadagno di 100.

Un'altra delle proprietà più caratteristiche del dispositivo è che, avendo una resistenza d'uscita del valore tipico di 1  $\Omega$ , la tensione d'uscita non dipende dal carico.

La corrente d'uscita di 100 mA di picco inoltre consente il pilotaggio diretto di stadi di uscita di 5 A. Il dispositivo è previsto per una sola alimentazione con tensione da 18 a 24 V.

# Hi-Fi Stereo



## DATI TECNICI

Potenza: 9 + 9 W di picco

Distorsione: < 0,5%

Risposta: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB

Impedenza: 8 Ω

Bassi: 20 dB

Alti: 20 dB

Sensibilità ingressi: piezo: 250 mV su 1 MΩ  
aux : 250 mV su 47 kΩ

Comandi: Bilanciamento - Alti - Bassi - Volume - Acceso -  
Spento - Mono - Stereo - Fono - Aux.

Uscita: per registratore

Alimentazione: universale

Dimensioni: 300 x 90 x 160 mm

L'amplificatore che la G.B.C. Italiana vi presenta è il risultato di speciali studi atti ad offrire agli amatori della musica, il diletto di un ascolto raffinato nella propria casa.

Nulla è stato trascurato nella realizzazione di questo apparecchio: i materiali sono di prim'ordine e di moderna concezione, l'assieme è stato eseguito secondo i dettami delle più recenti tecniche ed il mobile dalla linea elegante e sobria ha ridottissime dimensioni.

Ciò premesso, possiamo concludere che la gamma dell'alta fedeltà si è arricchita oggi di un nuovo elemento di qualità.



**Amplificatore Hi-Fi Stereo G.B.C. Z/800**

# GENERATORE DI IMPULSI A DENTE DI SEGA

Viene descritto un circuito generatore di tipo molto moderno, impiegante un tetrodo al silicio BRY 20. Con esso si ottengono impulsi a dente di sega, di cui possono essere regolate l'ampiezza, la ripidità e la frequenza di ripetizione.

**I**l generatore a denti di sega secondo lo schema di fig. 1 viene pilotato dalla carica e scarica di un condensatore tramite un tiristore. Dato che si tratta per quest'ultimo di un componente relativamente nuovo, devono essere, prima della descrizione dello schema, brevemente esposte le proprietà del tiristore tipo BRY 20 usato. (A questo proposito rimandiamo i lettori all'articolo pubblicato sul numero 9/1967).

Esso è un componente che consta di 4 strati semiconduttori con la sequenza di polarità PNPN. La zona estrema P è l'anodo, la zona estrema N è denominata catodo. Frammezzo giacciono due specie di griglie o elettrodi di comando, dove l'elettrodo vicino al catodo viene designato  $G_K$  e quello vicino all'anodo denominato  $G_A$ . Per il comando del

tyristore BRY 20 è prevalentemente impiegato l'elettrodo  $G_K$ .

È molto importante il fatto che questo tipo di tiristore con questo elettrodo di comando può essere non solo innescato ma anche disinnescato. Pertanto il tiristore BRY 20 si differenzia sostanzialmente dai conosciuti diodi a quattro strati e anche decisamente dalle valvole Tiratron, con cui i tiristori hanno in comune per il resto molte caratteristiche.

Con un impulso di corrente di polarità positiva all'elettrodo  $G_K$  viene messo in conduzione il tratto Catodo-Anodo. Esso rimane commutato sino a che o la tensione di alimentazione è tolta, o per lo meno diminuita sino a che risulti inferiore ad un determinato valore di minima corrente, così detta corrente di mantenimento, o sino a che un impulso negativo giunge all'elettrodo  $G_K$ .

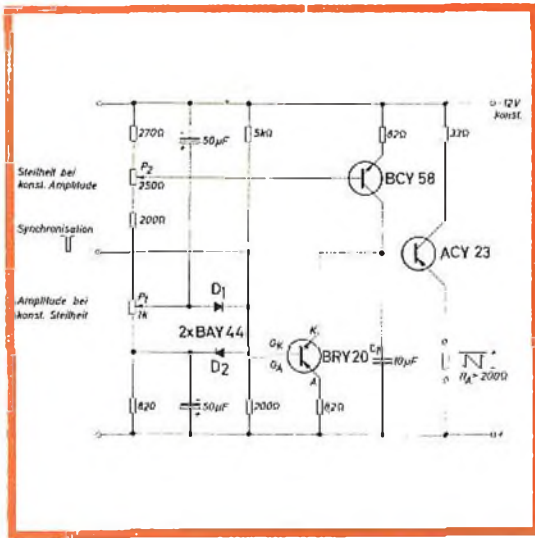


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di impulsi a dente di sega descritto nell'articolo.

