

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

4



ARGENTINA
AUSTRALIA
AUSTRIA
BELGIO
BRABILE
CANADA
CILE
DANIMARCA
EGITTO
ETIOPIA

Paese 125
Bh. 12.18
Bo. 24.80
Fr. 5g. 48
Cro. 1.200
\$ Can. 1.20
Esc. 1.35
Kr. D. 6.65
Leg. 0/420
\$ Et. 2.33

FRANCIA
GERMANIA
GIAPPONE
INDONESIA
ISRAELE
JUGOSLAVIA
LIBIA
MALTA
NORVEGIA
OLANDA

Fr. Fr. 4.20
D. M. 4.85
Ven. 348.00
Bh. 6.10
L. I. 3.30
Din. 725
L. Lib. 0/345
Bh. 6.10
Kr. N. 6.90
Fol. 3.50

PARAGUAY
PERU
PORTOGALLO
SPAGNA
SUD - AFRICA
SVIZZERA
TURCHIA
URUGUAY
U.S.A.
VENEZUELA

Quar. 120
Sol. 42.85
Esc. 27.66
Pts. 57.70
R. 0.80
Fr. S. 4.15
L. T. 8.70
Pesos 10.45
\$ 1.60
Bo. 6.00

Aprile / Maggio 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE * FIVRE



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
Piloti di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termoioniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

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



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

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

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE!!!

- VOLTS C.C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
- VOLTS C.A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volte CA
- AMP. C.C.:** 5 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A. OHMS:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- 6 portate:** Ω 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per lettura da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms)
- 1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
- 4 portate:** da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad
- 2 portate:** 0 - 500 e 0 - 5000 Hz
- 6 portate:** 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- 5 portate:** da -10 dB a + 62 dB.

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

I principali sono:

- Amperometro a sonda modello «Amperisonda»** per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
- Probe transistori e prova diodi modello «Transstest - Ga2 I.C.E.»**
- Sonda supplementari** per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
- Voltmetro a Transistori** di altissima sensibilità.
- Sonda a pontale** per prova temperatura: da -30 a +200°C.
- Trasformatore mod. 616** per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 15 A - 25 A - 100 A C.A.
- Puntale mod. 18** per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.
- Luminoso** per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)
CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 85)
Pannello superiore interamente in CRISTAL
antiriflesso: IL TESTER PIU' ROBUSTO. PIU' ESATTO. PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovvraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta! Strumento antirullo con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico intragrabile. Circuito elettrico con speciale transistor per la prevenzione degli errori dovuti agli errori di taratura. Il TESTER SENZA COMUNITARI e quindi eliminazione di guasti meccanici di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI PRESTAZIONI, IL TESTER PER I RADIO-TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

Puntale per alte tensioni Mod. 18 - I.C.E. =

Questo puntale serve per elevare le portate dei nostri TESTER 680 e 680E a 25000 Volte C.C.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo prezzo netto è di Lire 3.300 franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 - I.C.E. =

Per misura amperometrica in Corrente Alternata. Da adoperarsi unitamente al TESTER 680 in serie al circuito da esaminare.

5 MISURE (ESQUEVILI):
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.
Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.
Prezzo netto Lire 3.500 franco ns. stabilimento.

Amperometro a sonda Amperisond

PER MISURE SU CONDUTTORI NUDI O ISOLATI FINO AL GIUNTO TROD di mm 36 O SU BARRE FI-NO a mm 61x22

MINIMO PESO: SOLO 280 GRAMMI ANTIRULLO

5 PORTATE TUTTE CON PRECISIONE SUPERIORE AL 0,5%

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

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da stabilire!!
Questa pinza amperometrica va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μ A - 100 millivolta.
* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.
Prezzo netto Lire 2.500 e oltre L. 3.000 franco ns. stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mn TRANSTEST 662 ICE

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST che unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare contrariamente alla maggior parte del Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: Icb0 (Ico) - Icb0 (Ieo) - Icb0 (Ieo) - Icb0 (Ieo) - Vc: sat - Vbe - hFE (β) per i TRANSTESTOR e Vc - Ir per i DIODI.

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

PREZZO NETTO L. 3.300
Franco ns./stabilimento, completo di puntali, di pile e manuale d'istruzioni.
Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.



INSUPERABILE

IL PIU' PRECISO!
IL PIU' COMPLETO!

PREZZO eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori
LIRE 10.500!!
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna omaggio del relativo astuccio!!!
Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 6.900 franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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


SIEMENS

in ogni campo
dell'elettronica
valvole speciali
siemens



tubi ad onde progressive
oscillatori ad onde regressive
klystrons reflex
triodi e tetrodi planari
tubi trasmettenti e generatori AF
valvole raddrizzatrici per alta tensione
thyratrons
valvole speciali amplificatrici
e per telecomunicazioni
valvole stabilizzatrici

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

N. 4 - Aprile 1967

S O M M A R I O**IN COPERTINA:**

Monoscopia della TV a colori		Miscelatore mono e stereo	689
Televisione		La scrivania dello zio	692
sperimentale a colori - IV parte	595	Sintonizzatore UHF a transistor	695
Amplificatore audio intercarrier	607	Giradischi - Mangiadischi Irradiette	699
Misure e controlli sull'unità		Dispositivo di controllo	
premontata PMB/A	611	delle bobine in circuito	705
Le cuffie alta fedeltà	619	Nomogrammi per i riparatori	709
Misura della potenza musicale		Un aggiornamento sui dispositivi	
degli amplificatori B.F.	627	fotosensibili	719
Alimentatori c.a. a transistor	633	Temporizzatore 10-300 s	729
Sonda cercaguasti	639	Il punto sui transistori nell'HI-FI	731
Indicatore di radioattività	641	Sintonizzatore FM-Miraphon MST/3	735
Posometro automatico - I parte	645	Principi di funzionamento	
Un nuovo amplificatore		e di calcolo dei convertitori a	
differenziale operativo AVS-C2	651	transistor - IV parte	743
Corso di televisione a colori -		Lampeggiatore HIGH - KIT - UK 45	751
III parte	656	Metronomo elettronico	
Cicloidi per la misura		HIGH - KIT - UK 35	755
della frequenza	677	Servizio radio TV	759
Localizzazione dei guasti		Rassegna delle riviste estere	767
nei televisori	683	I lettori ci scrivono	773

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

Direzione, Redazione, Ufficio
Pubblicità: V.le Matteotti, 66 -
Cinisello Balsamo - Milano -
Tel. n. 92.89.391 - Ammini-
strazione: Piazza Castello n. 22
- Milano - Autoriz. alla Pubbl.
Tribunale di Milano n. 4261
dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M.

S. Donato Milanese - Con-
cessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Este-
ro: SODIP - Via Zuretti, 25
- Telefono 6884251 - Milano
- Prezzo della Rivista L. 400,
numero arretrato L. 800 - Ab-
bonamento annuo L. 4.000, per

l'Estero L. 5.500. I versa-
menti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
- Viale Matteotti, 66 - Ci-
nisello Balsamo - Milano.
C/C Postale 3/40678. Per i
cambi d'indirizzo, allegare alla
comunicazione l'importo di
L. 200, anche in francobolli.



Dalla nuova fabbrica i Nastri Magnetici BASF in una nuova forma di presentazione e in un arricchito assortimento

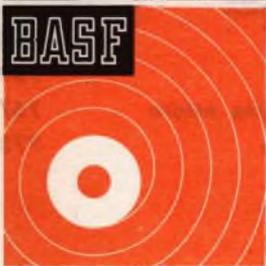
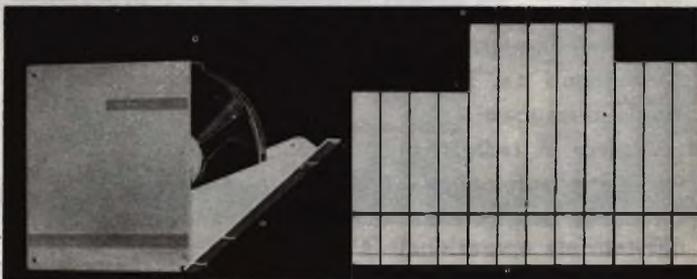


Confezione in singola Custodia in plastica anti-urto:

- pratica ed elegante, mezzo ideale per una ordinata ed esteticamente pregevole archiviazione dei nastri
- a chiusura ermetica, tale da assicurare la assoluta preservazione dei nastri dalla polvere

Confezione in Custodia in plastica trasparente:

- pratica
- economica
- polivalente, nel senso che può convenientemente essere utilizzata anche per "completare" le **Cassette-Archivio** a tre scomparti poste in vendita corredate di un solo nastro



il marchio che

- contraddistingue il **nastro magnetico di qualità**
- non fa sciupare tempo e denaro attraverso risultati scadenti, rotture od altri inconvenienti
- è **garanzia** di elevate prestazioni e di possibilità di impiego praticamente illimitate

I NASTRI MAGNETICI «BASF»

rispondono ad ogni anche particolare esigenza e sono **adatti per tutti indistintamente i tipi di Magnetofono**

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein
S.A.S.E.A. - Milano - Reparto nastri magnetici - Via M. Bandello 6.- Tel. 483.341/4

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI

**Amplificatore di cromaticità
Demodulatori
Sincronizzazione del colore
Killer del colore**

Parte IV

Viene illustrato il funzionamento di tutti quegli stadi che caratterizzano un televisore a colori. Tali stadi sono l'amplificatore di cromaticità, i demodulatori sincroni, gli amplificatori-differenza di colore, i circuiti per il mantenimento del livello base della tensione di polarizzazione delle griglie controllo, la sincronizzazione del colore ed infine il « killer » del colore.

In questo articolo ci occuperemo dei circuiti di cromaticità con particolare riguardo

- 1) all'amplificatore del segnale di cromaticità
- 2) agli stadi demodulatori del segnale-differenza di colore (B-Y) e (R-Y)
- 3) agli amplificatori dei segnali-differenza di colore demodulati
- 4) ai circuiti « clamp »
- 5) ai circuiti che forniscono impulsi ausiliari
- 6) agli stadi per la sincronizzazione del colore
- 7) allo stadio del killer del colore.

3.7. CIRCUITI DI CROMINANZA

3.7.1. L'amplificatore del segnale di cromaticità

In condizione di massimo contrasto, il segnale di cromaticità di una serie di barre colorate sature ammonta a circa $1 V_{pp}$ alla griglia controllo della valvola V13F. Varie cause possono far variare questo valore. Queste sono: la regolazione della sintonia fine, oppure una imperfetta taratura della curva di risposta dell'amplificatore R.F. o F.I. (curva con « tilt »). Per un pieno pilotaggio del cinescopio a maschera, i demodulatori richiedono un segnale di cromaticità di circa $15 V_{p.p.}$ Un guadagno di 14 volte sarebbe quindi sufficiente ma è meglio poter disporre di una certa riserva. L'impedenza di uscita dell'am-

plificatore dovrà essere bassa ($< 500 \Omega$). Ciò allo scopo di ridurre la transmodulazione (crosstalk) attraverso la comune impedenza d'ingresso dei due demodulatori.

L'amplificatore di crominanza sarà quindi formato da uno stadio amplificatore a pentodo e all'uscita avrà uno stadio « cathode follower ». La valvola impiegata è la decal PCF 201. Il guadagno della sezione pentodica è circa 50 volte. La sezione triodica introduce una perdita del 25% per cui il guadagno netto rimane 35 volte.

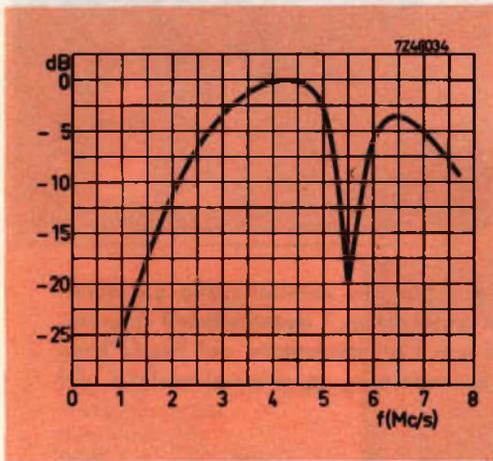


Fig. 24 - Curva di risposta dell'amplificatore di crominanza. Il segnale d'ingresso viene applicato alla giunzione di R_{55} e L_{22} . Il segnale di uscita viene misurato agli estremi di L_{30} .

Per l'accordo vengono impiegate bobine senza nucleo. Solo la trappola del suono (L_{28}) inserita nel circuito del catodo dell'amplificatore viene accordata mediante un nucleo. La banda passante dell'amplificatore, misurata tra il punto caldo dell'impedenza di carico del rivelatore e l'uscita, si può vedere nella fig. 24.

3.7.2. I DEMODULATORI

Per ottenere i segnali differenza di colore (R-Y) e (B-Y) vengono impiegati demodulatori « bilanciati » a diodo. Questo tipo

di demodulatore ha il vantaggio di avere una buona linearità, sempre che la tensione di riferimento prodotta dall'oscillatore locale abbia un'ampiezza superiore a quella del segnale che deve essere demodulato. Le tensioni bilanciate di riferimento applicate a questi demodulatori si elidono all'uscita dei medesimi, e di conseguenza il filtraggio della sottoportante, prima che il segnale venga applicato agli amplificatori-differenza di colore risulta considerevolmente semplificato. Un altro vantaggio offerto dal demodulatore bilanciato è quello di fornire un segnale di uscita « bilanciato » intorno allo zero. Conseguenza: l'accoppiamento con il successivo amplificatore-differenza di colore può essere del tipo a corrente continua (accoppiamento in c.c.).

Quest'ultima particolarità permette di assicurare un buon funzionamento degli amplificatori-differenza di colore, dell'amplificatore del burst e dei circuiti « clamps ».

Per impedire l'irradiazione di armoniche, i diodi demodulatori (4 x AA119) vengono posti entro uno schermo metallico insieme ai circuiti accordati che forniscono le tensioni di riferimento.

L'accoppiamento tra il primario (L_{38}) ed il secondario (L_{39}) è capacitativo (33 pF). Il circuito accordato del primario (4,43 MHz) è accoppiato molto strettamente all'anodo della valvola oscillatrice mediante l'avvolgimento (L_{37}) posto sul lato alto del primario. La tensione di riferimento è $2 \times 22 V_{pp}$ su ciascun demodulatore.

3.7.3 AMPLIFICATORI DIFFERENZA DI COLORE (fig. 27)

Larghezza di banda richiesta

La larghezza di banda richiesta all'uscita di questi amplificatori, è la seguente: per il segnale (R-Y) è dell'ordine di 1 MHz mentre per il segnale (B-Y) è più stretta, circa 700 kHz. Questa differenza è dovuta al fatto che il segnale (R-Y) contiene il 96% del segnale I che, com'è noto, è un segnale

a banda larga e solo il 62 % del segnale Q che invece è a banda più stretta.

La situazione nei riguardi del segnale (B-Y) è la seguente: 170 % del segnale Q e 110 % del segnale I. Il contributo relativo del segnale I a banda larga è maggiore per il segnale (R-Y), e di conseguenza la qualità dell'immagine risulterà migliorata aumentando proporzionalmente la larghezza di banda del relativo amplificatore.

Nel caso del segnale (B-Y) il contributo del segnale I non è altrettanto apparente anche se questo segnale è sempre presente. Viceversa è il segnale Q che porta il maggior contributo e che, come è noto, possiede una stretta larghezza di banda. A causa della trasmissione del segnale I con banda laterale parzialmente soppressa, potrebbero verificarsi interferenze (cross-talk), nel canale del segnale Q, delle frequenze del segnale I superiori a 0,5 MHz. Tali frequenze potrebbero produrre, nel caso di transistori di colore, « errori » di colore nel segnale Q, e di conseguenza sul segnale (B-Y). Pertanto, riducendo leggermente la larghezza di banda dell'amplificatore (B-Y) tali « errori » diventeranno meno appariscenti ed il risultato complessivo sarà in generale soddisfacente.

Il contributo della componente I nei riguardi del segnale (G-Y) è ancora più ridotto per cui anche questo amplificatore potrà lavorare con una larghezza di banda che si estenderà da 0,5 a 0,7 MHz.

Tensione di uscita richiesta

Le tensioni di uscita di questi amplificatori debbono essere « adattate » alla tensione del segnale di luminanza applicato al catodo del cinescopio.

Se per determinare le ampiezze massime dei segnali richiesti si usa un segnale con barre di colore saturo, allora partendo da un segnale di luminanza (Y) con valore di 95 V, il segnale (B-Y) dovrà avere un valore di circa 205 V_{pp}, il segnale (R-Y) dovrà avere un valore di circa 160 V_{pp} ed infine il segnale (G-Y), un valore di circa 95 V_{pp}.

In pratica, però, raramente capita di dover riprodurre barre di colore saturo di elevata brillantezza, e perciò sarà sufficiente che l'amplificatore (B-Y) sia in grado di fornire un segnale di uscita di 145 V_{pp} con una buona linearità.

Valvole richieste

La capacità complessiva sugli anodi degli amplificatori differenza di colore è formata da:

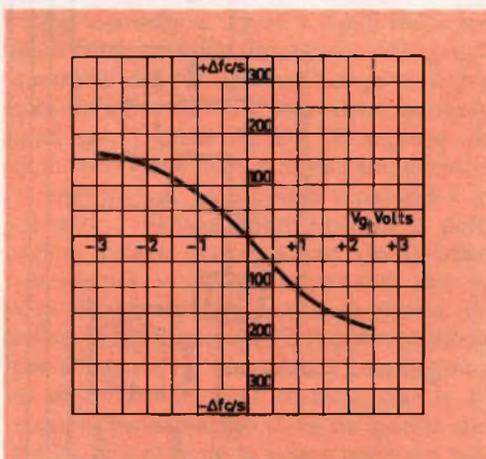


Fig. 25 - Curva caratteristica di controllo della frequenza dell'oscillatore della portante rigenerata pilotato dalla valvola a reattanza.

- | | |
|--|--------|
| a) capacità anodica | 3,5 pF |
| b) capacità dei diodi « clamp » | 5,5 pF |
| c) capacità della griglia controllo del cinescopio | 7 pF |
| d) capacità di cablaggio | 10 pF |
| | 27 pF |

Ciò richiede che l'impedenza di carico dell'amplificatore (R-Y) con larghezza di banda di 1 MHz, abbia il valore di 9 kΩ. Tale valore viene calcolato tenendo conto della presenza di una bobinetta di compensazione in parallelo e di un condensa-

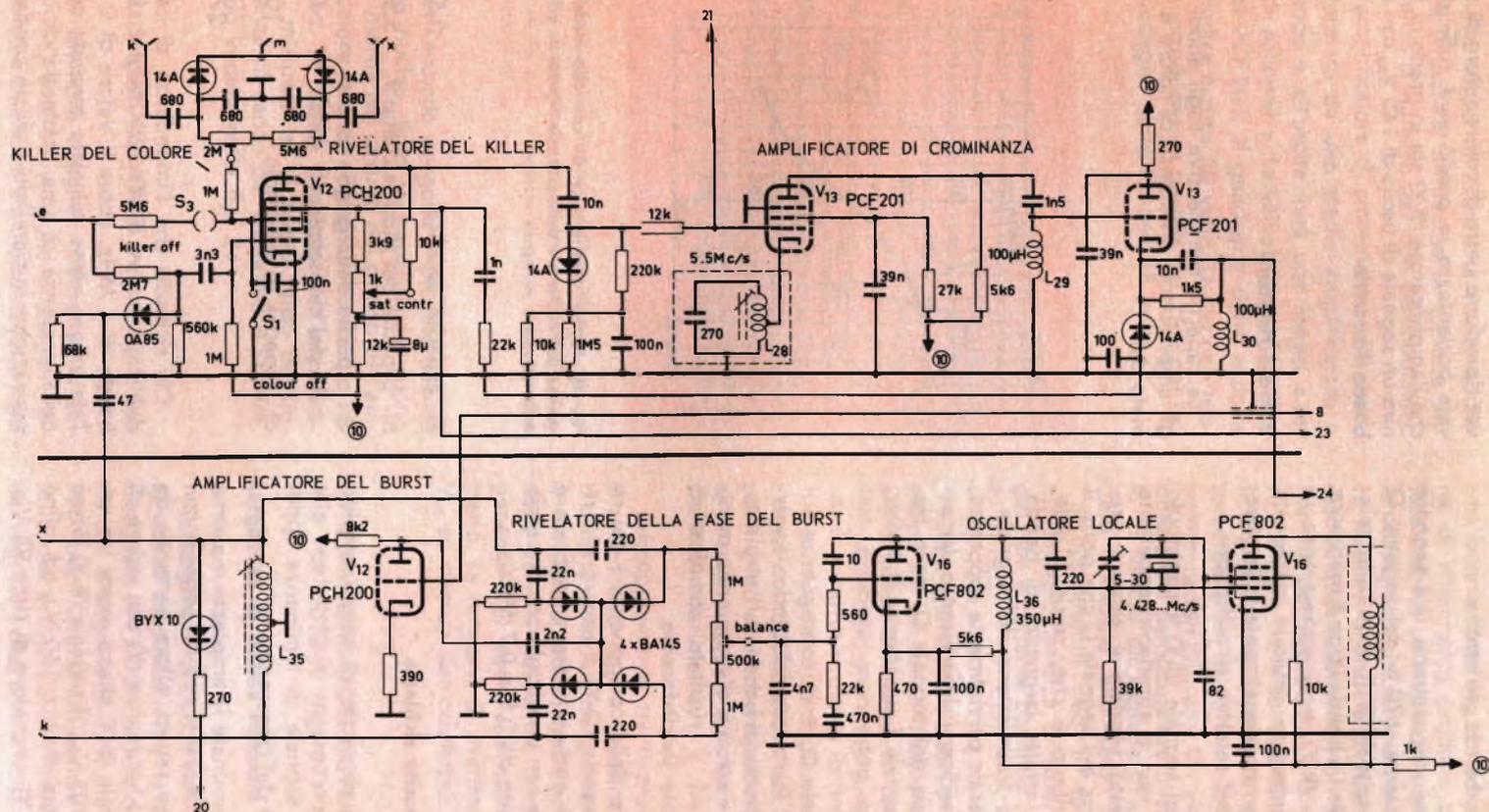


Fig. 26 - Schema elettrico delle sezioni: 1) Amplificatore di crominanza. 2) Rivelatore del Killer. 3) Killer del colore. 4) Amplificatore del burst. 5) Rivelatore della fase del burst. 6) Oscillatore locale della sottoportante. **Didascalie:** x-k = Tensione ad impulsi provenienti dalla bobina L₃₅ (ringing); m = dall'anodo dell'amplificatore (B-Y); e = tensione negativa di -36 V; 20 = impulsi provenienti del trasformatore di riga; 21 = dal rivelatore del segnale luminanza/crominanza; 8 = (vedi fig. 27); 23 = alla griglia dell'amplificatore del blanking; 24 = ai demodulatori sincroni.

tore di by-pass di piccolo valore sul resistore catodico di polarizzazione. Per l'amplificazione (B-Y), l'impedenza di carico (tenendo conto anche in questo caso della presenza di una bobinetta di compensazione in parallelo) sarà di 13 k Ω mentre sarà di 8,2 k Ω per l'amplificatore (G-Y), il quale non avrà nessuna bobinetta di compensazione.

Dati questi valori delle impedenze di carico potranno essere usati per gli amplificatori-differenza di colore del blu e del rosso, i pentodi di due PCF80 mentre per l'amplificatore differenza di colore del verde sarà sufficiente l'impiego della sezione triodica della stessa valvola. Le sezioni pentodiche di queste valvole hanno una « tensione al ginocchio » della curva caratteristica con valore molto basso. Ciò consentirà di avere sull'anodo la più estesa variazione di tensione consentita dalla tensione di alimentazione di 245 V.

Nel caso non vengano impiegate le suddette bobinette di compensazione, i valori delle suddette impedenze di carico, dovrebbero essere proporzionalmente ridotti. In tal caso, i picchi di corrente anodica richiesti e i valori di dissipazione anodica sarebbero superiori a quelli che la PCF 80 può fornire. In questo caso è meglio impiegare la PCF 84.

Circuiti matrice

Per migliorare la linearità e la stabilità dell'amplificazione, gli stadi amplificatori suddetti sono muniti nel circuito di catodo di resistori di controreazione. Il guadagno dell'amplificatore (B-Y) deve essere circa 1,8 volte quello dell'amplificatore (R-Y). In parte ciò è ottenuto con la differenza di valore esistente nelle impedenze di carico dei circuiti anodici dei rispettivi amplificatori. Comunque, per poter avere il rapporto esatto tra le ampiezze dei segnali (B-Y) e (R-Y) si inserisce nel catodo dell'amplificatore (R-Y) un resistore variabile.

Il terzo segnale differenza di colore (G-Y) viene derivato dagli anodi degli amplificatori (R-Y) e (B-Y) — rispettivamente

V_{14} e V_{15} — e successivamente accoppiato in c.c. alla sezione triodica della PCF 80 (V_{14}) che provvede ad amplificarlo ed a invertirlo di polarità. Anche in questo amplificatore un resistore variabile inserito nel circuito del catodo consente di regolare il guadagno dello stadio. L'interferenza (cross-talk) tra i segnali di uscita (R-Y) e (B-Y) dovuta al circuito-matrice inserito per ricavare il terzo segnale differenza di colore (G-Y) è inferiore all'1 %.

3.7.4. CIRCUITI « CLAMP » (fig. 27)

Per mantenere uguali i livelli delle tensioni fondamentali applicate alle griglie controllo dei tre cannoni vengono impiegati circuiti « clamp » simmetrici, equipaggiati con i diodi $D_5...D_{10}$. Il segnale del burst non viene eliminato nell'amplificatore di crominanza. Esso quindi « passerà » attraverso i demodulatori sincroni e potrà quindi essere usato sia per sincronizzare l'oscillatore locale della portante del colore rigenerata che per il rivelatore del killer. Di conseguenza, l'unico tempo adatto per effettuare il « clamping » (mantenimento di un livello base costante per le tre tensioni fondamentali delle tre griglie controllo) sarà durante la **prima metà** del tempo di spegnimento del ritorno di riga. Come si vede il periodo di conduzione dei diodi « clamp » è molto breve.

I circuiti di clamp asimmetrici, sono ovviamente più economici ma a causa del tempo di conduzione molto breve non danno eccellenti prestazioni. Inoltre, i circuiti di clamp asimmetrici hanno la tendenza a « rivelare » un eventuale segnale di disturbo (noise) che potrebbe essere presente nel segnale stesso. Siccome il segnale di disturbo raggiunge il suo livello massimo nel canale del segnale-differenza del blu, la tensione base della griglia controllo del cannone del blu subirebbe variazioni (shift) più accentuate di quelle delle tensioni delle griglie dei cannoni rispettivamente del verde e del rosso. Conseguenza: possibilità di errata riproduzione del colore originario. I circuiti di clamp asimmetrici possono pertanto essere usati solo nel caso

in cui nell'amplificatore di crominanza « venga effettuato la rimozione del blanking » di riga. In questo caso infatti viene eliminato dal segnale sia il burst che il segnale di disturbo.

I circuiti di clamp simmetrici non presentano questi inconvenienti per il semplice fatto che il segnale di disturbo rivelato nel canale di crominanza, **viene ridotto a zero**, dopo un'integrazione prodotta per un tempo abbastanza lungo. Deviazioni momentanee del livello zero dovute alla presenza del disturbo possono, nonostante ciò, assumere un certo valore. Queste deviazioni momentanee non dovrebbero produrre uno spostamento del livello dell'intera riga successiva, anche nel caso in cui esse coincidessero con il tempo di conduzione del circuito clamp. Nel caso in cui fosse presente un notevole disturbo, potrebbero apparire sull'immagine delle strisce orizzontali irregolari.

Il sistema più semplice per impedire questo inconveniente è quello di impiegare per l'accoppiamento degli anodi degli amplificatori e le griglie controllo del cinescopio dei condensatori di elevata capacità.

In questo modo, difficilmente potrebbero verificarsi improvvise variazioni delle tensioni delle griglie controllo causate dalla rivelazione del disturbo. L'impiego di condensatori di elevata capacità è possibile per il fatto che agli estremi dei condensatori non si verificano cambiamenti rapidi della tensione continua (c.c.).

Gli amplificatori-differenza di colore sono infatti accoppiati in continua alle loro griglie controllo per cui sugli anodi delle stesse valvole amplificatrici sarà già presente la componente continua del segnale. Il clamp quindi è necessario solo per impedire che venga applicata al cinescopio una deviazione delle tensioni anodiche troppo protratta nel tempo.

I circuiti clamp possono inoltre ridurre considerevolmente il ronzio (hum) presente sugli anodi delle valvole amplificatrici con il risultato di semplificare il filtraggio dell'alimentatore; ciò naturalmente vale nel

caso in cui la capacità dei condensatori di accoppiamento non sia troppo elevata (2,2 nF).

I circuiti clamp sono protetti contro eventuali cortocircuiti che potrebbero verificarsi tra gli elettrodi dei cannoni mediante un antiscintillatore ed un resistore da 3,3 k Ω (R_{75} , R_{78} , R_{82}) posto in serie tra il circuito clamping e la griglia controllo di ciascun cannone del cinescopio.

3.7.5. IMPULSI AUSILIARI

Nei televisori in bianco e nero gli impulsi ausiliari necessari ai circuiti per la sincronizzazione, per la formazione della tensione C.A.G. (gating) o per quella di spegnimento dei ritorni di riga (blanking) vengono prelevati da un avvolgimento presente nel trasformatore finale di riga. Nei televisori a colori, questi stessi impulsi devono essere opportunamente « sagomati » prima di essere applicati al circuito in questione.

Per il clamping (e cioè, per il mantenimento di un livello costante della tensione fondamentale delle griglie controllo di ciascun cannone elettronico), questi impulsi devono avere una durata breve. Infatti, i diodi di clamping devono entrare in conduzione solo nella prima metà del tempo di ritorno di riga e devono scomparire del tutto nel tratto di piedestallo nel quale è stato inserito il burst.

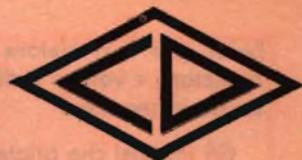
Per il controllo della saturazione è necessario invece un impulso che « coincida » con il burst. Gli impulsi vengono prodotti in un circuito (L_{35}) accordato su una frequenza **doppia** di quella di ritorno di riga. Questo circuito (ringing) è collegato ad un avvolgimento del trasformatore di riga ($\approx + 250 V_{pp}$) attraverso un diodo di smorzamento (D_{17}). Il diodo conduce durante il tempo di scansione e viene bloccato durante il tempo di ritorno, per cui l'energia immagazzinata nel circuito durante questo tempo completa un ciclo di oscillazione.

La tensione di questa oscillazione viene inoltre usata per il rivelatore di fase del

CHINAGLIA BELLUNO

Via T. Vecellio, 32
Tel. 4102

ELETTROCoSTRUZIONI s.a.s.



Mignontester 364/s

con dispositivo di protezione
strumento base sensibilità 30 μ A
classe I norme C.E.I. Scala 100°

Analizzatore tascabile 3 sensibilità

20000 CC - 10000 - 5000 Ohm per volt CC e CA

PORTATE 36

V cc	20K Ω V	100 mV	2,5 V	25 V	250 V	1000 V	
ca	5-10K Ω V	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V

mAcc	50 μ A	100 μ A	200 μ A	500 mA	1 A
------	------------	-------------	-------------	--------	-----

dB — 10 a + 62 in 6 portate

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

Ω 10.000 - 10.000.000 OHM



SENSIBILITÀ
20.000 Ω /V

Richiedete Cataloghi di tutta la nostra produzione

Analizzatore 660

Dispositivo di protezione e capacimetro
Scala a specchio

Tascabile: sensibilità 20.000 Ω per volt CC e CA
con dispositivo di protezione contro sovraccarichi
per errate inserzioni - scala a specchio. PORTATE 46

V cc	300 mV	5	10	50	250	500	1000 v
------	--------	---	----	----	-----	-----	--------

V ca	5	10	50	250	500	1000 v
------	---	----	----	-----	-----	--------

A cc	50 μ A	0,5	5	50	500 mA	2,5 A
------	------------	-----	---	----	--------	-------

A ca	0,5	5	50	500 mA	2,5 A
------	-----	---	----	--------	-------

V BF	5	10	50	250	500	1000 v
------	---	----	----	-----	-----	--------

dB — 10 + 62 in 6 portate

Ω	10	100 K	1	10	100 M Ω
----------	----	-------	---	----	----------------

capacimetro a reattanza: 25.000 pF - 250.000 pF

capacimetro balistico: 10 μ F - 100 μ F - 1000 μ F



NUOVISSIMO

SENSIBILITÀ
20.000 Ω /V

ritagliate
incollate
affrancate
spedite

Vogliate inviarmi descrizioni e prezzi per:

- MIGNONTESTER 364/S CHINAGLIA
- ANALIZZATORE AN/660 CHINAGLIA
- Vogliate inviarmi cataloghi generali

Nome

Via

Città

Spett. s.a.s.
CHINAGLIA DINO
Elettrocostruzioni

Via Tiziano Vecellio, 32

B E L L U N O

burst, per il rivelatore del killer e per il rivelatore « volano » di riga che verrà descritto in seguito.

Gli impulsi che pilotano il circuito clamp devono avere l'ampiezza massima. Tale ampiezza deve essere superiore alla massima ampiezza della tensione di uscita degli amplificatori-differenza di colore. Il suo valore è circa $200 V_{pp}$ simmetrici rispetto al livello del segnale zero. Gli impulsi clamp dovranno quindi avere un'ampiezza di almeno $100 V_{picco}$, il che significa $200 V_{picco-picco}$ (positivi e negativi). Ciò implica un elevato picco di tensione inversa sui diodi clamp (circa 300 V).

La prima metà di questo ciclo di tensione è adatto per portare in conduzione i diodi clamp; la seconda metà di questo ciclo non produce alcun inconveniente.

La seconda metà di questo mezzo ciclo coincide con il burst. Per ottenere l'impulso necessario per il controllo della saturazione si elimina il primo semi-periodo mediante un altro diodo (D_{11}) e si applica il secondo semiperiodo alla sezione eptodica di una PCH 200 (V_{12}) che provvede a tostarlo e a squadrarlo.

3.7.6. SINCRONIZZAZIONE DEL COLORE

Rivelatore della fase del burst (fig. 26)

Come spiegato in precedenza, il burst viene demodolato nei rivelatori (R-Y) e (B-Y) fig. 27. Il burst demodolato si presenta come impulsi negativi o positivi (a seconda della fase della demodulazione) che vengono impiegati per controllare la frequenza e la fase del rigeneratore della sottoportante. Ciò si ottiene trasformando il burst all'uscita del demodulatore (R-Y) in una tensione di controllo in c.c. mediante un circuito a quattro diodi ($D_{18} - D_{21}$) chiamato appunto « circuito rivelatore della fase del burst ». La tensione continua così ottenuta viene applicata ad una valvola a reattanza che lavora in parallelo al circuito di accordo del rigeneratore della sottoportante (V_{16}). Il rivelatore della fase del burst lavora nella seguente maniera.

Il segnale usato come elemento di riferimento è essenzialmente il segnale di uscita dal demodulatore (R-Y). Esso viene amplificato dalla sezione triodo della V_{12} (amplificatore del burst). Il segnale amplificato viene accoppiato ad un circuito clamp ($D_{18}-D_{20}$) (1) molto simile a quello descritto nella sezione 3.7.4. In questo caso però il livello zero del segnale è portato al potenziale dello chassis. Questo particolare circuito clamp impiega gli stessi impulsi ausiliari usati nei circuiti clamp già descritti. Tali impulsi fanno circolare corrente nel circuito durante la prima parte del tempo di ritorno di riga.

Il segnale « clamped » viene usato successivamente applicato ad un'altra coppia di diodi ($D_{19}-D_{21}$) (2) che vengono pilotati dagli stessi impulsi; in questo caso però la polarità dei diodi viene invertita per cui essi entreranno in conduzione solo durante la seconda parte del tempo di ritorno di riga che, come sappiamo, coincide con la presenza del burst. Se il burst devia dallo zero in questo punto, la somma di questo impulso e degli impulsi ausiliari applicati, diventa disuguale per i due diodi e di conseguenza sulla presa centrale del potenziometro di bilanciamento avremo una tensione continua (c.c.) di controllo. Questa tensione di controllo comincerà ad effettuare una variazione di fase della sottoportante rigenerata fintantochè la tensione di controllo non diventa di nuovo zero.

Rigeneratore della sottoportante (fig. 26)

Non è improbabile che l'oscillatore vari la sua frequenza. È della massima importanza che il controllo della fase della sottoportante sia anche in questi casi efficace. La deriva dell'oscillatore può essere mantenuta entro limiti accettabili qualora venga impiegato come elemento di accordo un cristallo di quarzo. La valvola a reattanza rappresenta uno degli elementi che può contribuire a far variare la frequenza dell'oscillatore. Il sistema di regolare il suo punto di lavoro (tensione di polarizzazione

(1) Nello schema sono quelli a sinistra; (2) Nello schema sono quelli di destra.

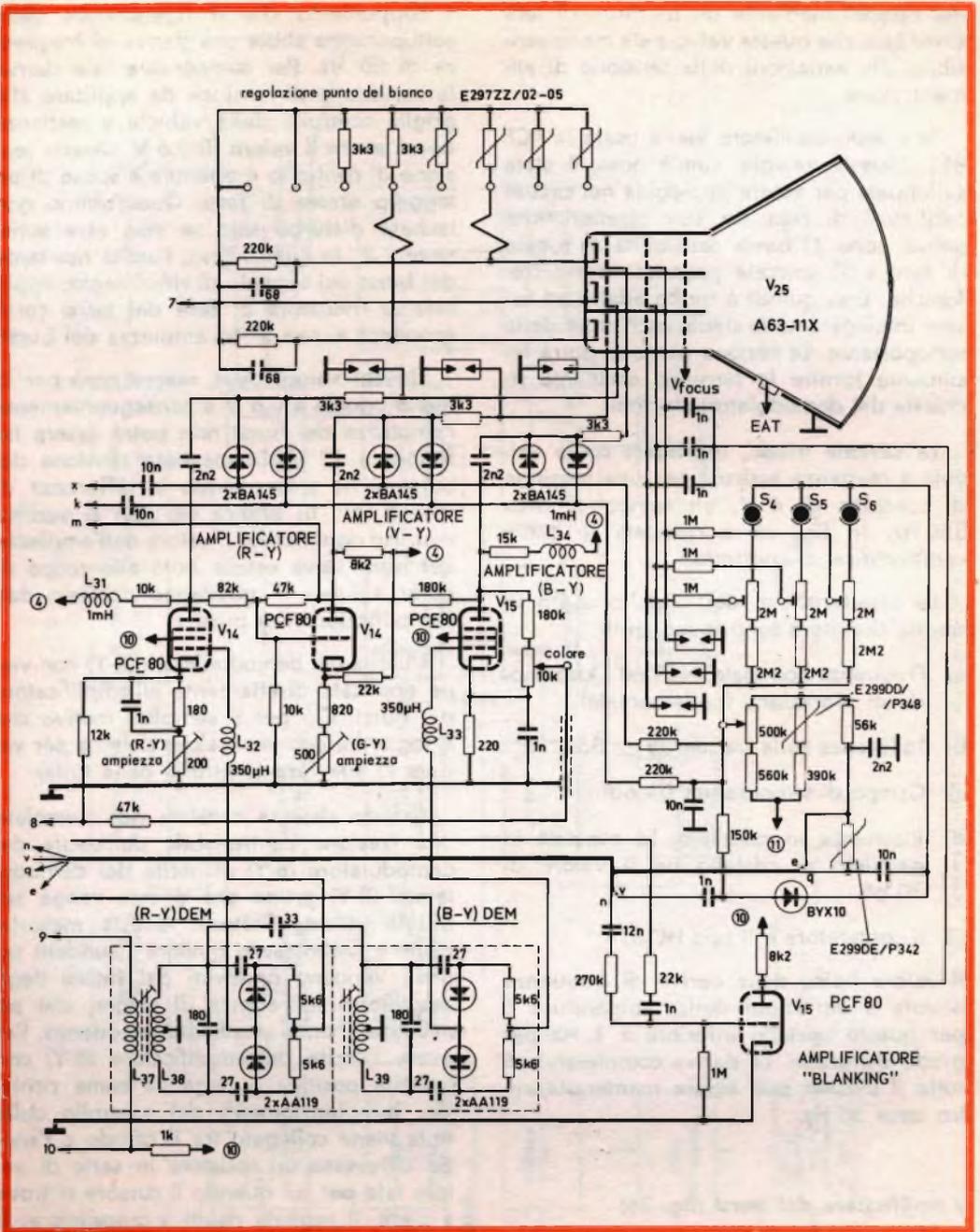


Fig. 27 - Schema elettrico dei circuiti di alimentazione e di pilotaggio del cinescopio. Si notino inoltre gli amplificatori dei tre segnali differenza di colore, i circuiti (clamp), i demodulatori sincroni di segnale (R-Y) e (B-Y) e l'amplificatore dell'impulso blanking. **Didascalia:** 7 = uscita amplificatore di luminanza; m-k-x = al killer detector; 8 = a g₁ amplificatore del burst; 9 = oscillatore locale; 10 = alimentazione ed l'oscillatore.

del catodo) mediante un partitore di tensione fa sì che questa valvola sia meno sensibile alle variazioni della tensione di alimentazione.

In questo oscillatore viene usata la PCF 802. Questa valvola, com'è noto, è stata sviluppata per essere impiegata nei circuiti oscillatori di riga. Le sue caratteristiche quindi sono 1) bassa sensibilità al ronzio di rete e 2) spiccate proprietà antimicrofoniche. Essa quindi è molto adatta ad essere impiegata nello stadio oscillatore della sottoportante. La sezione pentodo potrà facilmente fornire la tensione oscillante richiesta dai demodulatori sincroni.

La sezione triodo, impiegata come valvola a reattanza assicura per una tensione di controllo di 4 V, un campo di circa 350 Hz. In fig. 25 è riportata la curva caratteristica di controllo.

Le caratteristiche del cristallo usato in questo ricevitore sono le seguenti:

- a) Frequenza nominale 4429.687 kHz (modo di vibrazione fondamentale)
- b) Tolleranza sulla frequenza $\pm 35 \times 10^{-6}$
- c) Campo di temperatura 0 - 60°
- d) Risonanza in parallelo. La capacità in parallelo al cristallo ha il valore di 30 pF.
- e) Il contenitore è il tipo HC-6/V

Il valore tipico della deriva di frequenza dovuta a variazioni della temperatura è per questo cristallo inferiore a 1 Hz per grado antigrado. La deriva complessiva di tutto il circuito può essere mantenuta entro circa 50 Hz.

Amplificatore del burst (fig. 26)

Per ridurre al minimo le deviazioni di fase, il guadagno del « loop » del circuito di sincronizzazione deve essere elevato. Il guadagno del « loop » dipende oltre che da altri fattori anche dall'ampiezza del segnale (burst) che viene applicato al rivelatore di fase del burst stesso.