Per lo spegnimento del tiristore BRY20 è necessaria all'elettrodo di comando una energia maggiore che per l'inserzione, poiché il cosiddetto guadagno in corrente di disinnescio è molto minore dal cosiddetto guadagno di corrente di azionamento. L'elettrodo  $G_A$  deve essere collegato al potenziale positivo per sopprimere eventuali effetti disturbanti.

Nello schema di fig. 1 alla inserzione della tensione di alimentazione viene caricato il condensatore  $C_1$  tramite il transistor BCY 58. La corrente di carica, e con ciò la rapidità di salita dell'impulso a dente di sega così ottenuto, viene regolata col potenziometro P2. Il condensatore  $C_1$  viene caricato sin tanto che la sua tensione ha raggiunto circa la grandezza che col potenziometro P1 è stata prefissata all'elettrodo  $G_K$  del tiristore BRY 20.

Appena ciò si è manifestato, il tiristore innesca ed il condensatore  $C_1$  si scarica attraverso la resistenza di protezione di  $8,2 \Omega$ . Il potenziale al catodo del tiristore tende quindi verso valori positivi.

Non appena la tensione presente, attraverso il diodo D2, all'elettrodo  $G_K$  risulta negativa rispetto al potenziale del catodo, la griglia  $G_K$  riceve l'impulso negativo necessario al disinnescio del tiristore.

La scarica del condensatore è con ciò terminata e comincia un nuovo processo di carica.

Poichè con il potenziometro P1 viene regolata la tensione che determina il tempo di carica del condensatore, viene pure comandata l'ampiezza del dente di sega. La ripidità del fianco del dente di sega viene determinata, come già accennato, col potenziometro P2 attraverso la corrente di carica del condensatore.

Mediante un condensatore di carica di  $50 \mu F$  vengono dati all'elettrodo di comando impulsi di inserzione su una sufficiente bassa resistenza.

Con ciò si raggiungono punti di inserzione molto stabili.

Nell'attuale schema l'ampiezza del segnale di uscita può venire regolata col potenziometro P1 da 4 a circa 8 V, mentre col potenziometro P2 la ripidità del dente varia da 0,4 sino a  $0,8 V/ms$ .

All'uscita dell'amplificatore è inserito per disaccoppiamento uno stadio amplificatore.

Con impulsi positivi all'elettrodo  $G_K$  è possibile una sincronizzazione del generatore a denti di sega.

#### Dati tecnici

Tensione di esercizio	12 V costanti
Corrente di esercizio	ca. 55 mA
Resistenza di carico	$> 200 \Omega$
Segnale di uscita	$4 \div 8 V$
Ampiezza del segnale	$0,4 \div 0,8 V/ms$

(Estratto da « Halbleiter Schaltbeispiele 1967 » della Siemens A.G.)

# considerazioni termiche nel progetto di montaggi elettronici

Scopo di questo articolo è di affrontare nei suoi aspetti generali il progetto dei montaggi elettronici con particolare riguardo ai problemi di trasferimento del calore prodotto dai vari componenti adoperati.

Per questo vengono considerate le caratteristiche generali, cioè dimensioni, massa e forma dei componenti che producono calore, nonché le caratteristiche ambientali in cui sono chiamati ad operare.

**I**l progettista costruttore dell'apparecchiatura elettronica può scegliere tra due metodi: o realizzare un montaggio che tenga conto solamente delle esigenze di ingombro e peso dell'apparecchiatura, la quale essendo raffreddata in modo rudimentale comporterà ovviamente una minore durata dei componenti impiegati, oppure quando peso, ingombro e temperatura siano egualmente importanti, il progettista dovrà attuare delle soluzioni di raffreddamento più efficienti.