Supponiamo che il rigeneratore della sottoportante abbia una deriva di frequenza di 50 Hz. Per compensare tale deriva la variazione di tensione da applicare alla griglia controllo della valvola a reattanza dovrà avere il valore di 0,6 V. Questa tensione di controllo è ottenuta a spese di un leggero errore di fase. Quest'ultimo non recherà disturbo solo se non sarà superiore a 3°. In questo caso, l'uscita risultante del burst del segnale di riferimento, applicata al rivelatore di fase del burst corrisponderà a: $\text{sen } 3^\circ \times \text{ampiezza del burst}$.

Questo valore deve essere però per lo meno uguale a 0,6 V e conseguentemente l'ampiezza del burst non potrà essere inferiore a 12 V. La massima tensione del burst si ha solo quando la differenza di fase è 90°. In pratica ciò non si verifica mai. Ad ogni modo, il valore dell'ampiezza del burst deve essere noto allo scopo di poter valutare il guadagno richiesto dall'amplificatore del burst.

L'uscita del demodulatore (R-Y) non viene applicata direttamente all'amplificatore del burst. Ciò per il semplice motivo che bisogna introdurre qualche sistema per variare la sua fase (controllo della tinta).

Questo sistema consiste nel mescolare una frazione controllabile dell'uscita del demodulatore (B-Y) all'uscita del demodulatore (R-Y) prima che questa venga applicata all'amplificatore. Questa mescolazione è molto facile qualora i suddetti segnali vengano prelevati dai catodi degli amplificatori-differenza di colore, che com'è noto, hanno una bassa impedenza. Per avere l'uscita dell'amplificatore (B-Y) con polarità positiva o negativa come richiesto, il potenziometro del controllo della tinta viene collegato tra il catodo e l'anodo attraverso un resistore in serie di valore tale per cui quando il cursore si trova a metà, il segnale risulti « cancellato ». Il segnale presente sul catodo dell'amplificatore (R-Y) viene successivamente aggiunto a questo segnale e quindi amplificato dal triodo di V_{12} .

È della massima importanza che in tutto questo processo di mescolazione venga inclusa la componente c.c. dei segnali. Diver-

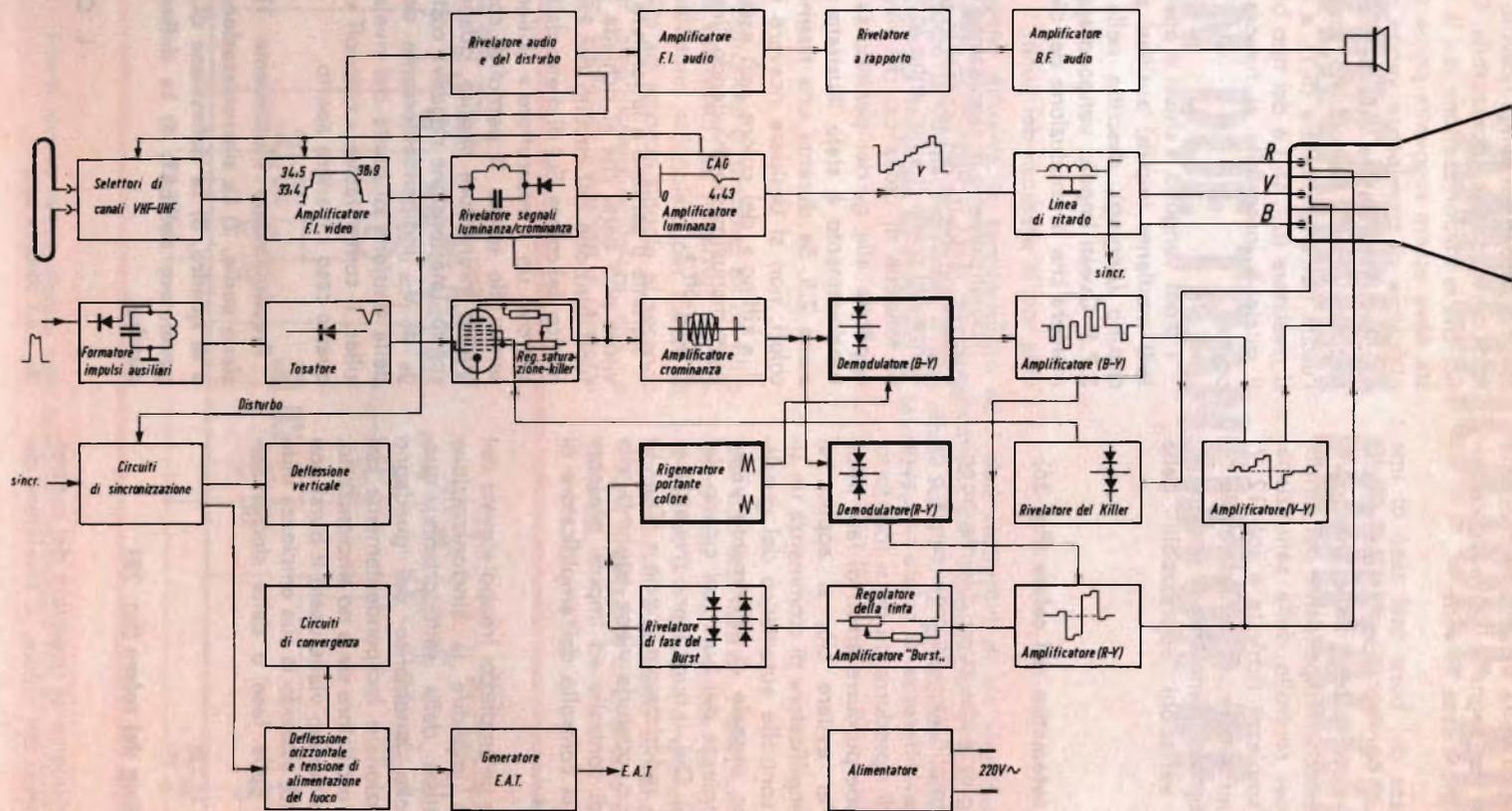


Fig. 28 - Schema a blocchi del televisore a colori - a completo.

samente infatti, avremmo una variazione di fase ogni qual volta varia la componente c.c. di uno dei segnali. Il guadagno dell'amplificatore è circa 11 volte.

L'ampiezza del burst (nel caso di una sfasatura di 90°) all'anodo dell'amplificatore ha il valore tipico di 25 V. Questo valore è pressochè indipendente dal funzionamento del controllo della saturazione. Siccome l'ampiezza richiesta è soli 12 V, ci si può permettere una considerevole caduta di segnale prima che si possano riscontrare variazioni apprezzabili della tinta.

Controllo automatico del colore (fig. 26)

Se l'ampiezza del burst diventa troppo elevata, l'amplificatore di crominanza o gli amplificatori-differenza di colore non sono in grado di riprodurre un burst indistorto. Ciò potrebbe produrre errori di fase intollerabili. Per evitare ciò, si applica al pentodo amplificatore di crominanza un sistema di controllo automatico del guadagno. Come **segnale di riferimento** viene presa l'ampiezza del burst sul catodo del triodo (V_{13}). Qui, il burst viene rivelato mediante un raddrizzatore « gate » (D_{15}). La tensione c.c. ottenuta viene aggiunta alla tensione di controllo ad impulsi presente sulla griglia controllo dell'amplificatore di crominanza.

Siccome un'ampiezza troppo elevata del burst può impedire la sincronizzazione dell'oscillatore della sottoportante, questo controllo automatico del guadagno dovrà funzionare indipendentemente dal fatto che l'oscillatore sia o no sincronizzato. Per questo motivo viene usato il burst non demodulato, essendo la sua ampiezza indipendente dalla fase o dalla sincronizzazione.

3.7.7. Killing del colore (fig. 26)

Contrariamente al rivelatore del controllo automatico del colore, il rivelatore del

killer del colore deve entrare in funzione solo nel caso in cui venga ricevuto un livello di burst appena apprezzabile. Ciò significa che la sincronizzazione con la fase giusta deve essere raggiunta prima che l'amplificatore di crominanza venga messo in funzione. Il rivelatore del killer fa uso pertanto del burst demodulato presente all'uscita dell'amplificatore (B-Y), e cioè V_{15} . Il rivelatore (D_{12} , D_{13}) è del tipo bilanciato, il quale è insensibile al rumore sovrapposto.

I diodi vengono « chiusi e aperti » (gated) mediante impulsi ausiliari presi dal circuito (ringing), descritto nella sezione 3.7.5. Questi impulsi vengono applicati in maniera che la conduzione dei diodi coincide con la presenza del burst.

Il potenziometro di regolazione del killer influenza il livello del segnale in corrispondenza del quale il killer entra in funzione. La tensione di uscita c.c. del rivelatore è applicata alla g_3 del pentodo (V_{12}) il cui funzionamento è stato illustrato nella sezione 2.5. Se durante una trasmissione a colori, non si desidera ricevere il colore, il « killing » del colore può essere effettuato manualmente chiudendo l'interruttore « color-off ».

Durante il servizio e la taratura del ricevitore può darsi che si richieda la messa fuori funzione del circuito del killer automatico del colore. Sul di dietro dello chassis si trova un « interruttore » (killer-off) che serve allo scopo. Il perno di contatto di questo interruttore applica, quando viene spinto, una tensione negativa costante alla g_3 di V_{12} indipendentemente dal valore della tensione di uscita del rivelatore del killer. Il commutatore « color-off » deve in questo caso rimanere aperto.

Prossimamente illustreremo 1) La sezione audio, 2) La sincronizzazione di riga e di quadro, 3) La deflessione di riga e il generatore dell'EAT, 4) La deflessione di quadro.

L. Cascianini

(Da « A.I. Philips » 238)

AMPLIFICATORE AUDIO INTERCARRIER EQUIPAGGIATO CON DUE TRANSISTOR BF 194

Vengono descritte le caratteristiche ed i dati costruttivi di un amplificatore a 5,5 MHz alimentato a 11 V equipaggiato con due transistor BF 194 al silicio in involucro di resina epossidica e due diodi AA 119. Le prestazioni ottenute ne permettono l'impiego su ogni tipo di televisore.

L'amplificatore è composto da un filtro di banda (ingresso), un transistor amplificatore-limitatore, accoppiato per mezzo di un circuito ad accordo singolo al secondo transistor amplificatore-limitatore che, a sua volta, pilota un rivelatore a rapporto

del tipo asimmetrico. I due transistor lavorano con una corrente di collettore di 3 mA ed una tensione emettitore-collettore molto bassa allo scopo di consentire una buona limitazione di ampiezza in entrambi gli stadi.

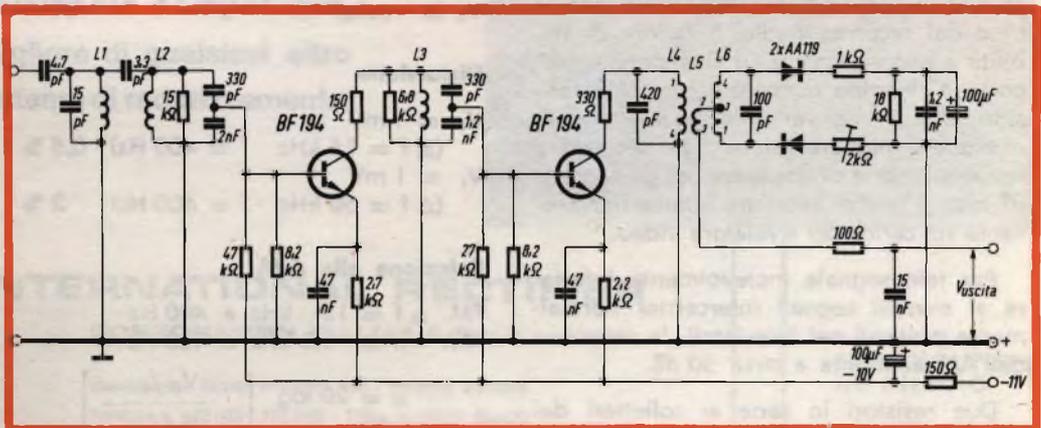


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore audio intercarrier equipaggiato con due transistor BF 194.

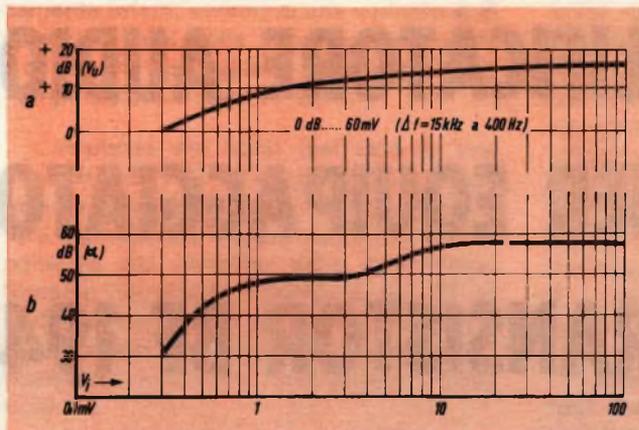


Fig. 2 - a) Tensione d'uscita BF dell'amplificatore in funzione della tensione d'ingresso; b) Valori di reiezione (α) in funzione della tensione d'ingresso.

Data l'elevata sensibilità dell'amplificatore, l'ingresso può essere collegato direttamente al carico del rivelatore video mediante una capacità. Data la bassa capacità impiegata (4,7 pF), la risposta video del rivelatore rimane inalterata.

Il primario del filtro di banda è accoppiato al secondario a mezzo di un condensatore (accoppiamento di tensione). Lo accoppiamento è al critico. L'adattamento di impedenza con il transistor successivo è ottenuto a mezzo di un partitore capacitivo il quale assicura anche un discreto grado di stabilità nei riguardi delle autooscillazioni ($S \approx 3$).

Il carico del collettore è costituito da un circuito ad accordo singolo anch'esso munito di un partitore capacitivo per la base del secondo stadio. Il fattore di stabilità è ancora circa 3. Il rivelatore a rapporto è del tipo convenzionale. Due resistori, di cui uno variabile, permettono di ottenere il migliore valore di reiezione della modulazione di ampiezza per un segnale di circa 1 mV di tensione intercarrier presente sul carico del rivelatore video.

Per tale segnale (notevolmente inferiore ai minimi segnali intercarrier normalmente presenti nei televisori), la reiezione dell'AM ammonta a circa 50 dB.

Due resistori in serie ai collettori dei due transistor impediscono la formazione di oscillazioni parassite quando i transistor funzionano in zona di saturazione. Alla uscita del rivelatore a rapporto un filtro

R-C consente di ottenere una defasatura di 50 μ S.
(Carico BF ≈ 22 k Ω)

CARATTERISTICHE TECNICHE

Frequenza intercarrier 5,5 MHz

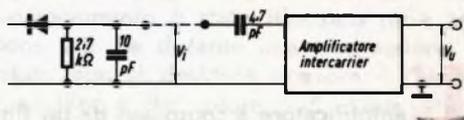


Fig. 3 - Circuiti di misura per la sensibilità (collegamento al rivelatore video).

Sensibilità

V_i ($\Delta F = 15$ kHz $f = 400$ Hz) 300 μ V
 V_u (a vuoto) 60 mV

Distorsione

$V_i = 1$ mV
($\Delta f = 15$ kHz $f = 400$ Hz) 0,5 %
 $V_i = 1$ mV
($\Delta f = 50$ kHz $f = 400$ Hz) 3 %

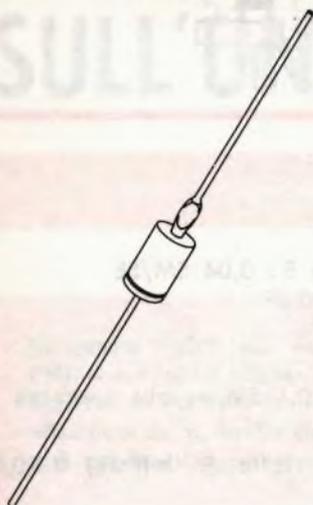
Reiezione alla A.M.

FM $\Delta f = 15$ kHz a 400 Hz
AM $m = 0,3$ kHz a 400 Hz

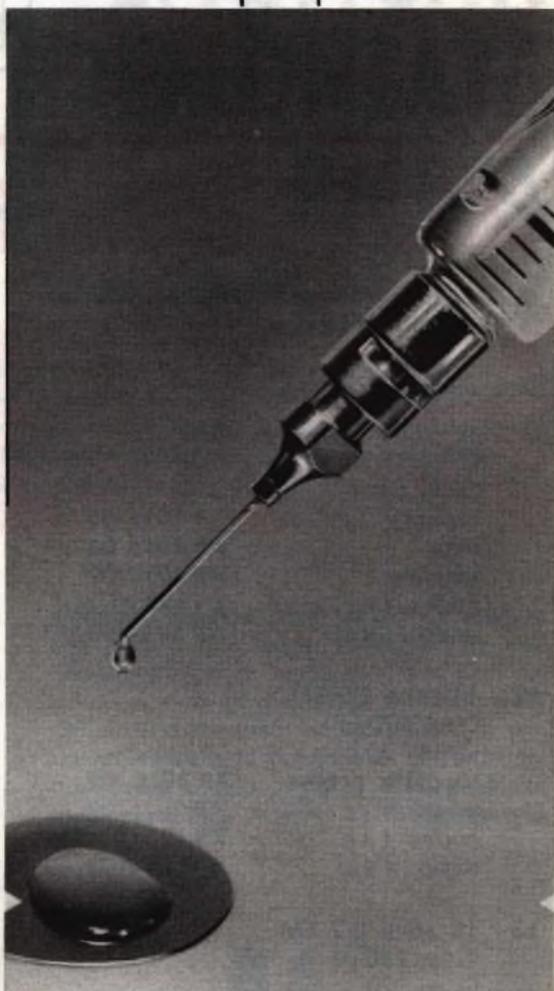
$$\alpha = 20 \log \left[\frac{V_{BF/f.m.}}{V_{BF/a.m.}} \right]$$

La misura è stata effettuata modulando il generatore alternativamente in FM e AM per vari livelli di segnale d'ingresso (ve-

IR



I diodi al silicio della International Rectifier offrono maggiori prestazioni in minor spazio ad un prezzo veramente competitivo, migliore di qualsiasi altro sistema di raddrizzamento.



AEROSTUDIO BORGHI 278 - IR

INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Stabilimento: Strada di Lanzo, 106 - Borgaro Torinese

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

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

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

L'ORGANIZZAZIONE DI VENDITA



**SEMICONDUTTORI
AL SILICIO**

DIODI ZENER

**RADDRIZZATORI
CONTROLLATI**

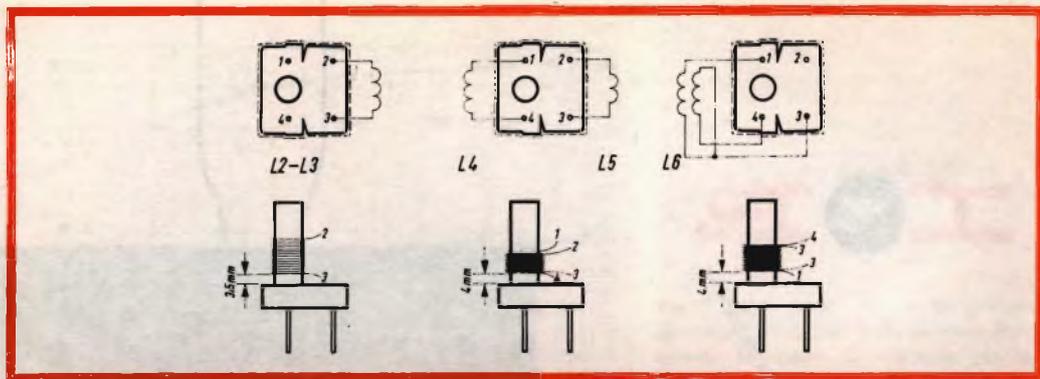


Fig. 4 - Dati costruttivi delle bobine.

di fig. 2). (Il trimmer è stato regolato per la massima reiezione per $V_i = 1$ mV).

Dati costruttivi

L1 - 40 spire 8 x 0,04 SM/SE
 C = 15 pF
 Q_o = 50
 supporto bobina AP 3016/05
 base AP 3016/04
 schermo AP 3015/02
 nucleo f x c K5.120.02/4D
 telaio f x c AP 3014/03/4D

L2 - 14 spire 0,2 SM
 C = 270 pF
 Q_o = 70
 supporto bobina AP 3016/02
 schermo AP 3015/02
 nucleo f x c K5.120.02/4D
 telaio f x c AP 3014/03/4D

L3 - 15 spire 0,2 SM
 C = 250 pF
 Q_o = 70
 Componenti come L2

L4 - 10 spire 8 x 0,04 SM/SE
 C = 420 pF
 Q_o = 95

L5 - 8 spire 0,1 SM avvolte sopra L4

L6 - 11 + 11 spire (in bifilare) 8 x 0,04 SM/SE
 C = 100 pF
 Q_o = 140

Componenti per L4-L5-L6:

2 supporti bobina AP 3016/02
 1 schermo A3.191.17
 1 distanziatore AP 3017
 1 disco accoppiatore AP 3018
 1 mina 56.680.49/3B
 2 nuclei f x c K5.120.02/4D
 2 telai f x c AP 3014/03/4D

Per i particolari costruttivi vedi fig. 4.

L. C.

(L.A.E. Philips)

SAN REMO



VIA G. GALILEI, 5
 (ang. C.so Inglese)

MISURE E CONTROLLI EFFETTUATI SULL'UNITÀ PREMONTATA PMB/A

In questa rivista più volte sono state presentate le unità premontate PMS/A, PMI/A e PMB/A disponibili presso tutte le sedi G.B.C. Nel presente articolo sono illustrati in maniera molto accessibile tutte le misure standard che possono essere effettuate sul pannello che comprende l'amplificatore B.F. Questa tecnica di misura può applicarsi naturalmente a qualsiasi amplificatore B.F. a transistor.