Il punto 7, più avanti riportato, è interessante a motivo del suo esteso campo di applicazione. I progettisti sanno bene quale importanza abbia la forza di contatto tra due superfici dal punto di vista del trasferimento del calore e quindi del raffreddamento. Naturalmente, se la pressione di contatto, è insufficiente invece

di un raffreddamento si avrà un surriscaldamento delle parti: ciò avviene quando la pressione di contatto è inferiore a 1.000 libbre per pollice quadrato. Viceversa una pressione superiore alle 10.000 libbre per pollice quadrato è superflua perché il miglior raffreddamento che si potrebbe ottenere è superato dalla quantità di energia in gioco per mantenere la pressione di contatto.

## USO DI MATERIALI INCAPSULANTI

L'impiego sempre più esteso di materiali incapsulanti e impregnanti nelle apparecchiature elettroniche per aumentare la loro resistenza agli urti ed alle vibrazioni ha posto le basi per nuove soluzioni costruttive. Tra i progressi ottenuti vanno ricordati i sempre più grandi progressi del-

la miniaturizzazione e l'uso di quei componenti che in precedenza non avrebbero potuto essere adoperati a causa della loro eccessiva sensibilità all'umidità ed agli aggressivi chimici. Gli incapsulanti ed impregnanti aumentano però le difficoltà di raffreddamento a causa della bassa conduttività termica delle resine impregnanti adoperate. Una soluzione a questo problema è in parte rappresentata dal punto 13 ove si consiglia l'impiego di sostanze di carica per le resine allo scopo di aumentarne la loro conduttività termica.

Occorre ancora ricordare che parte considerevole dell'energia calorifica generata dalle apparecchiature elettroniche è prevalentemente contenuta nella parte infrarossa dello spettro sotto forma di energia radiante. Per questo motivo è bene che il corpo che produce calore sia sempre « in vista » della superficie raffreddante. Un'altra considerazione utile da seguire consiste nel verniciare tutte quelle superfici che emettono calore allorchè la loro temperatura non sia però superiore ai 200°C.

#### **PUNTI DA RICORDARE PER IL RAFFREDDAMENTO DELLE APPARECCHIATURE ELETTRONICHE**

1) Il calore si propaga per convezione, irradiazione e conduzione. Nelle apparecchiature avio tutte e queste tre forme di raffreddamento possono essere adeguatamente sfruttate, mentre nelle apparecchiature spaziali conviene sfruttare la conduzione e l'irraggiamento.

2) In genere conviene provvedere al raffreddamento individuale dei singoli componenti che producono calore in modo da poter usufruire di altri sistemi di raffreddamento nel caso uno dei tanti venga meno.

3) Il funzionamento di un componente a temperatura leggermente superiore a quella nominale di esercizio comporta un lento peggioramento delle caratteristiche del componente anzichè un guasto improvviso.

4) Un sistema di raffreddamento assai usato nelle apparecchiature spaziali consiste nello sfruttare il raffreddamento che si ottiene dal passaggio del calore attraverso corpi solidi.

5) La resistenza termica di uno spessore d'aria di 1/1000 di pollice equivale a quella di uno spessore di 4,5 pollici di alluminio.

6) Gli artifici più importanti per conseguire un elevato grado di raffreddamento consistono nell'impiegare dimensioni brevi, sezioni di materiale termoconduttore elevate, materiali ad alta conduttività termica e un minimo numero di traferri o separazioni d'aria.

7) Occorre ricordare che in presenza di qualsiasi traferro o separazione d'aria ci si trova in presenza di una elevata resistenza termica che può essere in parte ridotta sfruttando adeguate pressioni di contatto e superfici di contatto sufficientemente lisce.

8) Occorre ricordare che una pressione di contatto insufficiente o la presenza di parti a contatto non sufficientemente piatte e parallele tra loro può ridurre l'entità del raffreddamento anche del 95%.

9) Si sta attualmente studiando l'effetto della pressione di contatto nei riguardi dell'efficacia di raffreddamento. Se la pressione di contatto è tale che un materiale si approssima al proprio punto di fusione, allora il materiale in oggetto aderirà molto meglio riempiendo di sé gli interstizi e assicurando così una migliore efficacia di contatto e raffreddamento. In ogni caso, come anzidetto, una pressione inferiore alle 1.000 libbre per pollice quadrato è insufficiente a garantire un raffreddamento sufficiente, mentre una pressione superiore alle 10.000 libbre per pollice quadrato non migliora apprezzabilmente il grado di raffreddamento. Sempre per pressioni troppo basse si dimostra che la temperatura delle superfici in contatto aumenta esponenzialmente al diminuire della pressione.