L'unità premontata PMB/A oltre che a servire come amplificatore BF di un ricevitore AM/FM si presta ad essere oggetto di numerose misure che vengono normalmente eseguite nei laboratori e nelle fabbriche.

Tali misure non hanno lo scopo di indagine tecnica circa il funzionamento o il progetto elettrico dell'amplificatore ma servono a confermarne la regolarità del funzionamento ed a stabilirne le prestazioni globali.

Le misure da effettuare si distinguono in misure statiche e dinamiche.

Le misure statiche sono misure in corrente continua (di solito senza segnale d'ingresso) e servono per conoscere i punti di lavoro dei transistor. Se è semplice misurare il consumo totale di un amplificatore o le tensioni di vari componenti rispetto un punto comune (generalmente chiamato « massa »), per la misura della corrente che scorre nell'elemento che si misura, soprattutto quando si ha da fare con circuiti

stampati, bisogna ricorrere ad un artificio che però è una legge fondamentale dell'elettrotecnica: la legge di Ohm. Così facendo si evita di dissaldare il componente del circuito stampato ed inoltre non si viene ad alterare la condizione di funzionamento del circuito a causa della presenza della resistenza interna dell'amperometro



Fig. 1 - Pannello dell'amplificatore di bassa frequenza, PMB/A.

(generalmente milliamperometro) che viene a trovarsi in serie agli elementi del circuito. In generale però, per effettuare le misure di tensione, specie in circuiti a transistor, occorre un voltmetro in corrente continua ad alta resistenza interna e avente una buona sensibilità. Le misure qui riportate a titolo di esempio sono state effettuate con un millivoltmetro per c.c. Philips tipo GM 6020. Può essere usato anche un normale « tester » con una resistenza interna non inferiore a 20 kΩ/V e con sensibilità di almeno 1 V. (Philips 40 kΩ/V tipo P.817.00/01).

Le misure dinamiche si effettuano quando nell'amplificatore viene inviato un segnale.

A) Misure statiche (o in c.c.)

Dopo aver collegato una resistenza da 10 Ω/1 W che simula l'altoparlante fra il punto B e il punto L e con un alimentatore (o batteria) a 9 V collegato ai punti A (positivo) e B (negativo) misuriamo innanzitutto la corrente assorbita dall'amplificatore in assenza di segnale collegando un milliamperometro in serie all'alimentazione. Il consumo sarà di circa 12 mA. Tale corrente potrà aumentare se i transistor sono in un ambiente caldo o se immediatamente prima è stato applicato un segnale all'amplificatore: la causa è un aumento della I_{CBO} a seguito della più alta temperatura ambiente o della più alta temperatura di giunzione riscaldata dalla potenza precedentemente dissipata (vedi misure dinamiche). Misuriamo ora la tensione al punto C (4,8 V) che ci assicura il bilanciamento dello stadio finale (in uno stadio d'uscita a simmetria complementare essa deve essere di poco superiore della metà della tensione di alimentazione).

Le tensioni nei punti qui sotto indicati hanno i seguenti valori:

punto D - Tensione emettitore stadio pilota (T2): 0,57 V;

punto E - Tensione collettore stadio pilota: 4,6 V;

punto F - Tensione emettitore stadio pre-amplificatore (T1): 1,05 V;

punto G - Tensione collettore stadio pre-amplificatore: 5 V.

Inoltre misuriamo:

punto H - Tensione in base di T2

punto I - Tensione in base di T1.

Tali tensioni dovranno essere di 0,1 ÷ 0,2 V superiori alle rispettive tensioni di emettitore.

Tutte le misure sui punti C...I verranno effettuate riferite a massa (positivo o punto 13).

La corrente di collettore è uguale a quella di emettitore (se si trascura la corrente di base che è generalmente 50 ÷ 100 volte più piccola di quella dell'emettitore)

per T2

$$\frac{V_D}{R_7} = 7 \text{ mA}$$

per T1

$$\frac{V_F}{R_3} = 0,48 \text{ mA}$$

Il consumo dello stadio finale corrisponderà al consumo totale diminuito di I_{CT2} e I_{CT1} e, cioè, 12 mA - 7 mA - 0,48 mA = 4,52 mA.

B) Misure dinamiche (o in c.a.)

Negli amplificatori di B.F. la frequenza del segnale di misura è generalmente 1000 Hz.

Bisognerà disporre di un generatore di B.F. (Philips GM 2315 o equivalente), di un voltmetro per B.F. (Philips GM 6012), di un oscilloscopio il quale, se provvisto di calibrazione sull'asse verticale può sostituire il voltmetro per B.F. e di un distorsionometro: in mancanza di quest'ultimo la distorsione potrà essere stimata « ad occhio ».

1. Misura della linearità

Per amplificatori di piccola potenza la misura viene effettuata per una potenza di uscita di 50 mW a 1 kHz.

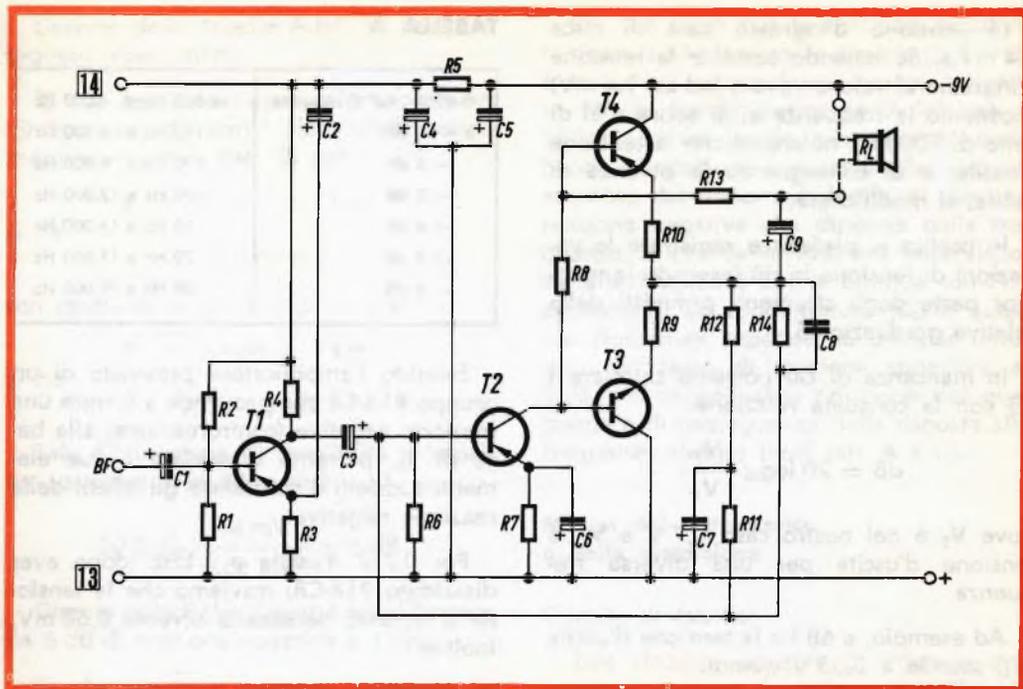


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza PMB/A.

COMPONENTI

Resistori

R ₁	=	22 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₂	=	150 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₃	=	2,2 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₄	=	8,2 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₅	=	100 Ω ± 10%, 1/8 W
R ₆	=	1,5 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₇	=	82 Ω ± 10%, 1/8 W
R ₈	=	43 Ω ± 5%, 1/8 W
R ₉	=	2,2 Ω ± 5%, 1/4 W
R ₁₀	=	2,2 Ω ± 5%, 1/4 W
R ₁₁	=	6,8 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₁₂	=	2,7 kΩ ± 10%, 1/8 W
R ₁₃	=	560 Ω ± 10%, 1/8 W
R ₁₄	=	68 kΩ ± 10%, 1/8 W
R _L	=	8 ÷ 10 Ω altoparlante

Condensatori

C ₁	=	3,2 μF elettrolitico, 6,4 VL
C ₂	=	64 μF elettrolitico, 10 VL
C ₃	=	16 μF elettrolitico, 10 VL
C ₄	=	320 μF elettrolitico, 10 VL
C ₅	=	320 μF elettrolitico, 10 VL
C ₆	=	125 μF elettrolitico, 2,5 VL
C ₇	=	16 μF elettrolitico, 10 VL
C ₈	=	220 pF pin-up,
C ₉	=	320 μF elettrolitico, 10 VL

Transistor

T ₁	=	AC 125
T ₂	=	AC 126
T _{3,4}	=	AC 127/128
Aletta raffreddamento 56226		

Dalla relazione $W = \frac{V^2}{R_L}$ troveremo:

$V = \sqrt{W R_L} = \sqrt{0,05 \cdot 10} = 0,7 V$
che sarà la tensione di riferimento (0 dB).

Nel caso si disponga di un oscilloscopio calibrato la tensione picco-picco di riferimento sarà:

$$2 \sqrt{2} \cdot 0,7 = 1,98 V_{pp}.$$

La tensione d'ingresso sarà di circa 1,4 mV_{eff.} Se tenendo costante la tensione d'ingresso al valore trovato (ad es. 1,4 mV) spostiamo la frequenza al di sopra e al di sotto di 1000 Hz noteremo che la tensione d'uscita, e di conseguenza la potenza di uscita, si modificherà.

In pratica si preferisce registrare le variazioni di tensione in dB (essendo la maggior parte degli strumenti provvisti della relativa graduazione).

In mancanza di ciò potremo calcolare i dB con la consueta relazione:

$$\text{dB} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

dove V_2 è nel nostro caso 0,7 V e V_1 la tensione d'uscita per una diversa frequenza.

Ad esempio, a 68 Hz la tensione d'uscita (V_1) scende a 0,35 V quindi:

$$20 \log_{10} \frac{0,7}{0,35} = 20 \log_{10} 2 = 6 \text{ dB}$$

Se d'altronde si volesse conoscere la tensione V_1 corrispondente a -3 dB rispetto V_2 avremo la relazione:

$$\frac{3}{20} = 0,15 = \log \frac{V_2}{V_1}$$

$$\text{da cui } \cdot \frac{V_2}{V_1} = 1,41$$

cioè:

$$V_1 = \frac{V_2}{1,41} \approx 0,7 V_2$$

Essendo $V_2 = 0,7 V$ sarà $V_1 \approx 0,5 V$.

Si ricorda che in un amplificatore si definisce di solito come « banda passante » la gamma di frequenze comprese fra i punti a -3 dB.

Le misure sull'unità PMB/A hanno dato i risultati riportati nella tabella A.

In base a questa tabella potremo dire che l'amplificatore in questione è lineare fra 350 e 4000 Hz, e la sua « banda » (a -3 dB) è compresa fra 100 e 12.000 Hz.

TABELLA A

0 dB = 0,7 V in uscita	da 350 Hz a 4.000 Hz
a -1 dB	190 Hz a 6.500 Hz
-2 dB	130 Hz a 9.500 Hz
-3 dB	100 Hz a 12.000 Hz
-4 dB	85 Hz a 15.000 Hz
-5 dB	70 Hz a 16.500 Hz
-6 dB	68 Hz a 19.000 Hz

Essendo l'amplificatore provvisto di un gruppo R14-C8 che provvede a fornire una reazione negativa (controreazione) alla base di T_2 , potremo dissaldare i due elementi suddetti e constatare gli effetti della reazione negativa.

Per 0,7 V d'uscita a 1 kHz (dopo aver dissaldato R14-C8) troviamo che la tensione d'ingresso necessaria diventa 0,68 mV, inoltre:

TABELLA B

0 dB = 0,7 V in uscita	da 500 Hz a 4.800 Hz
-1 dB	260 Hz a 7.400 Hz
-2 dB	190 Hz a 10.000 Hz
-3 dB	150 Hz a 12.500 Hz
-4 dB	125 Hz a 15.000 Hz
-5 dB	110 Hz a 17.000 Hz
-6 dB	95 Hz a 19.500 Hz

Sempre per 0,7 V d'uscita a 1 kHz ($\approx 50 \text{ mW}$) inseriamo nella rete di reazione negativa solo R_{14} .

La tensione d'ingresso è (a 1 kHz) 1,4 mV e la risposta in frequenza diventa:

TABELLA C

0 dB = 0,7 V	da 350 Hz a 9.000 Hz
-1 dB	da 190 Hz a 15.000 Hz
-2 dB	da 130 Hz a 20.000 Hz
-3 dB	da 100 Hz a > 20 kHz
-4 dB	da 85 Hz a > 20 kHz
-5 dB	da 70 Hz a > 20 kHz
-6 dB	da 68 Hz a > 20 kHz

L'esame delle tabelle A-B-C fa tirare le seguenti conclusioni:

1) La reazione negativa provoca una diminuzione di sensibilità: infatti senza reazione negativa (tab. B) per

$$P_o = 50 \text{ mW a } 1 \text{ kHz}$$

si ha

$$V_i = 0,68 \text{ mV}$$

con reazione negativa (tab. A) per

$$P_o = 50 \text{ mW a } 1 \text{ kHz}$$

si ha

$$V_i = 1,4 \text{ mV}$$

Tale diminuzione di sensibilità si esprime usualmente in dB, e cioè:

$$20 \log_{10} \frac{1,4 \text{ mV}}{0,68 \text{ mV}} \approx 6 \text{ dB}$$

Diremo quindi che il nostro amplificatore ha 6 dB di reazione negativa a 1 kHz.

2) La reazione negativa aumenta la banda passante (tab. B e C) perché le frequenze ± 3 dB senza reazione negativa (tab. B) sono 150 Hz e 12.500 Hz.

Con 6 dB di reazione negativa (tab. C) la banda è compresa da 100 Hz a 20000 Hz.

2a) Se però con la reazione negativa la risposta alle frequenze elevate ($\gg 1$ kHz) è eccessiva, come nel caso nostro, siccome in FM la banda trasmessa è limitata a 15 kHz ed un inutile allargamento della banda in ricezione provocherebbe solo un aumento del rumore di fondo, si usa una reazione negativa che dipende dalla frequenza. In pratica la riduzione della risposta alle frequenze alte si effettua con l'inserzione di un condensatore (C_b) il quale per frequenze superiori ai 3-4 kHz introduce un tasso di reazione superiore ai 6 dB con conseguente riduzione del guadagno e di conseguenza della risposta alle frequenze elevate (vedi tab. A e C).

Misura del sovraccarico e della distorsione

Circuito di misura:

Tale circuito consente di ottenere una sorgente a bassa impedenza (10Ω) indipendentemente dal valore di R_g (resistenza interna del generatore) (fig. 4).

Per la misura dell'impedenza d'ingresso dell'amplificatore ci servirà una resistenza variabile da $10 \text{ k}\Omega$ (R_v).

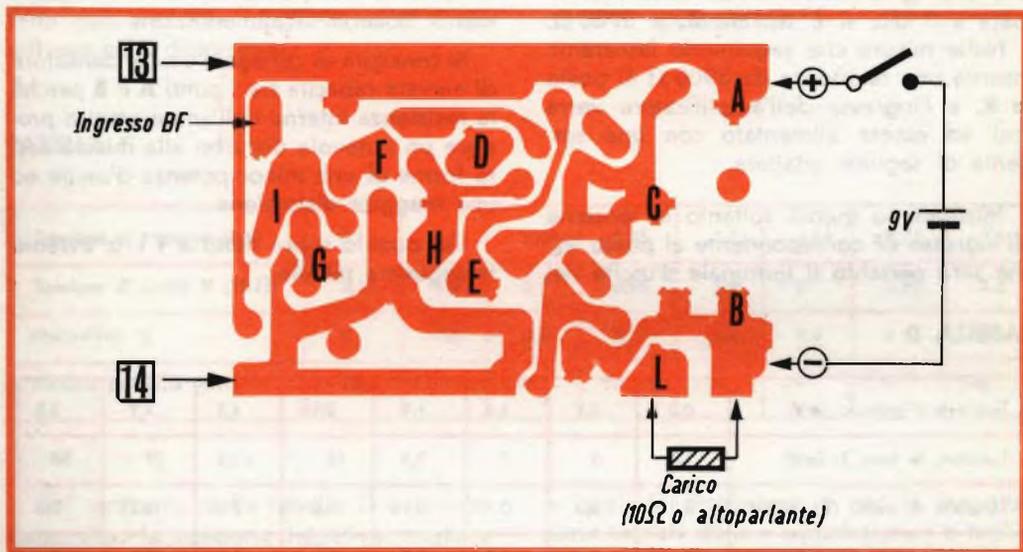


Fig. 3 - Punti di collegamento e di misura sulla piastrina del circuito stampato.

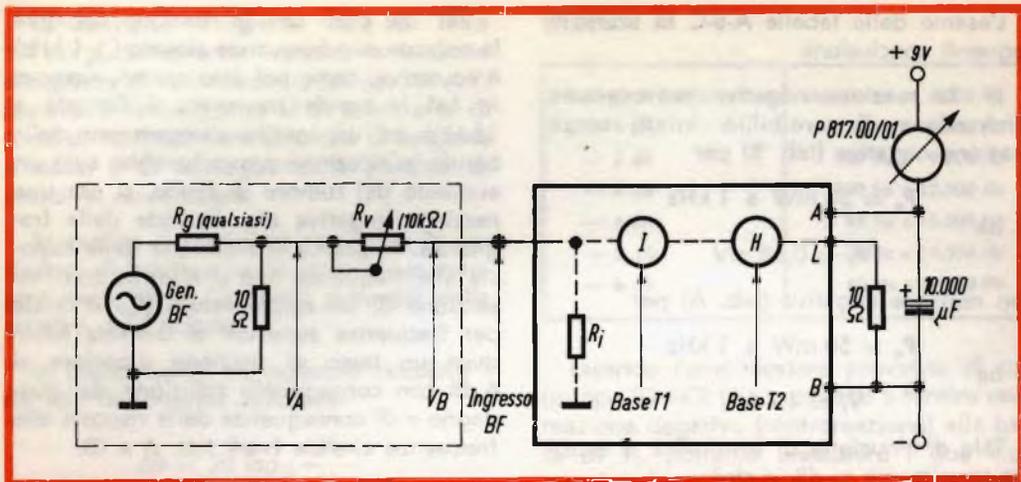


Fig. 4 - Schema di collegamento del generatore di segnali all'amplificatore.

Per qualsiasi valore di R_v sussisterà la relazione:

$$V_A : V_B = R_v + R_i : R_i.$$

La precisione della misura risulterà migliore se si regola la R_v in modo che $V_A = 2 V_B$. In tale caso avremo: $R_v = R_i$.

Posto $V_A = 2 \text{ mV}$ si regola R_v fino ad ottenere $V_B = 1 \text{ mV}$. In tale misura effettuata a 1 kHz si è trovato $R_v \approx 3900 \Omega$.

Nelle misure che seguiranno lasceremo inserita una resistenza da 3900 Ω al posto di R_v e l'ingresso dell'amplificatore verrà così ad essere alimentato con una sorgente di segnale adattata.

Misureremo quindi soltanto la tensione all'ingresso BF corrispondente al punto V_B , che sarà pertanto il terminale d'uscita del

nuovo generatore adattato all'amplificatore.

Potremo omettere di misurare la tensione in base di T_1 in quanto uguale a V_B . Effettueremo la misura della tensione di B.F. sulla base di T_2 (punto H) col medesimo millivoltmetro per BF (ad es. Philips GM 6012). Misureremo inoltre la tensione B.F. ai capi del carico e la distorsione ed il consumo dalla batteria con un amperometro in serie all'alimentazione.

Si consiglia di collegare un condensatore di elevata capacità fra i punti A e B perché la resistenza interna dell'amperometro produce un notevole disturbo alla misura sotto forma di una minor potenza d'uscita ed una maggior distorsione.

Per quanto sopra detto a 1 kHz avremo la seguente tabella.

TABELLA D

Tensione d'ingresso (mV)	0,2	0,7	1,4	1,9	2,95	4,2	4,9	5,3
Tensione in base T_2 (mV)	1,1	3	7	9,5	15	21,5	27	30
Tensione di uscita (V) (10 Ω)	0,11	0,3	0,7	0,95	1,5	2	2,25	2,3
Distorsione %	2,6	1,1	1,3	1,7	3	4,5	7,2	10
Consumo totale (mA)	16	22	39	50	74	96	106	110

Manipolando i dati della tabella D otterremo:

a) La potenza d'uscita nel carico di 10Ω .

b) Occorre conoscere inoltre la potenza BF dissipata nelle resistenze R_9 - R_{10} in quanto R_9 e R_{10} vengono a trovarsi in serie al carico da 10Ω . Tale potenza, aggiunta a quella presente nel carico, costituisce la potenza complessiva fornita dallo stadio finale. Essa sarà calcolata come:

$$P_{10} : 10 = P_{tot} : 10 + 2,2$$

cioè:

$$P_{tot} = 1,22 P_{10}$$

c) La corrente del solo stadio finale, sottraendo dal consumo totale di corrente, la corrente di T_1 e T_2 cioè, circa 8 mA.

d) La potenza assorbita dallo stadio finale.

e) La potenza dissipata dallo stadio finale

$$(P_d = P_{fin} - P_{tot}).$$

Avremo pertanto la seguente tabella:

TABELLA E

Tensione d'ingresso (mV)	0,2	0,7	1,4	1,9	2,95	4,2	4,9	5,3
P_{10} (su 10Ω) mW	1,2	9	49	90	225	400	510	530
Potenza complessiva (mW)	1,47	11	60	110	274	488	613	646
Potenza assorbita stadio finale (mW)	72	126	279	378	594	793	883	918
Potenza dissipata stadio finale (mW)	70,5	115	219	268	320	305	270	272

Passiamo ora ad esaminare l'ultimo effetto della reazione negativa, cioè il suo influsso nella distorsione.

Dopo aver disinserto R_{14} e C_8 si rifà la curva di sovraccarico:

TABELLA F

Tensione di ingresso (mV)	0,12	0,3	0,68	0,95	1,5	2,25	2,75	2,8
Tensione di uscita V (10Ω)	0,11	0,3	0,7	0,95	1,5	2	2,25	2,3
Distorsione %	3	2,5	2,6	2,7	3,4	5,4	8	10
Potenza di uscita (mW)	1,2	9	49	90	225	400	510	530

Dal confronto delle tabelle D e F noteremo che: la reazione negativa migliora la forma d'onda d'uscita riducendone la distorsione. Tale effetto però non si nota per potenze elevate in corrispondenza del-

le quali la distorsione è per la maggior parte causata dalla « squadratura » o taglio del segnale dovuta alla saturazione.

Dall'esame della tabella D possiamo dedurre inoltre il guadagno di tensione del

primo transistor (circa 5) ed il guadagno di tensione dalla base del transistor pilota al carico (10Ω) che è di circa 100.

Misura dell'impedenza dell'altoparlante

Collegando tra i punti **B** e **L** l'altoparlante con in serie una resistenza variabile del valore massimo di $20-25 \Omega$ e con in-

gresso (punto **BF**) costante (1 mV), si può variare la resistenza in serie all'altoparlante fino ad ottenere (come nel caso della misura della impedenza d'ingresso), la stessa tensione BF sia ai capi della resistenza variabile che ai capi dell'altoparlante. In tal caso l'impedenza dell'altoparlante alla frequenza di misura (1 kHz) sarà uguale alla resistenza.

(L.A.E.)

*



Tipico gruppo di antenne a dipolo a più elementi per intercettazione.

LE CUFFIE

ALTA FEDELTA'À

COLLEGAMENTI E CIRCUITI DI ADATTAMENTO

Riportiamo in questo articolo due problemi pratici riguardanti le cuffie ad alta fedeltà: il primo riguarda i diversi metodi di collegamento delle cuffie stereofoniche; il secondo, relativo ai circuiti di adattamento, in generale più noto ai tecnici, e il cui uso si verifica indispensabile quando si desidera un ascolto stereofonico reale.

Desiderando procedere a un ascolto in cuffia, si può all'inizio collegare quest'ultima in due posti diversi del complesso: o all'uscita del preamplificatore, o al posto degli altoparlanti.

Nel caso di un preamplificatore, in cui l'ultimo stadio è ad « emitter follower », il collegamento diretto della cuffia d'ascolto non solleva nessuna difficoltà, a condi-

zione tuttavia che l'impedenza di quest'ultima sia compresa fra 100 e 400 Ω .

Se la cuffia è a bassa impedenza (4 - 10 Ω) o, al contrario, ad alta impedenza (> 1000 Ω) si è allora praticamente obbligati — se si vogliono ottenere dei risultati soddisfacenti — a far appello a un trasformatore di adattamento. Questi trasformatori permettono un adattamento preciso

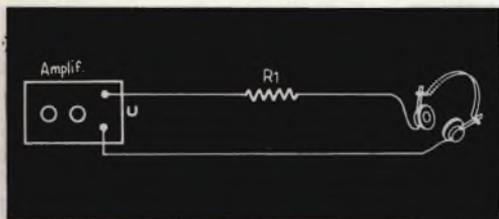


Fig. 1 - Per collegare una cuffia alle boccole di uscita di un amplificatore di potenza, conviene porre una resistenza R_1 di valore conveniente, in serie al collegamento. U = uscita altoparlanti.

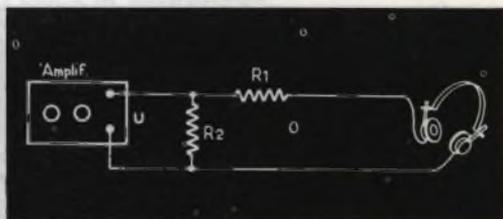


Fig. 2 - Con questo montaggio, l'amplificatore di potenza può essere collegato a una resistenza (R_2) di carico normale. U = uscita altoparlanti.

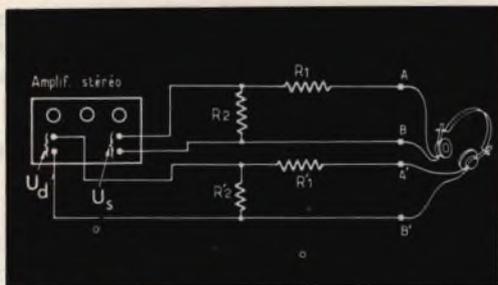


Fig. 3 - Metodo di collegamento di una cuffia stereofonica ai capi di uscita di un amplificatore stereofonico di potenza. U_d = uscita altoparlanti del canale destro; U_s = uscita altoparlanti del canale sinistro.

della cuffia a quello della sorgente di modulazione.

Come ci si può render conto, la soluzione è semplice e immediata; sola precauzione da osservare: gli avvolgimenti delle cuffie non devono, in alcun caso, essere attraversate da una componente continua. Ci si deve assicurare che un condensatore di blocco venga disposto tra il punto di collegamento e le boccole di uscita del preamplificatore.

Una semplice formula permette di determinare eventualmente il valore minimo della capacità C del condensatore (espressa in microfarad) essendo nota l'impedenza di utilizzazione Z (in ohm) della cuffia:

$$C = 10.000/Z$$

Se si vuole invece collegare la cuffia al posto degli altoparlanti di un amplificatore di potenza, l'operazione richiede un numero maggiore di precauzioni.

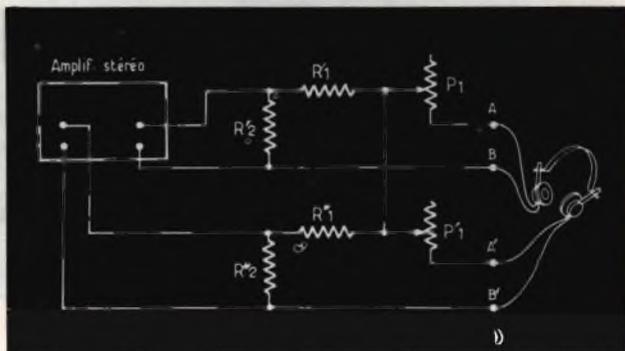


Fig. 4 - Grazie ai potenziometri P_1 e P_1' a comando coassiale, è possibile regolare il bilanciamento dei segnali applicati a ciascuna cuffia.

In effetti la maggior parte degli amplificatori correnti, dà una potenza d'uscita dell'ordine di 5 - 15 W, mentre la maggior parte delle cuffie ad alta fedeltà hanno, al massimo, una potenza di eccitazione di 50 - 150 mW e questo per un livello di + 125 dB.

In queste condizioni, si comprende come sia relativamente semplice, con una falsa manovra del comando di volume, danneggiare accidentalmente la fragile bobina mobile delle cuffie elettrodinamiche.

Una soluzione consiste nel disporre in serie, sul circuito di collegamento della cuffia, un fusibile calibrato ad azione rapida.

Fra tutti, il collegamento diretto non è raccomandabile, ma non sarà che una ragione del cattivo rapporto segnale/disturbo ottenuto facendo funzionare l'amplificatore a basso livello.

Bisogna dunque fare appello al montaggio della fig. 1 e che consiste nel mettere una resistenza R_1 fra le boccole di uscita dell'amplificatore e la cuffia di ascolto.

Una formula permette di calcolare il valore di questa resistenza R_1 , conoscendo la potenza nominale W_s , l'impedenza di uscita Z_s dell'amplificatore e tenuto conto della potenza massima W_c ammissibile dalle cuffie e della sua impedenza di utilizzazione Z_c :

$$KR_1 = \left[\sqrt{\frac{W_s Z_s}{W_c Z_c} - 1} \right] \times Z_c \quad (1)$$

Così, disponendo di un amplificatore avente una potenza nominale di 10 W, caratterizzato da una impedenza d'uscita Z_s di 15 Ω e utilizzato per eccitare una cuffia avente una impedenza di utilizzazione Z_c di 150 Ω e che ammette una potenza massima W_c di 100 mW, la formula darà per una resistenza serie R_1 un valore di 300 Ω .

Più soddisfacente è quindi la soluzione data nella fig. 2, perchè permette all'amplificatore di lavorare con una resistenza di carico R_2 di valore normale.

Qui, il calcolo di R_1 si fa come in precedenza, secondo la formula (1) riportata qui sopra. Quanto a R_2 si determina esattamente con la formula seguente:

$$R_2 = \frac{R_1 + Z_c}{R_1 + Z_c - Z_s} \times Z_s$$

Nel caso di un amplificatore avente una impedenza di uscita Z_s uguale a 15 Ω , si utilizza sempre un collegamento con una cuffia che ammetta una potenza massima W_c di 100 mW e avente una impedenza di utilizzazione Z_c di 150 Ω ; si troverà così: $R_1 = 300 \Omega$ e $R_2 = 15,75 \Omega$.

Praticamente si potrà prendere $R_2 = 15 \Omega$ senza che ne risulti il minimo inconveniente; non si deve dimenticare, tuttavia, di prendere per R_2 , una resistenza capace di dissipare un numero di watt corrispondenti alla potenza d'uscita dell'amplificatore di modulazione utilizzato.

Quando si dispone di una cuffia stereofonica, si offrono all'utilizzatore diversi metodi di collegamento, il più semplice dei quali è rappresentato in fig. 3, in cui le resistenze R_1 e R_2 sono calcolate conformemente al metodo definito qui sopra e illustrato in fig. 2.

Con questo montaggio, l'attenuazione del segnale è definita una volta per tutte; o, per ragioni pratiche, si può essere portati a regolare la sensibilità di ciascuna cuffia.

Si arriva allora allo schema di fig. 4, la cui flessibilità di utilizzazione è evidentemente più grande; P_1 e P_1' sono due po-

tenziometri a filo, a comando coassiale; essi permettono di fare il bilanciamento dei segnali disponibili su ciascun canale.

Si noti che i valori da dare alle diverse resistenze che formano gli attenuatori si determinano nel modo seguente:

$$R_1' = R_1'' = 0,3 R_1 \text{ ossia: } 100 \Omega$$

$$R_2' = R_2'' = R_2 \text{ ossia: } 15 \Omega$$

$$P_1 = P_1' = 2R_1 \text{ ossia: } 600 \Omega$$

e si riferiscono agli esempi dati qui sopra.

Si noti infine che i montaggi delle fig. 3 e 4 possono ancora essere completati dal circuito di fig. 5 che offre la possibilità di regolare separatamente la sensibilità di ciascuna cuffia, e questo, indipendentemen-

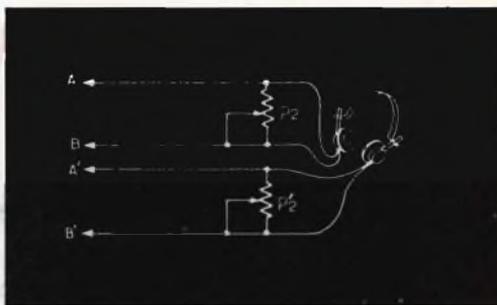


Fig. 5 - Montaggio complementare che permette una regolazione separata del livello di ciascuna delle vie.

te dal livello di uscita dell'amplificatore al quale è collegato. Come nell'esempio precedente, P_2 e P_2' sono dei potenziometri del tipo a filo; la loro resistenza deve essere scelta uguale a $2 \times Z_c$, ossia 30 Ω per una cuffia da 15 Ω .

Circuiti di adattamento

Tutti coloro che hanno occasione di fare uso di una cuffia stereofonica sanno che l'audizione di opere musicali effettuate in queste condizioni può presentare delle sorprese a meno che non si tratti della prima esperienza.

Questo è dato dal fatto che — al contrario dell'ascolto per mezzo di altoparlanti — l'ascoltatore prova la netta impressione di essere al centro dell'orchestra e

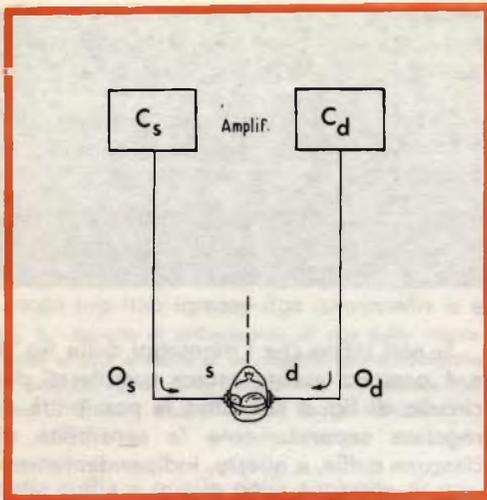


Fig. 6 - Quando non si usano delle cuffie d'ascolto, i suoni provenienti da sinistra e da destra non possono essere captati simultaneamente dalle due orecchie. C_s = canale di sinistra; C_d = canale di destra; O_s = orecchio sinistro; O_d = orecchio destro.

degli interpreti e non più di fronte ad essi.

Questa sensazione, anche se curiosa, può diventare francamente sgradevole quando ci si pone all'ascolto di registrazioni stereofoniche ad « effetto » nelle quali, al momento della ripresa del suono, solo il canale di destra o di sinistra si trova effettivamente modulato. Si ha allora l'impressione di diventare temporaneamente sordi da un orecchio!

Questo fenomeno si spiega facilmente. Esso è dovuto al fatto che, per l'ascoltatore munito di una cuffia, i suoni provenienti dalle vie sinistra e destra non possono — al contrario di quello che si ha nel caso dell'ascolto per mezzo di altoparlanti — essere captati simultaneamente dalle due orecchie. I segnali della via sinistra impressionano il timpano del solo orecchio sinistro, i segnali della via destra sono uditi unicamente dal solo orecchio destro (figura 5).

Quando non è così, è perchè non si tiene assolutamente conto del meccanismo dell'audizione stereofonica, la quale si basa sulla percezione, sulle due orecchie, delle

differenze di pressione e di fase del campo sonoro che ci circonda, differenze dovute alla distanza fra le orecchie e alla presenza del viso fra di esse.

Praticamente, si ritorna a dire, che nel caso di ascolto all'aria libera, ciascuna delle orecchie — destra o sinistra — è eccitata non solamente dai segnali sonori provenienti dall'altoparlante di sinistra o di destra, ma anche da quelli provenienti dall'altoparlante opposto (fig. 7). Si deve notare tuttavia che, dal fatto dello scarto che separa le nostre orecchie, quando la sorgente sonora è sulla sinistra o sulla destra, il cammino percorso dai segnali sonori per raggiungere le due orecchie non è più lo stesso.

Di conseguenza, le pressioni acustiche non sono più trasmesse in fase alle nostre orecchie, la differenza è del resto più sensibile man mano che la frequenza aumenta, fenomeno al quale reagisce particolarmente bene il nostro cervello e grazie al quale è possibile l'audizione stereofonica.

Questa precisazione permette di comprendere perchè l'ascolto per mezzo di una cuffia stereofonica collegata semplicemente all'uscita di un amplificatore è così spesso poco convincente; ciò è dovuto al fatto che non si tiene conto del meccani-

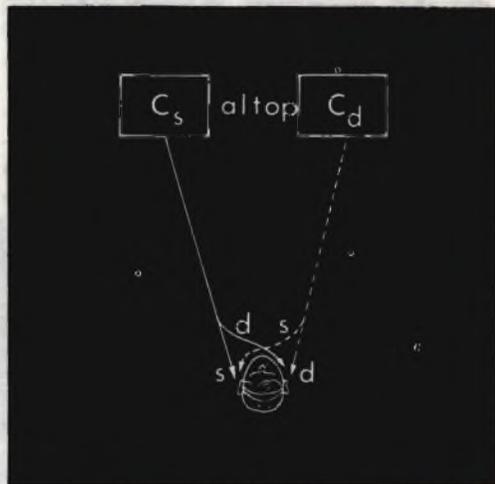


Fig. 7 - Nel caso d'ascolto con degli altoparlanti, ogni orecchio è eccitato dai segnali provenienti dalle due vie.

KrunDaal

TEST INSTRUMENTS (A TRANSISTORI)

NOVITÀ



TRANSIGNAL AM

— Generatore modulato di segnali a radio frequenza (alta e media) con funzione di analizzatore elettronico per la taratura e la localizzazione del guasto negli apparecchi radio a transistori.

L. 12.800

TRANSIGNAL FM.

L. 18.500

CAPACIMETRO

AF. 101

L. 29.500

FET MULTITEST

Il primo tester elettronico con transistoro ad effetto di campo.

- FUNZIONAMENTO ISTANTANEO
- TOTALE INDIPENDENZA DELLA RETE LUCE
- ASSOLUTA STABILITA' DELLO ZERO IN TUTTE LE PORTATE
- NESSUNA INFLUENZA SUL CIRCUITO IN ESAME (8 MΩ sul probe)
- AMPIA GAMMA DI MISURA: Volt CC - Volt CA - mA CC - Ω - pF (da 2 pF a 2000 pF).



ONDAMETRO DINAMICO AF 102 GRID-DIP-METER

L. 29.500

GENERATORE TV (VHF UHF)

L. 18.500

— Generatore di barre verticali ed orizzontali per il controllo della stabilità, linearità e sensibilità del televisore.



GRATIS LE CARATTERISTICHE E IL MANUALETTO PER LA RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI - Richiedetelo alla Radioelettromeccanica KRUNDAAL - PARMA - Via F. Lombardi, 6 - 8 - Tel. 24.244

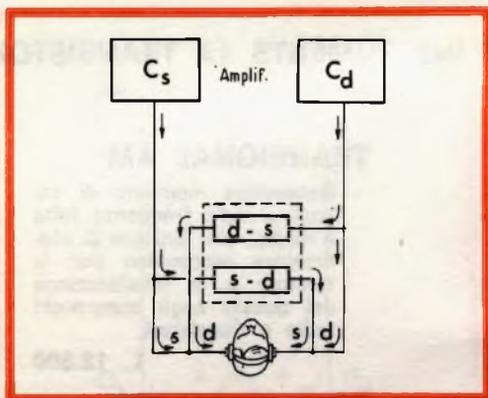


Fig. 8 - I circuiti di adattamento permettono di ricostruire, elettricamente, le condizioni di ascolto stereofonico « all'aria aperta ».

smo dell'audizione stereofonica, che vediamo ora di richiamare brevemente.

A questo inconveniente, esistono due rimedi che tendono a ricreare le condizioni d'ascolto all'aria aperta facendo in modo, da una parte, di inviare all'orecchio sinistro una parte del segnale proveniente dal canale di destra e viceversa; d'altra parte di allungare artificialmente i tempi di propagazione dei segnali trasmessi per esem-

pio sul canale destro e che devono raggiungere l'orecchio sinistro e viceversa (fig. 8).

Un montaggio molto semplice, che costituisce la prima tappa verso la soluzione ideale è riportato in fig. 9a.

Grazie a un potenziometro P — il cui valore può essere scelto approssimativamente uguale a $4 \times Z_c$, cioè da 60Ω per una cuffia di 15Ω — si realizza una miscelazione, più o meno importante, dei segnali di modulazione provenienti dall'amplificatore stereofonico di potenza, inviati (in fase) sulle due cuffie.

Un interruttore I permette di mettere temporaneamente fuori funzionamento il circuito di miscelazione.

Una variante di questo montaggio è data in fig. 9b. Qui, c'è ancora miscelazione fra i segnali di ciascun canale, ma la somma del segnale (attenuato) del canale destro e quello del canale sinistro — e inversamente — si fa sfasando il segnale di 180° grazie a un trasformatore (T_1 o T_2 con rapporto 1:1); la miscelazione fra le vie è dosata per mezzo di P e P' ($P = P' = 10 R_c$).

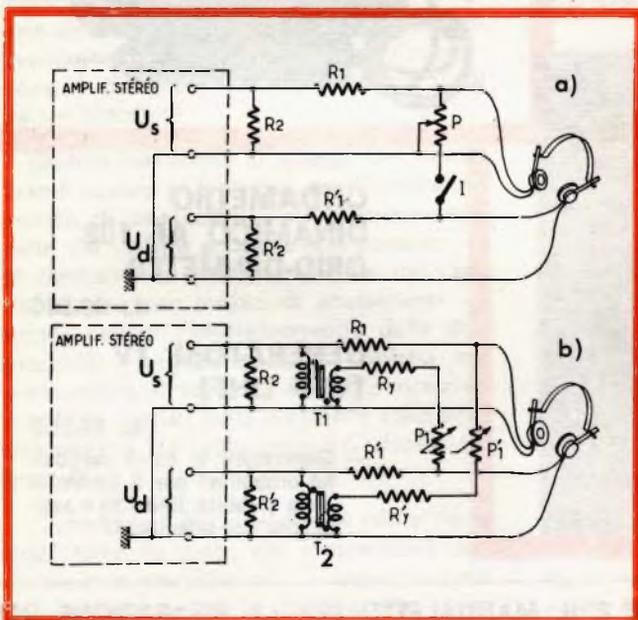
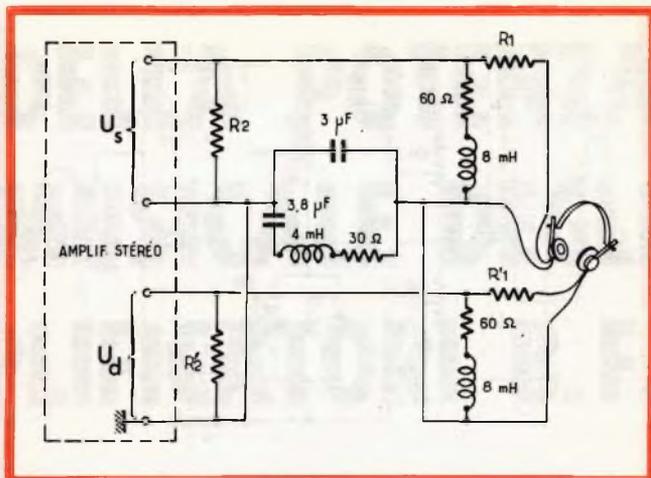


Fig. 9 - In alto (fig. 9a) montaggio semplice che permette di realizzare una miscelazione, più o meno importante, dei segnali di modulazione, inviati in fase ai capi di una cuffia stereofonica. Il potenziometro P serve per la regolazione della miscelazione. In basso (fig. 9b), circuito utilizzato per realizzare la miscelazione dei segnali delle due vie, sfasate fra di loro di 180° per mezzo degli avvolgimenti dei trasformatori T_1 o T_2 . U_s = uscita altoparlanti del canale sinistro; U_d = uscita altoparlanti del canale destro.