10) Le tecniche di progettazione più avanzate prevedono di sfruttare l'insieme dell'apparecchiatura come una unità che ad un tempo è autoraffreddante, ed in grado di resistere ad urti e vibrazioni.

11) Da un punto di vista teorico, nel caso di apparecchiature spaziali, si può usare la struttura portante di un satellite artificiale come elemento di raffreddamento per l'apparecchiatura elettronica.

12) Le resine epossidiche e poliuretatiche sono le più usate come materiali impregnanti per montaggi elettronici, poiché esse hanno una bassa conduttività termica e vengono quasi sempre adoperate come semplici isolanti. Tuttavia se, unitamente ad esse, si usano piccole quantità di polveri di carica e sezioni di contatto abbastanza ampie, si possono usare queste resine anche per moderati impieghi di raffreddamento.

13) La conduttività termica di un materiale impregnante aumenta considerevolmente se esso viene caricato con polveri ed ossidi finemente granulati e suddivisi o quando esso viene caricato con nitruri di elementi metallici.

14) Sui circuiti che impiegano elementi forti produttori di calore, quali diodi o transistori di potenza, conviene omettere l'incapsulazione e impregnazione e montare invece direttamente il semiconduttore sul corpo portante dell'apparecchiatura.

15) Nelle maggior parti delle apparecchiature raffreddate con circolazione di aria forzata è difficile prevedere teoricamente l'efficacia del raffreddamento nei vari punti. In questi casi è bene prevedere localmente l'efficacia di un raffreddamento più convenzionale basato sulla conduzione e l'irraggiamento.

16) Il raffreddamento per convezione naturale perde di efficacia con la rarefazione dell'aria. Il raffreddamento di un cir-

cuito impregnato dipende invece in grande misura dalla conduzione e dalla irradiazione. Quando il raffreddamento per convezione sia invece fondamentale occorre ricordare che la conduttività termica dell'aria non varia apprezzabilmente per pressioni superiori a 0,01 pollice di mercurio o per quote inferiori ai 200.000 piedi.

17) L'energia termica prodotta nelle apparecchiature elettroniche è dislocata prevalentemente nella parte infrarossa dello spettro; le superfici nere opache o granulate hanno la capacità di assorbire gran parte di questa radiazione e di rifletterla assai poco.

18) La radiazione infrarossa si propaga essenzialmente in linea retta. Pertanto, se essa deve venire assorbita, occorre ricordare che l'elemento o la superficie assorbente-raffreddante deve « vedere » il componente irradiante.

19) La capacità di assorbire l'infrarosso aumenta con la temperatura nei materiali elettricamente conduttori e viceversa negli altri.

20) La riflettività all'infrarosso diminuisce all'aumentare della temperatura nei materiali elettricamente conduttori e viceversa negli altri.

21) Qualsiasi vernice, indipendentemente dal colore, migliora il raffreddamento di una superficie quando la temperatura di questa è inferiore ai 200°C.

**U**na società americana, la Cubic Corporation, nota per avere realizzato numerose apparecchiature elettroniche per usi militari e spaziali, ha recentemente realizzato un contatore di voti elettorali. Il progetto è stato basato su una indagine condotta da esperti elettorali del Dipartimento di stato degli Stati Uniti. Oltre alla necessità di poter fare affidamento su una assoluta precisione, si è preferito far ricorso a una macchina che contasse i risultati delle votazioni direttamente sulla scheda elettorale, che potesse venire spostata con facilità da un posto all'altro e che avesse un ingombro limitato, in modo da poter essere facilmente conservata in deposito durante i lunghi periodi di inattività.

Tutti questi problemi di sicurezza e di dimensioni, sono stati risolti con l'uso dei circuiti integrati, con i quali inoltre è stato raggiunto un risparmio di oltre il 20 % nel costo di costruzione. Il modello attuale, denominato Votronics impiega 1500 circuiti integrati Motorola, è adatto per schede elettorali di dimensioni fino a 46 cm, contenenti fino a 299 posizioni di voto. Dopo numerose e severe prove di collaudo, il contatore ha garantito un funzionamento pienamente soddisfacente.