Fig. 10 - Con questo montaggio, nettamente più complesso dei precedenti, è possibile di ricreare artificialmente le condizioni di ascolto stereofonico « all'aria libera ». U_s = uscita altoparlanti del canale sinistro; U_d = uscita altoparlanti del canale destro.



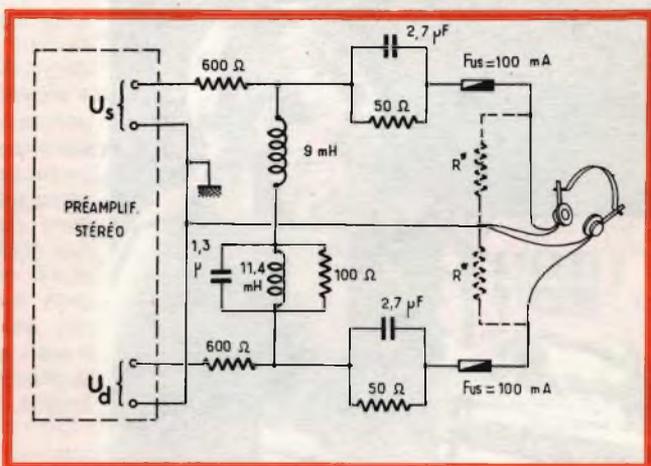
Per interessanti che siano, i due montaggi che noi descriviamo non permettono tuttavia che una simulazione approssimata dell'ascolto all'aria aperta. È quello che manca in effetti ai circuiti grazie ai quali è possibile poter sfasare, in funzione della frequenza, i segnali complementari che devono pervenire all'uno o all'altro orecchio con un certo ritardo.

Un primo montaggio che risponde a questi requisiti è riprodotto in fig. 10. Come in precedenza, esso permette la miscelazione dei segnali provenienti dalle due vie; quest'ultime sono tuttavia, grazie alla presenza degli elementi selettivi, soggette a uno sfasamento nel tempo e in frequenza dei segnali complementari.

Il valore dei diversi componenti è molto critico, particolarmente per quelli utilizzati nel circuito miscelatore costituito da un condensatore da $3 \mu\text{F}$ in parallelo con un circuito R - L - C (30Ω - 4 mH - $3,8 \mu\text{F}$) disposto in serie nel collegamento comune alle due cuffie.

Il collegamento di una cuffia stereofonica all'uscita del preamplificatore può essere ugualmente eseguita nel caso d'impiego di un circuito miscelatore — sfasatore del genere di quello descritto qui sopra. Delle piccole varianti in confronto ai montaggi della fig. 10 sono tuttavia necessari; comunque si tenga presente che lo schema di fig. 11 è riportato a titolo indicativo e i tecnici potranno, con varie esperienze, ottenere delle buone riproduzioni.

Fig. 11 - Variante del montaggio precedente, che permette di collegare una cuffia stereofonica all'uscita di un preamplificatore stereofonico. U_s = uscita canale sinistro; U_d = uscita canale destro. R deve avere il valore di 5Ω solo se $Z_c > 5 \Omega$.



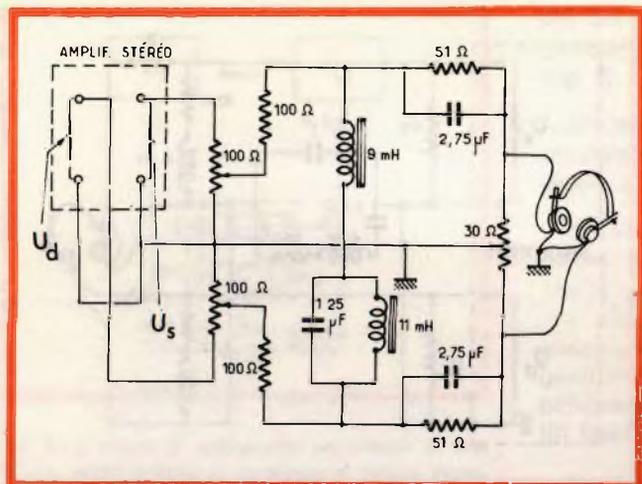


Fig. 12 - Schema semplificato del circuito miscelatore - sfasatore realizzato dalla Jensen e destinato ad essere utilizzato fra le boccole di uscita di un amplificatore di potenza e una cuffia stereofonica. U_d = uscita canale destro; U_s = uscita canale sinistro.

Per quelli che non si sentono di fare queste esperienze, informiamo che esistono in commercio dei circuiti di adattamento già montati. Il più noto è certamente quello realizzato dalla casa americana Jensen, il cui circuito viene riprodotto in fig. 12.

Questo circuito miscelatore — sfasatore è destinato ad essere collegato fra i capi di uscita di altoparlanti di un amplificatore

stereofonico e il jack di collegamento di una cuffia.

Come i circuiti che noi abbiamo analizzato, questo insieme permette di ricreare artificialmente le condizioni ottime di ascolto all'aria aperta.

I risultati ottenuti grazie a questo piccolo accessorio, sono estremamente convincenti.

B. F.

(Da « Toute l'Electronique » 6605)

Una nuova apparecchiatura, completamente transistorizzata, richiama l'attenzione degli esperti nel campo delle radiazioni nucleari: si tratta del contatore-integratore universale. Concepito per applicazioni generali per l'analisi delle radiazioni in fisica nucleare, è particolarmente indicato per fisici, biologi, radiochimici, chimici analitici e per tutti coloro che si occupano di radiazioni nucleari negli ospedali, laboratori pubblici, industriali e privati. Queste le principali caratteristiche tecniche: alimentatore da 300 a 3000 V - amplificatore-discriminatore integrale e differenziale - possibilità di collegamento a tubi Geiger Muller, rivelatori proporzionali e sonde a scintillazione - contatore a 5 decadi - temporizzatore - integratore - circuito di anticoincidenza - uscita su stampante digitale, attraverso un apparecchio per il controllo della stampante. - Risoluzione: meno di 10 μ s - massima velocità di conteggio: 100KHz - linearità: migliore dello 0,5% - regolazione alta tensione: variazioni inferiori allo 0,1% per 10% delle fluttuazioni della tensione di rete - deriva alta tensione: minore dello 0,5% nelle 8 ore - potenza assorbita: 50 VA - dimensioni: larghezza 491 mm - altezza 257 mm - profondità 270 mm. (Documentazione Philips)



MISURA DELLA POTENZA MUSICALE DEGLI AMPLIFICATORI B.F.

Si descrive il metodo da adottare per misurare la potenza musicale di amplificatori ad alta fedeltà equipaggiati con tubi elettronici.

Gli amplificatori BF per alta fedeltà impiegati per l'ascolto di dischi, di trasmissioni AM-FM, o di nastri incisi su registratori, sono caratterizzati dal loro costruttore con l'aiuto dei diversi termini di misure. Per quanto riguarda la potenza, si può trovare la potenza di picco, la potenza massima istantanea, la potenza media e per ultimo la « potenza musicale ».

Se si esaminano le caratteristiche di due amplificatori che apparentemente sono molto simili, si è tuttavia sorpresi di constatare che una certa potenza del primo è tre o quattro volte più grande di una certa altra potenza del secondo. La confusione viene da questa diversità nelle potenze; si è così proposto di chiamare potenza la misura detta « potenza musicale di uscita ».

Cos'è questa potenza musicale?

Per le misure, si impiegano dei segnali sinusoidali o rettangolari la cui ampiezza

è costante; per un impiego normale, l'amplificatore riproduce generalmente della musica la cui ampiezza varia costantemente ed anche in modo rapido. D'altra parte, oltre alla loro natura transitoria, le tensioni musicali hanno delle forme molto più complesse di qualsiasi segnale erogato da un generatore BF (fig. 1). Queste sono le differenze essenziali fra le misure classiche e il funzionamento reale dell'amplificatore.

Alcuni costruttori hanno costruito degli

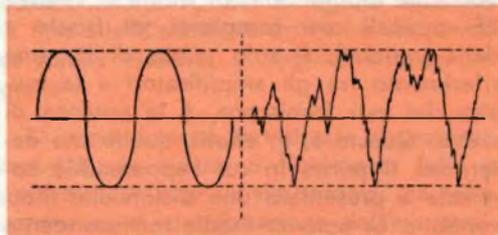


Fig. 1 - Confronto tra un segnale sinusoidale di misura (a sinistra) e un segnale musicale relativamente semplice.

amplificatori che davano cattivi risultati all'ascolto, ma davano delle belle misure tendenti a dimostrare la qualità degli apparecchi. D'altro canto, alcuni costruttori hanno costruito degli amplificatori capaci di dare all'ascolto della musica eccellente, ma delle misure disastrose.

È dunque la natura transitoria della musica che è alla base del nuovo metodo di misura. Una nota « tenue » fornita da un unico strumento può avere, per il fatto delle sue armoniche, una potenza media tutta differente da quella di un segnale sinusoidale puro. La cosa si complica ancora quando si tratta evidentemente di tutta l'orchestra!

La potenza limite di un amplificatore è la potenza di cresta che esso può fornire. Per una potenza media sinusoidale di 8 W il valore di cresta è di 16 W. Ma un suono musicale la cui potenza di cresta è di 16 W può perfettamente corrispondere a una potenza media inferiore a 4 W, la stessa cosa è se si tratta di una nota tenue.

Praticamente si nota che la regolazione dell'alimentazione dell'amplificatore non è più così critica come quando si tratta di un segnale sinusoidale puro. Inoltre, è bene capire il senso da dare all'espressione potenza media.

La musica comporta sempre dei suoni trasmessi simultaneamente, ciascun suono avente una frequenza fondamentale diversa, più o meno ricco di armoniche.

Innanzitutto, a un certo momento, le creste coincidono, le tensioni dunque si sommano e la potenza istantanea è notevolmente moltiplicata. Di fronte ai segnali BF musicali così complessi, di fronte a delle variabili, il solo punto di comune riferimento fra gli amplificatori e la musica che essi forniscono, è la potenza di cresta. Questo è, in effetti, quello che determina il punto in cui l'apparecchio comincia a presentare una distorsione inaccettabile. La potenza media corrispondente a questa potenza di cresta non dipende dall'amplificatore, ma unicamente dalla forma dei segnali musicali che esso deve riprodurre.

Si è pensato che il rapporto esistente fra la potenza media e quella di cresta fosse uguale al doppio per segnali sinusoidali. Però questo non è affatto vero.

Per ovviare a questi errori, si è dunque arrivati a questa nuova definizione detta: « potenza musicale ». Durante l'impiego normale di un amplificatore, vale a dire per una riproduzione musicale, la potenza massima non è fornita che durante dei brevi istanti. Si esamina dunque il comportamento dell'amplificatore quando la « risposta » non è più continua. Se si inviano due o tre cicli di un'oscillazione all'ingresso di un amplificatore, si può esaminare il suo comportamento durante questi tempi molto brevi, ma non si può fare la misura perché gli apparecchi non hanno i tempi stabili.

Per evitare questo inconveniente, la teoria del metodo di misura suddetto, suppone di mantenere delle tensioni che variano durante un tempo sufficiente per le misure. La potenza musicale dà delle informazioni più complete della potenza media; in secondo luogo, si potrà considerare la potenza di cresta in regime puramente sinusoidale come sorgente complementare d'informazione.

Non si devono paragonare degli amplificatori aventi la stessa potenza in regime puramente sinusoidale con degli amplificatori aventi delle potenze musicali diverse. Quando i due valori sono dati, si fa un confronto delle potenze musicali; se si hanno le stesse potenze musicali, si possono allora confrontare le potenze in regime puramente sinusoidale (si dice anche in regime continuo).

Misura della potenza musicale

La potenza musicale è definita come potenza di un segnale (formato da una sola frequenza) ottenuto con un totale di distorsione armonica del 5 % (o meno) indicata da un distorsionometro per una misura fatta immediatamente dopo una brusca applicazione di segnale e durante un intervallo di tempo così breve, che le ten-

sioni di alimentazione all'interno dell'amplificatore non hanno più variato in confronto ai loro valori nella condizione « senza segnale ».

Esaminiamo un amplificatore BF utilizzato in funzionamento musicale. Diversi voltmetri misurano le tensioni su diversi circuiti, e durante questo funzionamento, si può constatare che le loro indicazioni variano leggermente quando il livello musicale passa da forte a debole e viceversa. Si constaterà così che un amplificatore avente una buona regolazione della sua alimentazione HT darà, per la potenza in regime permanente sinusoidale e per la potenza musicale, due valori molto vicini. Al contrario, se la regolazione è cattiva, si avrà una differenza apprezzabile fra questi due valori. Il miglior amplificatore è senza dubbio quello in cui la regolazione dell'alimentazione HT è più soddisfacente. È evidente che queste variazioni di tensione sono dannose e da tenere sotto controllo, soprattutto negli amplificatori in cui lo stadio finale push-pull funziona in classe AB oppure B.

A questo proposito vediamo un caso difficile ed estremo; quello di un amplificatore avente uno studio finale formato, per esempio, da due tubi EL34 in classe B, con $V_a = 425$ V, V_{g2} ottenuta da una resistenza in serie di 1000Ω e $V_{g1} = -38$ V. In assenza di segnale si ha $I_a = 60$ mA e $I_{g2} = 10$ mA. Per un inizio in segnale sinusoidale a piena potenza d'uscita (55 W) si ha $I_a = 240$ mA e $I_{g2} = 50$ mA.

L'aumento notevole della corrente è dato dall'alimentatore nella misura in cui si presenta una resistenza interna debole e il dispositivo di filtro offre ugualmente una resistenza propria minima. Motivo per cui, le tensioni V_a e V_{g2} diminuiscono e la potenza massima prevista (55 W) non può essere ottenuta, si arriva per esempio solamente a 40 W. Ma nei segnali musicali (e non più sinusoidali a regime permanente), le creste dei passaggi « forti » sono generalmente brevi e la corrente corrispondente può essere fornita in parte dai condensatori di filtro che agiscono da serbatoio; le creste in « potenza musicale » possono allora arrivare a 50-55 W, anche se la regolazione

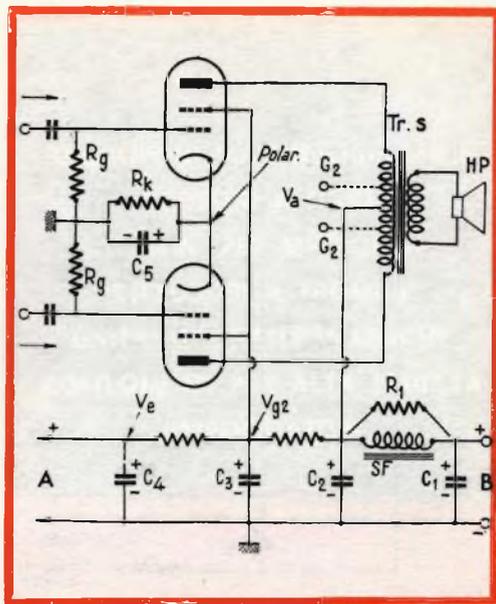


Fig. 2 - Esempio di circuito finale push-pull con polarizzazione catodica. A = all'alimentazione HT degli stadi precedenti; B = al raddrizzatore HT.

non è più perfetta in regime sinusoidale permanente.

Ben inteso, si tratta di un caso difficile. Con un amplificatore classe A o classe AB1, il problema della regolazione è più comodo da risolvere.

Per la misura della potenza musicale di cresta fatta artificialmente com'è stato definito, vale a dire in regime sinusoidale e permanente, si devono dunque fare degli alimentatori separati e regolabili che permettono, proprio per le loro regolazioni, di ottenere le stesse tensioni (V_a , V_{g2} e di polarizzazione V_{g1}) per il regime massimo (e fino alla distorsione armonica ammessa) di quelle esistenti in regime « senza segnale ».

Dunque, benché si trattasse di potenza musicale, la misura è finalmente fatta a partire da un segnale sinusoidale, ma nelle condizioni di stabilizzazione dell'alimentazione particolare come preciseremo. In effetti solo un segnale sinusoidale puro applicato all'ingresso permette di rivelare l'apparizione delle distorsioni armoniche

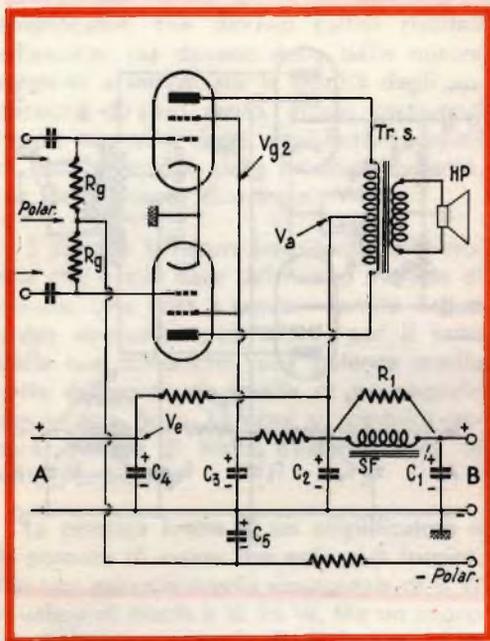


Fig. 3 - Esempio di circuito finale push-pull con polarizzazione di griglia. A = all'alimentatore HT degli stadi precedenti; B = al raddrizzatore HT.

o di intermodulazione su delle misure effettuate con il distorsimetro collegato all'uscita dell'amplificatore. È evidente che, per un amatore, la misura della potenza musicale come è stata definita in precedenza è molto complessa.

Migliorie di un amplificatore

Abbiamo visto che in « picco » certe tensioni possono variare in rapporto ai loro valori in regime « senza segnali ». Queste tensioni si riferiscono particolarmente allo stadio finale e sono: la tensione di alimentazione delle placche (V_a), la tensione delle griglie schermo (V_{g2}) e la polarizzazione (Polar). Non dimentichiamo però la tensione V_e che alimenta gli stadi precedenti. I punti di misura di queste tensioni sono indicati nelle fig. 2 e 3 che rappresentano uno stadio finale push-pull classico (in classe A o AB1), il primo con polarizzazione catodica, il secondo con polarizzazione mediante il ritorno delle griglie e varianti nell'alimentazione delle gri-

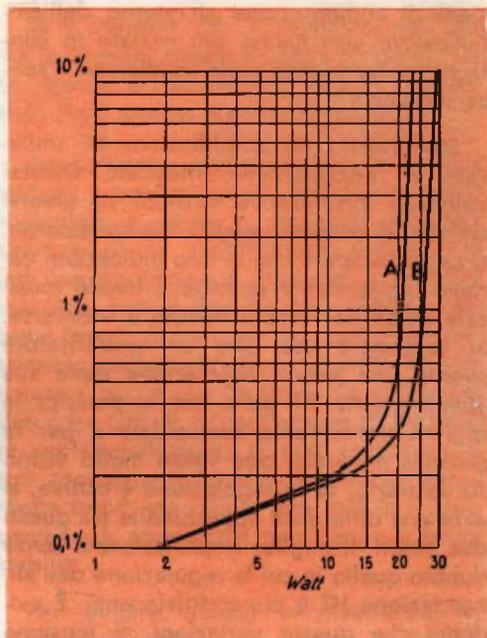


Fig. 4 - Grafico della distorsione armonica in funzione della potenza. A = potenza in regime sinusoidale permanente; B = potenza musicale.

glie schermo e negli stadi precedenti. Ci sono queste quattro tensioni che conviene tener d'occhio in modo particolare.

Si possono mettere dei voltmetri e notare le letture senza segnale. L'amplificatore è utilizzato in riproduzione musicale aumentando lentamente e progressivamente il volume sonoro; si vede allora perfettamente dalle variazioni delle indicazioni dei voltmetri, il livello sonoro corrispondente alla potenza musicale massima permessa, al di là della quale si manifesteranno delle distorsioni notevoli.

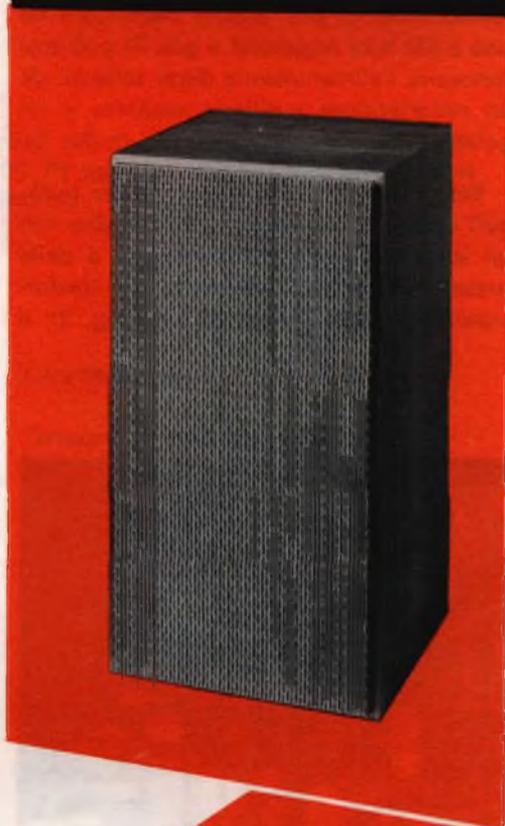
Vogliamo ricordare quello che si può fare per migliorare la regolazione di queste tensioni, vale a dire per migliorare la potenza musicale massima.