# AMPLIFICATORE PER SEGNALI CONTINUI CON CHOPPER A TRANSISTOR

Il problema di misurare tensioni continue di valore molto piccolo è sempre difficile da risolvere. Questo circuito realizza brillantemente la conversione del segnale da continuo in alternato mediante un Chopper, e la susseguente amplificazione fino ad un livello, dell'ordine di volt, facilmente misurabile.

**L**a sensibilità di ingresso degli amplificatori di corrente continua a transistor viene limitata essenzialmente dallo spostamento dei parametri dei transistor in dipendenza alla temperatura, mentre gli amplificatori di corrente alternata possono venire costruiti con maggiore sensibilità, poiché in questi essa è limitata solo dal fattore di rumore del transistor.

Per questo motivo, prima di essere amplificato il segnale di corrente continua viene, con l'aiuto di un convertitore di misura, denominato anche Chopper, trasformato in un eguale segnale in corrente alternata.

Lo schema a fig. 1 mostra un tale dispositivo.

Il Chopper costituito dal transistor T5 viene comandato da un multivibratore astabile (transistor T1 e T2) tramite uno stadio di amplificazione, costituito dal transistor T3. Quest'ultimo ha il compito di elevare la ripidità del fianco di salita degli impulsi rettangolari forniti dal multivibratore.

La corrente di comando per il transistor T5 del Chopper viene mantenuta costante con l'aiuto del transistor T4.

Il transistor Chopper funziona in esercizio inverso poiché i transistor in questo modo presentano una minore tensione residua. La corrente di base tenuta costante verrà scelta molto alta, essa ammonta a  $300 \mu\text{A}$  con una corrente di collettore solo di circa  $5 \mu\text{A}$ ; tale corrente è determinata dal segnale di ingresso di  $100$  sino a  $500 \mu\text{V}$  e dalla resistenza di ingresso di circa  $100 \Omega$ .

Poiché anche nel funzionamento inverso e con questa forte saturazione, la tensione residua del transistor ha ancora un valore di  $500 \mu\text{V}$  questa dovrà venire compensata mediante una particolare disposizione del circuito. Ciò si ottiene con l'aiuto della caduta di tensione alla resistenza R1. La compensazione di temperatura avviene a mezzo di una combinazione di resistenza e termistore. (Termistore K11, Resistenza R2).