Se uno dei componenti del filtro HT a π è una resistenza (R_1 nella fig. 2 e 3) è certo che una bobina di ferro è preferibile; ma fortunatamente una tale concezione di filtraggio non si riscontra più su apparecchi di qualità. Si potranno così aumentare notevolmente le capacità dei condensatori

**MICROFONI MAGNETODINAMICI
MICROFONI A NASTRO
SOSTEGNI PER MICROFONI
DIFFUSORI A TROMBA
UNITÀ MAGNETODINAMICHE
COMPONENTI PER ALTA FEDELTA'
AMPLIFICATORI**



**RICHIEDETE LISTINI
E CATALOGHI
ALLA RCF
MILANO - VIA GIOTTO, 15
TEL. 468.909
R. EMILIA - VIA COL DI LANA, 44
TEL. 39.265**



C_2 , C_3 , C_4 , e C_5 ; oltre a un filtraggio maggiore e un disaccoppiamento più efficace, essi formeranno allora delle riserve migliori per i bisogni di corrente in brevi impulsi.

Una migliore regolazione generale è ottenuta sopprimendo il condensatore d'ingresso di filtro C_1 ; ma tutti gli altri condensatori posti di seguito devono allora necessariamente presentare delle forti capacità, senza le quali un ronzio potrebbe manifestarsi ed essere poco piacevole da ascoltare durante le audizioni.

La tensione di schermo (V_{g2}), che è certamente la più instabile durante i picchi di funzionamento, può essere stabilizzata da uno o più tubi regolatori a gas. Si può così concepire l'alimentazione degli schermi da un raddrizzatore ausiliario separato e regolato.

Ben inteso, si tratta di uno stadio push-pull detto « ultralineare », vale a dire con gli schermi collegati direttamente a delle prese intermedie sul primario del trasformatore di uscita (prese G_2 nella fig. 2), il

pensiero della regolazione della tensione V_{g2} sparisce, si limiterà ad ottenere una perfetta regolazione della tensione V_a in generale.

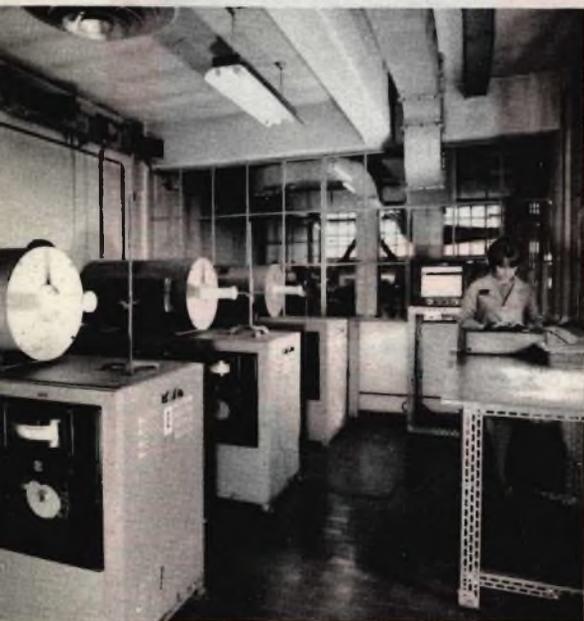
Infine per concludere, assicuriamo che la nozione di potenza musicale risolve completamente il problema della valutazione relativa della qualità di un amplificatore BF.

Si dovrà inoltre tener conto dell'effetto prodotto dal carico dell'altoparlante che differisce dal carico fittizio utilizzato nelle misure di potenza o presentato dal Wattmetro BF.

Il grafico di fig. 4 rappresenta la distorsione armonica in funzione della potenza per un amplificatore del tipo dato. In questo esempio, si vede che per una distorsione armonica dello 0,8 %, la potenza musicale è di circa 20 % superiore alla potenza in regime sinusoidale permanente classico. In certi casi si ha anche il 30 %.

ALFA

(Da « Le Haut - Parleur »)



Il reparto illustrato nella fotografia polarizza l'attenzione durante la visita dello stabilimento della International Rectifier Corporation Italiana; è infatti questo il luogo dove nascono le giunzioni dei diodi diffusi.

Personale specializzato da un lungo tirocinio e macchinari tra i più moderni drogano dischi di silicio con boro e fosforo, elementi del 3° e del 5° gruppo del sistema periodico degli elementi, prima di metterli in torni su navicelle di quarzo.

Allo scopo di mantenere caratteristiche stabili nel tempo la temperatura, all'interno dei forni, viene mantenuta a $1270^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$; per ottenere questa temperatura in limiti così stretti necessitano particolari e complicati stabilizzatori di tensione e regolatori di temperatura.

La qualità dei componenti è così assicurata dall'esperienza dei suoi tecnici e dai precisi macchinari impiegati.

ALIMENTATORI C.A. A TRANSISTOR

Si descrivono tre alimentatori transistorizzati adatti ad alimentare radiorecettori direttamente dalla rete. I transistori tipo OC 79 vengono usati in due alimentatori collegati come diodi come elementi rettificatori.

Il primo circuito è stato progettato come parte integrante di un piccolo trasmettitore. Le caratteristiche sono eccellenti, ma forse è troppo elaborato per equipaggiamenti convenzionali.

Caratteristiche

Tensione a vuoto: $V_o = 6 \text{ V}$
Tensione con $I_o = 150 \text{ mA}$: $V_{io} = 5,6 \text{ V}$
Regolazione: 6,6%
Tensione di ondulazione con I_o : $U_r = 7,5 \text{ mV}$
Tensione sul trasformatore a vuoto: $U_o = 13 \text{ V}$

II CIRCUITO - I transistori collegati a diodo sono usati in questo circuito come elementi rettificatori. Il transistore OC 79 compie tale funzione quando si collegano insieme la base e l'emettitore (C - EB); secondo le misure effettuate detto collegamento permette di ottenere: bassa caduta interna in conduzione diretta, tensione inversa più alta possibile a minore corrente di fuga.

Caratteristiche

Tensione a vuoto: $V_o = 9,7 \text{ V}$
Tensione con $I_o = 150 \text{ mA}$: $V_{io} = 5,6 \text{ V}$
Regolazione: 35%
Tensione di ondulazione con I_o : $U_r = 7,5 \text{ mV}$
Tensione sul trasformatore a vuoto: $U_o = 8,5 \text{ V}$
Corrente di assorbimento (regolazione 35%): $I_d = 40 \text{ mA}$

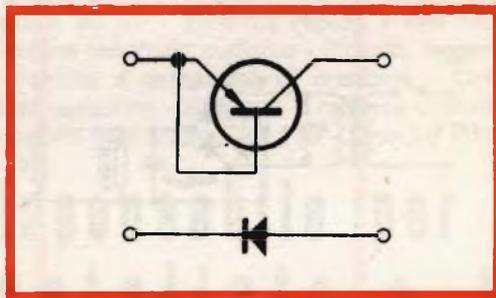


Fig. 1 - Esempio di collegamento a diodo del transistore OC 79.

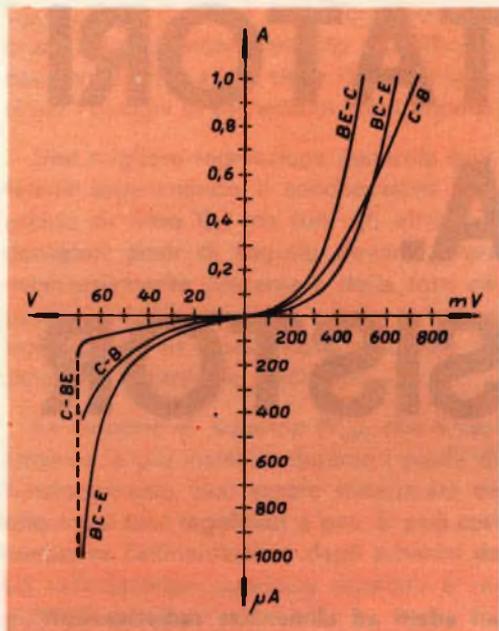


Fig. 2 - Curve del transistore collegato a diodo nelle tre combinazioni possibili.

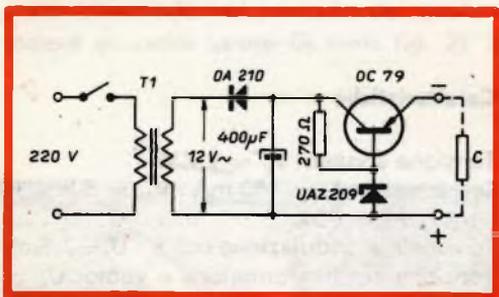


Fig. 3 - Primo circuito alimentatore a transistori.

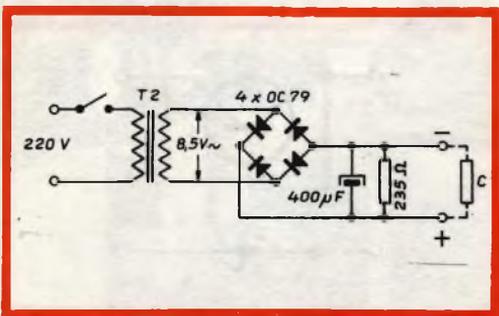


Fig. 4 - Secondo circuito alimentatore equipaggiato con due transistori OC 79 collegati a diodo.

Si deve notare che una regolazione del 30% costituisce un limite perfettamente tollerabile su prove di ascolto.

III CIRCUITO - Questo circuito regolato dà la possibilità di lavorare indistintamente con batterie e con la rete senza bisogno di commutatori. Le batterie sono usate come tensione di riferimento quando l'alimentatore è collegato alla rete.

Caratteristiche

Tensione a vuoto: $V_o = 9,3 V$
 Tensione con $I_o = 150 mA$: $V_{I_o} = 9,12 V$
 Regolazione: 1,9%
 Tensione di ondulazione con I_o : $U_r = 7 mV$
 Tensione sul trasformatore a vuoto: $U_o = 15 V$

Conclusione

Si deve notare la capacità per controllare la corrente istantanea del transistore OC 79 collegato con emettitore e base uniti insieme (C - EB). Misure eseguite sull'apparecchio non hanno mostrato alcun cambiamento nella resistenza inversa anche con correnti dell'ordine di 12 A.

I circuiti 2 e 3 sono messi in funzione con una commutazione istantanea di corrente dell'ordine di 2 A e un valore di corrente ricorrente di 600 mA; valori che, dovuti alle misure sopramenzionate, sono ritenute sufficientemente conservative per questi circuiti.

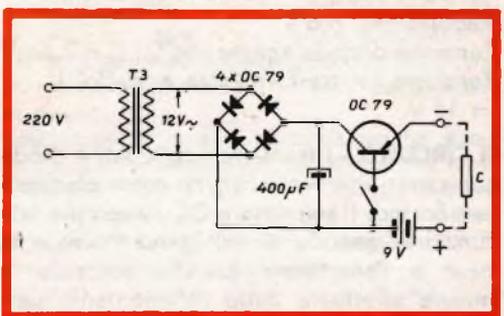


Fig. 5 - Terzo circuito alimentatore equipaggiato con tre transistori OC 79.

PRESTEL

il misuratore di campo

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



n. G.B.C.
T/222

caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (470/860 Mc) - 3 Gamme VHF (40/230 Mc) - 2 Sensibilità (1000 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.) Massima sensibilità 20 μ V - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg 1,100

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

PRESTEL s.r.l. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

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

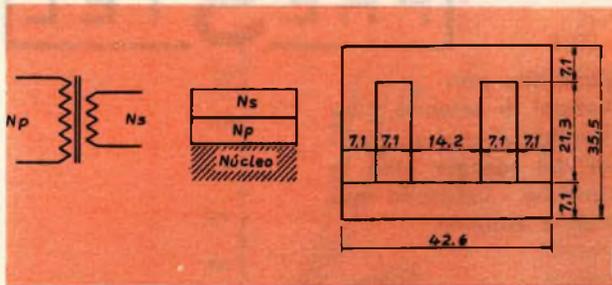


Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro e posizione degli avvolgimenti dei trasformatori T_1 e T_2 .

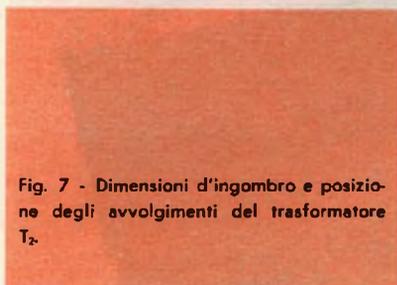


Fig. 7 - Dimensioni d'ingombro e posizione degli avvolgimenti del trasformatore T_2 .

Dati per la costruzione dei trasformatori T_1 e T_2

Primario: 1000 spire di filo di rame smaltato di 0,10 mm di diametro.

Secondario: 210 spire di filo di rame smaltato di 0,30 mm di diametro.

La sezione del nucleo è di 14,2 x 20 mm²

Laminazione in ferro silicio.

Trasformatore T_2

Primario: 3225 spire di filo di rame smaltato di 0,15 mm di diametro.

Secondario: 125 spire di filo di rame smaltato di 0,32 mm di diametro.

La sezione del nucleo è di 15,3 x 18 mm²

Laminazione in ferro silicio.

(Da « Laboratory Report »)

*

La televisione insegna la televisione! Non è un gioco di parole, infatti in Francia i dirigenti preposti alle attività didattiche del primo programma nazionale hanno preparato per il 1967 diversi corsi di lezioni per le scuole professionali, tra cui uno riguardante la televisione a colori. Il programma comprende: dieci trasmissioni introduttive illustranti i diversi aspetti tecnici della televisione a colori, sette trasmissioni dedicate ad un esame dettagliato del ricevitore a colori, comprendenti informazioni circa la regolazione, la messa a punto e la riparazione degli organi essenziali.

Sempre per le scuole professionali altri corsi saranno rivolti allo studio teorico dei semiconduttori e successivamente al loro impiego pratico, con particolare riguardo ai circuiti per frequenze video.

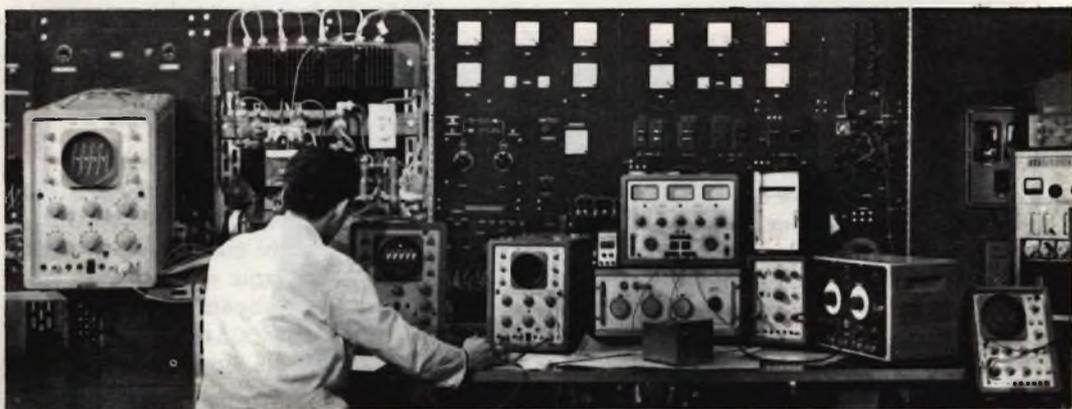
PHILIPS

la più grande industria
elettronica europea mette
a disposizione
dei costruttori italiani il



LACEP

per consulenze
e studi in collaborazione
con i clienti



settori di attività:

correnti deboli

applicazioni dei circuiti integrati nella strumentazione analogica e digitale.

correnti forti

applicazioni dei diodi controllati nei convertitori statici di energia

materiali

applicazioni dei magneti permanenti e trasduttori per ultrasuoni.

LACEP
Laboratorio Applicazioni
Componenti Elettronici
Professionali

La Casa danese B & O è conosciuta per tecnica qualità e linea d'avanguardia

Possedere un prodotto di qualità e avere nella propria casa dei magnifici apparecchi, come ad esempio, un registratore o un complesso stereo B & O, è una ambizione di tutti. A questo piacere si aggiunge la sicurezza che i prodotti B & O sono venduti unicamente da organizzazioni altamente qualificate nella vendita di prodotti radio.

Nel mercato mondiale dei fabbricanti d'elettronica, la marca B & O garantisce prodotti di prima qualità, e i clienti più esigenti, per i quali il prezzo non è la sola condizione, preferiscono questi apparecchi caratterizzati da una tecnica d'avanguardia e da un disegno elegante e sobrio, secondo le migliori tradizioni danesi.

Perchè quindi dovrete accontentarVi del meno, potendo il più?



REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO
BEOCORD 2000 DE LUXE K



REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO
BEOCORD 2000 DE LUXE T PORTATILE



SONDA CERCAGUASTI

La sonda cercaguasti qui descritta è un piccolo apparecchio che può rendere molti servizi ai tecnici per individuare rapidamente una anomalia di funzionamento e trovare il componente difettoso.

La sonda può servire da multivibratore, e in questo caso, sviluppa delle tensioni di 750 Hz, le cui armoniche si estendono fino a 40 MHz. Il suo impiego principale è come amplificatore signal tracer; esso amplifica o rivela la banda di frequenza compresa fra 10 Hz e 500 MHz. È ancora possibile adattare degli altri accessori, come

una cuffia magnetica ad alta impedenza che costituisce uno stetoscopio per il controllo delle vibrazioni, una induttanza speciale per l'amplificazione telefonica, un circuito accordato ecc.

Lo schema completo è indicato in fig. 1. Il condensatore C_1 ha una capacità tale che

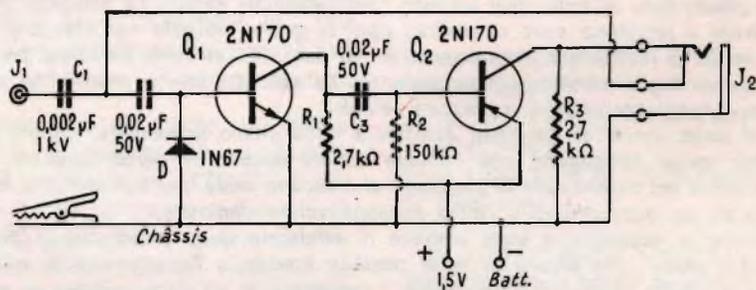


Fig. 1 - Schema elettrico della sonda cercaguasti.

si ottiene una attenuazione delle frequenze BF allorchè le alte frequenze sono ben trasmesse. La sua tensione di funzionamento è di 1 kV. Il diodo D (1M67 = OA95) è montato fra base e massa del primo transistor N-P-N, 2N170 (OC140). Esso permette di ottenere degli impulsi rettangolari stretti con una grande percentuale di armoniche, impulsi la cui ampiezza è uguale a quella delle pile d'alimentazione; il diodo assicura l'oscillazione stessa quando la tensione della pila si abbassa a 0,3 V.

Nel funzionamento come amplificatore signal tracer, lo stesso diodo ha due funzioni. Esso limita la polarizzazione inversa di ciascun semiciclo della tensione alternata d'ingresso e così solo la polarizzazione di senso diretto dovuta ai due semicicli, è applicata alla base di Q_1 . In questo modo, esso crea un carico equilibrato per il circuito in prova.

Si noterà che nessuna polarizzazione fissa nel senso diretto è applicata alla base di

Q_1 . Si deve tener conto che a causa delle fughe, il transistor non è all'interdizione completa. Si ha un funzionamento simile a quello di un circuito in classe A, quando il semiciclo d'ingresso corrispondente alla polarizzazione inversa porta il transistor nelle vicinanze dell'interdizione e la polarizzazione a un valore nullo e, in seguito, a un valore positivo.

Le tensioni di uscita di Q_1 , applicate a Q_2 , sono sufficienti per ottenere 1 mW o più. Nessun commutatore è previsto per i due modi di funzionamento. Per l'utilizzazione come signal tracer, è sufficiente infilare il jack dell'auricolare nella presa J_2 : il multivibratore è allora trasformato in amplificatore. Il consumo è così basso che non vale neppure la pena di mettere un interruttore. L'auricolare può avere un'impedenza di $600 \div 2000 \Omega$.

BETA

(Da « Electricité-Electronique Moderne »)

Nella Terra di Wilkes, nell'Antartico, gli australiani hanno intrapreso la costruzione di una nuova base per osservatori scientifici. La tecnica di costruzione adottata è piuttosto insolita a queste latitudini. Infatti, dopo esperimenti effettuati in laboratorio con l'ausilio di una galleria a vento, è stato deciso di montare degli elementi prefabbricati su fondazioni a palafitta. Il sistema dovrebbe evitare l'accumularsi della neve che, spinta dai forti venti dell'Antartico, deteriora rapidamente qualsiasi struttura. Con la realizzazione di quest'ultima base saranno tre le stazioni di ricerca australiane sui treddi ghiacci del Polo Sud.

L'intensità del traffico aereo transatlantico tra Europa e Stati Uniti aumenta in misura tale che presto tutte le rotte civili saranno completamente sature. Le soluzioni prospettate per risolvere il problema sono di diverso tipo: la prima consiste nell'allargare i corridoi aerei in modo di permettere l'inserimento di più aeroplani su rotte parallele, però rappresenterebbe un miglioramento solo temporaneo. La seconda invece prevede di restringere lo spazio di sicurezza relativo a ciascun veicolo.