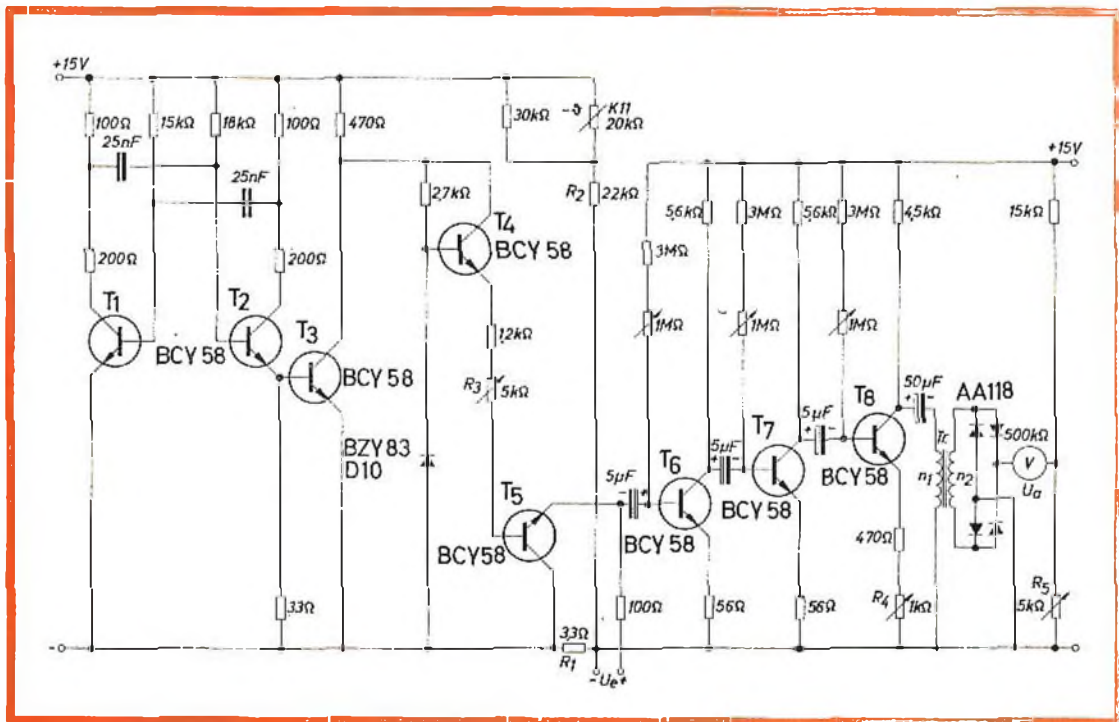


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito.

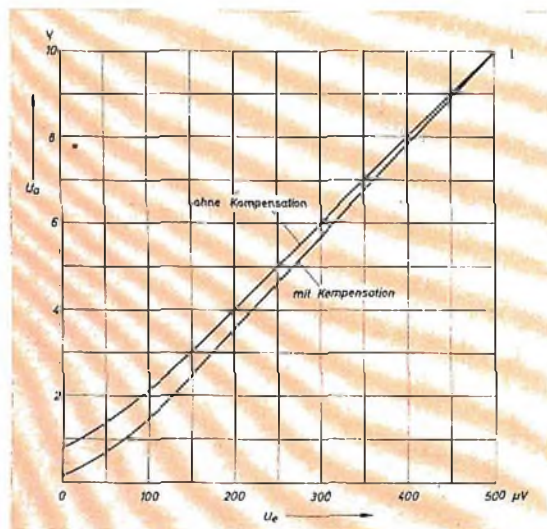


Fig. 2 - Relazione tra segnale di entrata e segnale di uscita. La curva superiore è relativa al funzionamento senza compensazione antidisturbo; la curva inferiore comprende la compensazione.

La frequenza di comando del Chopper ammonta a 5 kHz. Questa frequenza non deve essere scelta troppo alta poiché altrimenti alla inserzione del transistor Chopper si formano impulsi di disturbo che si sovrappongono al segnale utile.

La tensione alternata fornita dal Chopper viene amplificata in un amplificatore a corrente alternata a 3 stadi. Infine il segnale viene raddrizzato e applicato ad uno strumento di misura ad elevata resistenza ohmica. Per contenere al minimo possibile l'influenza dei diodi raddrizzatori sulla grandezza del segnale di uscita, il segnale di uscita viene trasmesso tramite un trasformatore.

Il guadagno dell'amplificatore a corrente alternata viene regolato dal potenziometro R4.

Applicando una tensione di taratura all'ingresso si può determinare a piacere una desiderata deviazione dello strumento di misura.





### 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 o 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:  $20 \pm 20.000 \text{ Hz} \pm 1,5 \text{ dB}$ ; sensibilità pick-up magnetico: 4 mV; sensibilità altri ingressi: 250 nV; distorsione armonica: 0,2%; rapporto segnale/disturbo: 60 dB; controllo di tono:  $\pm 17 \text{ dB}$  a 50 Hz,  $\pm 14 \text{ dB}$  a 10 kHz; impedenza: 4  $\Omega$ ; alimentazione:  $110 \pm 220 \text{ V}$ ; 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  $\Omega$ ; gamma di sintonia:  $87 \pm 108 \text{ MHz}$ ; risposta di frequenza:  $20 \pm 15.000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$ ; distorsione armonica: 0,4%; rapporto segnale/disturbo: 75 dB; sensibilità: 1,5  $\mu\text{V}$ ; separazione decoder: 40 dB; livello d'uscita: 1 V; alimentazione:  $110 \pm 240 \text{ V} - 50 \text{ Hz}$ ; dimensioni: 470 x 96 x 250.



Novita' della **HELLESENS** **734 ALL STEEL**

*Durata in stock di 3-4 anni*

con

**CAPSULA DOPPIA IN ACCIAIO E LAMINATO DI BITUMENE**

**ORA I NUOVI 734 ALL STEEL DELLA HELLESENS HANNO**

- la capsula in acciaio «azzurro strator»
- chiusura ermetica
- stabilità di forma garantita
- garanzia doppia contro ogni rottura
- capacità insuperabile
- durata in stock di 3-4 anni