I piloti si sono dimostrati piuttosto contrari a quest'ultimo espediente, mentre invece le compagnie aeree sostengono che l'attuale strumentazione di bordo consente la massima precisione nel determinare la posizione di ciascuna unità, per cui anche le distanze di sicurezza tra un apparecchio e l'altro possono venire diminuite.

Per dirimere la questione è stato stabilito di effettuare delle prove che si svolgeranno la prossima estate. Una catena di radar posti in Irlanda, a Terranova, e su alcune unità naviganti in mezzo all'oceano, controllerà il passaggio di un certo numero di aerei campione. Ciascuno di essi avrà a bordo un generatore di segnali in codice che faciliterà il riconoscimento. Se risulterà che i velivoli in questione riescono a osservare con esattezza la posizione e gli orari prefissati, si procederà senz'altro ad una modifica nel regolamento internazionale delle rotte aeree civili.

INDICATORE DI RADIOATTIVITÀ

L'indicatore di radiazioni che stiamo per descrivere può essere utilizzato per la rivelazione della radioattività in generale (raggi gamma, beta e neutroni).

Lo schema completo dell'apparecchio è rappresentato in fig. 1; esso è formato essenzialmente da un tubo Geiger-Muller del tipo 18504 (Philips) ed è alimentato da una pila da 3 V. L'alta tensione necessaria al tubo G-M è prodotta da un oscillatore-convertitore equipaggiato di un transistor AC 125 (T_1), seguito da un raddrizzatore duplicatore di tensione composto da due diodi BYX 10. Il transistor AC 125 (T_2) assicura l'amplificazione dei segnali per la cuffia che serve da indicatore acustico.

Riprendiamo ora in modo più dettagliato l'esame di questo schema. L'oscillatore con il transistor AC 125 (T_1) è del tipo « senza bloccaggio »; la resistenza di base di 47Ω permette a questo oscillatore di iniziare facilmente ad oscillare. Se si sopprime questa resistenza la base sarà debolmente positiva in confronto all'emettitore (con i valori indicati) e l'oscillazione non si produrrà finché non si premerà l'interruttore.

Il condensatore da $500 \mu\text{F}$ (6-8 V) evita le variazioni di tensione che si produrranno ai capi della pila in ragione della forma a dente di sega dell'oscillazione.

Il trasformatore T_r è realizzato su un nucleo ad olla di ferrocube 25/16 di gradazione 3B3, con traferro di 0,1 mm (Philips).

Si ha:

$P_1 = 115$ spire di filo di rame smaltato di $2/10$ di mm.;

$P_2 = 50$ spire di filo di rame smaltato di $1/10$ di mm.;

$S = 1250$ spire di filo di rame smaltato di $1/10$ di mm.

Si avvolge prima P_1 e poi P_2 , facendo attenzione che il senso di avvolgimento sia lo stesso. Sullo schema i punti indicano gli inizi degli avvolgimenti per il senso esatto dei collegamenti che danno l'oscillazione.

La tensione alternata ai capi del secon-

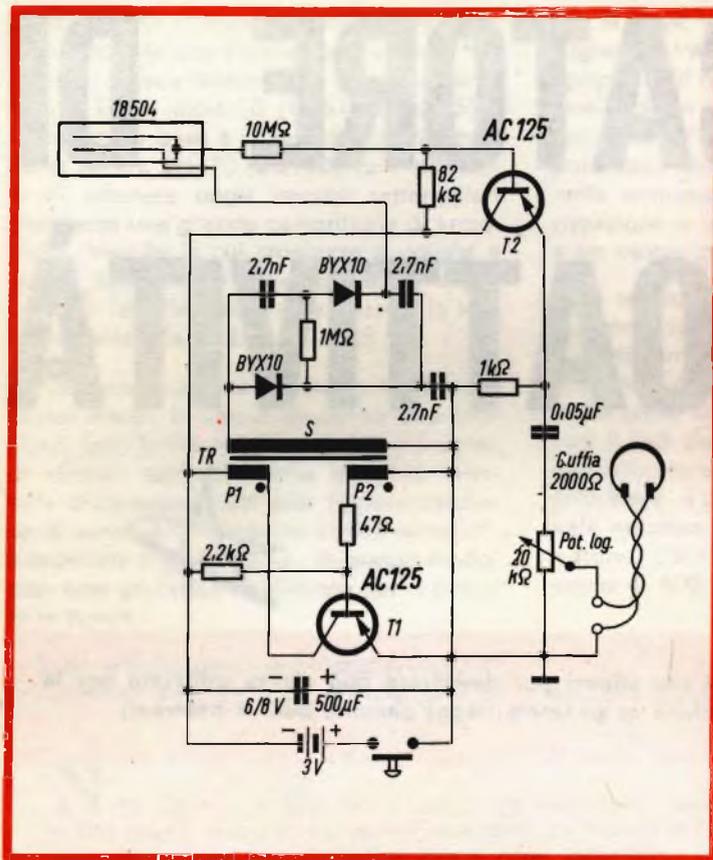


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito indicatore di radioattività.

dario S è applicata a un raddrizzatore duplicatore di tensione. La tensione di uscita continua è di 500 V; la corrente richiesta è dell'ordine di 20 μ A per le velocità massime di « conteggio ». Ciò spiega la possibilità di utilizzare un piccolo transistor del tipo AC 125 per l'oscillatore generatore di alta tensione.

I tre condensatori da 2,7 nF sono del tipo a mica (250 V lavoro). Tutte le resistenze sono del tipo da 0,5 W.

Il tubo GM-18504 presenta una lunghezza totale di 55 mm e un diametro di 17 mm (finestra in testa; diametro utile 9 mm); esso si può utilizzare con delle tensioni comprese fra 375 e 600 V. Il numero di impulsi è di circa 20 al minuto; il tempo morto è al massimo di 100 μ s. Esso funziona fra i limiti di temperatura di + 75 °C e - 55 °C.

All'uscita del tubo GM, l'impulso di corrente è trasformato in impulsi di tensione con l'aiuto del transistor AC 125 (T_2) montato come amplificatore con ingresso sulla base e uscita sull'emettitore. Da qui il tubo GM diventa conduttore (per esempio quando un raggio gamma lo raggiunge) una corrente di senso inverso riesce a sovrapporsi alla corrente normale della base del transistor AC 125 (T_2); la corrente risultante della base va dunque diminuendo. Questo si traduce in una diminuzione corrispondente della corrente dell'emettitore, dunque in una diminuzione anche della tensione di uscita messa in evidenza ai capi della resistenza da 1 k Ω .

L'ampiezza della tensione di uscita ai capi di quest'ultima resistenza è dell'ordine di 1 V di cresta.

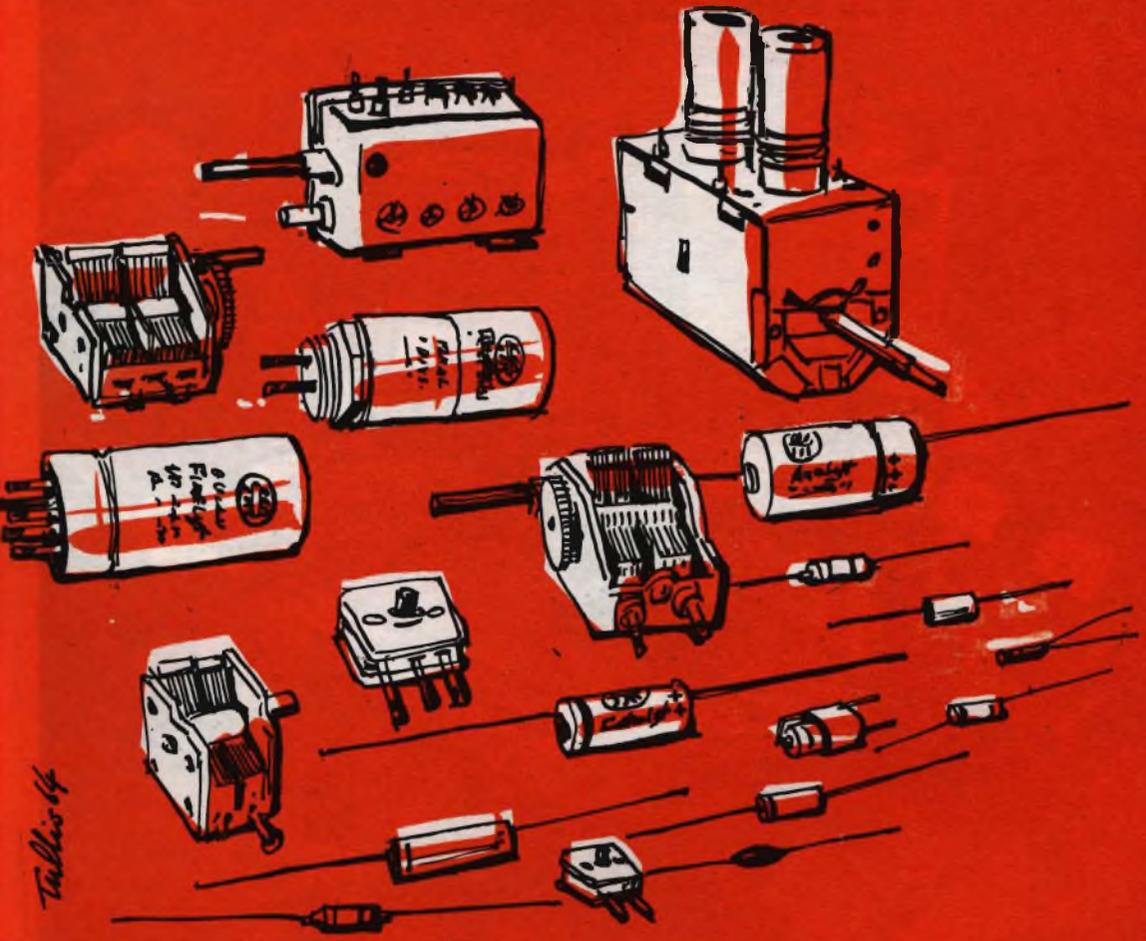
Una cuffia, del tipo da 2000 Ω , serve da



C.S.F. COMPONENTI ITALIA

DUCATI ELETTEOTECNICA

componenti per radio e televisione



Talbot 64

indicatore acustico; il livello sonoro può essere regolato per mezzo del potenziometro logaritmico da 20 k Ω .

Dal punto di vista realizzativo, si è lasciata la più ampia libertà. È evidente che l'ingombro e il peso di questo apparecchio sono molto limitati, in quanto deve servire da strumento di rivelazione portatile. A titolo di esempio, l'apparecchio può essere montato all'interno di un contenitore metallico avente le dimensioni di: 150 x

x 80 x 20 mm (pila e tubo G-M compreso); il peso totale è dell'ordine di 400 grammi.

Il consumo totale sulla pila non supera i 20 mA. Il funzionamento è istantaneo all'atto in cui si preme sull'interruttore, l'utilizzazione è molto economica e si dispone di una grande autonomia d'impiego.

GAMMA

(Da « Le Haut-Parleur » 6612)



Controllo visivo sullo schermo del cinescopio di un pannello a circuito stampato nel quale si trovano alcuni circuiti di un televisore.

POSOMETRO AUTOMATICO

Parte I

In materia di fotografia, la determinazione esatta dei tempi di posa è una garanzia del risultato delle fotografie. Senza una lunga pratica, è molto difficile valutare con esattezza questi tempi. L'apparecchio qui descritto, essendo automatico, permette così ai principianti di riuscire, a colpo sicuro, nei loro lavori. Questo circuito non mancherà di interessare un buon numero dei nostri lettori, anche per la sua semplicità di realizzazione.

Sia i professionisti che gli amatori che si interessano all'ingrandimento dei negativi fotografici, conoscono le difficoltà incontrate in questa operazione per determinare con esattezza la durata dei tempi di posa in funzione della luminosità del negativo, della sensibilità della carta e dell'apertura del diaframma dell'ingranditore.

L'apparecchio che ci accingiamo a descrivere, risolverà questi problemi in modo razionale e poco costoso.

Al momento di fare la fotografia, si fissa generalmente una velocità di otturazione; in funzione di questo, della luminosità del soggetto da fotografare e della sensibilità della pellicola, la cellula fotoelettrica darà l'apertura del diaframma conveniente. Questo infatti, è il principio applicato al nostro apparecchio, il quale comporta, da una parte un temporizzatore elettronico che fissa i tempi di posa predefiniti e dall'altra parte un posometro che indica l'apertura del diaframma adeguato.

Tuttavia, è il tempo di posa e non l'apertura del diaframma che è qui corretto in funzione della sensibilità dell'emulsione.

Mediante una modifica della tavoletta, qualsiasi tipo di ingranditore in cui l'obiettivo è equipaggiato di un diaframma, si può adattare al nostro apparecchio. Se, a causa della diversità, tanto della sensibilità della carta che delle caratteristiche dell'ingranditore (potenza della lampada, luminosità e focale dell'obiettivo ecc.) non ci è possibile fornire i valori di certi elementi del posometro, spiegheremo dettagliatamente il modo da seguire per determinare il valore dei suddetti elementi. Se si seguiranno scrupolosamente le indicazioni che seguono, si arriverà con certezza al risultato sperato.

Schema di principio

Come si constaterà esaminando lo schema di fig. 1, l'elemento essenziale del mon-

taggio è una ECL82 in, cui la sezione pentodo comanda il temporizzatore che fissa la durata del tempo di posa, e dove la sezione triodo serve alla misura (traddotta visualmente dall'indicatore d'accordo DM70) della intensità luminosa erogata dall'ingranditore.

La sezione pentodo è montata a triodo (schermo collegato all'anodo) con polarizzazione nulla (essendo la griglia di comando riportata al potenziale del catodo per mezzo di R_B), questo si può fare perchè il tubo lavora con una tensione anodica reale di 60 V (290 - 230). Quando l'invertitore si trova nella posizione indicata sullo schema di fig. 1, il condensatore (C_4 , C_5 o C_6) messo in servizio da S_4 , si carica fra i + 230 V e la massa. Quando abbassiamo questo invertitore, il condensatore invia al-

la griglia del tubo una tensione negativa di 230 V rispetto al catodo, ciò ha per effetto di bloccare tutti i passaggi di corrente fra l'anodo e il catodo.

A questo momento, tutto il resto del montaggio è privato della tensione: il relais, la cui bobina non è più alimentata in corrente, scatta e i suoi contatti accendono la lampada dell'ingranditore. In seguito, il condensatore si scarica a poco a poco, la griglia del tubo ritorna a una polarizzazione normale e il passaggio di corrente si ristabilisce nell'insieme di montaggio, fra gli altri nella bobina del relais, nel quale i contatti si allontanano e spengono la lampada dell'ingranditore.

La durata di questa scarica sarà determinata non solamente dalla capacità del con-

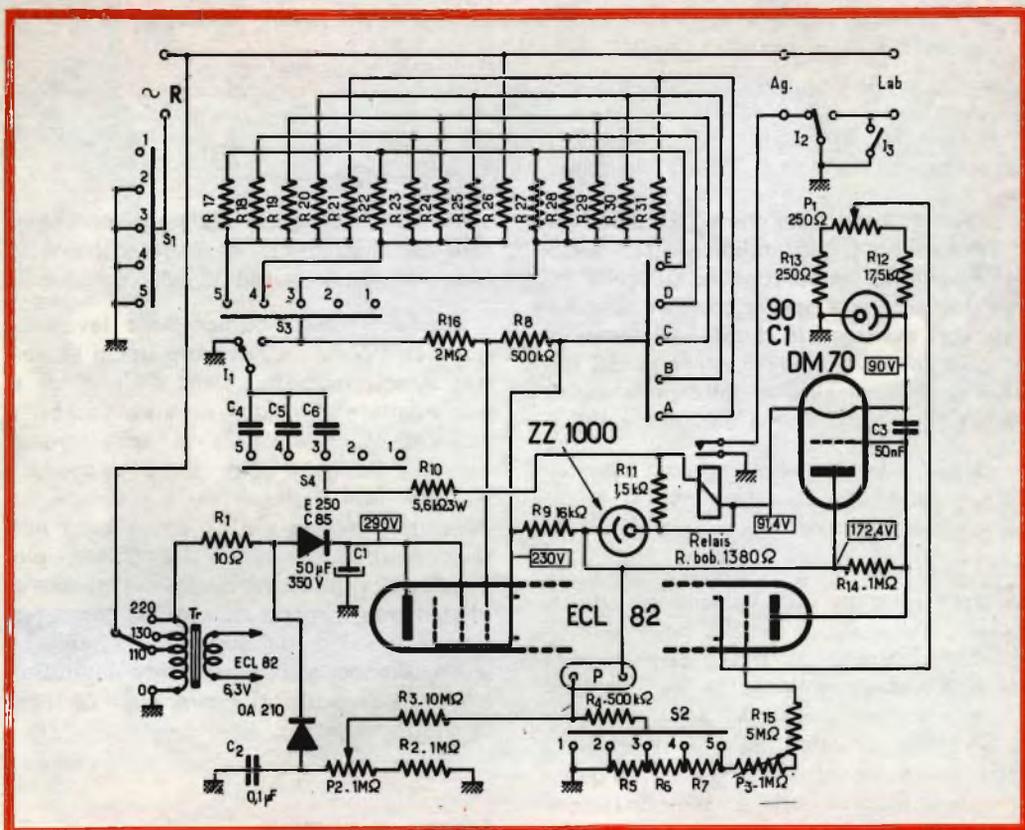


Fig. 1 - Schema di principio del posometro elettronico. R = rete; Ag = ingranditore.



Fig. 1a - Zoccolatura delle valvole impiegate nel posometro.

densatore (C_4 , C_5 o C_6) messo in servizio, ma anche dal valore della resistenza che lo shunta durante questa scarica; sia essa di $2.5 \text{ M}\Omega$ ($R_{16} + R_8$), questo valore sarà corretto da una delle resistenze da R_{17} a R_{31} selezionate dal commutatore S_3 e S' .

Si disporrà così di diversi tempi di posa appropriati secondo i bisogni: S_3 (fissato sullo stesso asse di comando di S_1 , S_2 e S_4) determina la durata dei tempi di posa in funzione della luminosità richiesta dal contenitore fotosensibile fino a quando S' apporta la correzione necessaria secondo la sensibilità della carta utilizzata.

Il contenitore fotosensibile è equipaggiato con diverse cellule al solfuro di cadmio, chiamate anche fotoresistenze, del tipo ORP 60. Essendo il loro prezzo modico, non abbiamo esitato a impiegarne sei, montate in parallelo e disposte come indicato in fig. 4, in modo da misurare nel mezzo la media della luminosità richiesta. In oscurità, queste cellule hanno una resistenza interna molto elevata (dell'ordine di $200 \text{ M}\Omega$ cioè più di $30 \text{ M}\Omega$ montandone sei in parallelo) di modo che, benché l'alimentazione sia bassa nel nostro montaggio, meno di 172.4 V , non si trova all'uscita che una tensione molto bassa che annulleremo allora con una tensione negativa regolabile sviluppata dal diodo OA 210.

Sottoposte a una sorgente di luce, le ORP 60 diventano più conduttrici; esse polarizzano allora positivamente la griglia della sezione triodo della ECL 82, ciò che si tradurrà in un aumento della corrente

anodica di quest'ultimo tubo e di conseguenza, in una caduta di tensione in R_{14} .

Ne seguirà una polarizzazione negativa della griglia della DM 70 in cui la traccia luminosa va diminuendo e sparisce completamente se questa polarizzazione diventa sufficientemente elevata (circa 10 V). Notiamo, che si potrebbero effettuare le letture su un microamperometro posto in serie nel circuito anodico della parte triodo della ECL 82. Però, oltre al fatto che un tale apparecchio di misura è molto più costoso, l'indicatore d'accordo (DM 70), sebbene meno preciso, ha il notevole vantaggio di essere visibile, soprattutto in camera oscura. La tensione erogata dalle fotoresistenze è raccolta su un partitore di tensione formato da R_{15} , P_3 , R_7 , R_6 e R_3 . Queste tre ultime resistenze sono selezionate da S_2 e determinano le diverse sensibilità dell'apparecchio. Quando si sarà fissato il valore di queste tre resistenze, si constaterà che è molto più basso in confronto a quello di $R_{15} + P_3$ (non si cerca di amplificare, ma di misurare la corrente erogata dalle fotoresistenze) e si evita così « l'effetto di rete » che si manifesterà nel cordone che collega l'apparecchio al contenitore fotosensibile se uno dei conduttori di questo cordone si trova elettricamente troppo vicino alla griglia del triodo.

La resistenza variabile P_3 , costituita da un piccolo potenziometro regolabile, non serve che ad aumentare o diminuire il tempo di posa che potrà manifestarsi in modo permanente, sia in seguito all'invecchiamento dei tubi, sia quando quest'ultimi vengono sostituiti. Questo piccolo poten-

ziometro non è munito di un asse di comando, ma si potrà tuttavia regolarlo per mezzo di un cacciavite, attraverso un foro praticato sul lato sinistro del contenitore dell'apparecchio. Una resistenza di protezione R_4 impedisce che, con una illuminazione troppo intensa, le ORP 60, la cui potenza nominale massima è di 15 mW, siano percorse da una corrente troppo elevata. Quanto a P_1 , esso determina la polarizzazione di funzionamento della sezione triodo della ECL 82 e servirà a rimettere l'apparecchio a zero.

L'alimentatore deve essere ridotto al più semplice dei circuiti. Il trasformatore TR non comporta che un solo secondario dovendo sviluppare 6,3 V su 0,78 A; il suo primario fa l'ufficio di un autotrasformatore quando è collegato a una rete di 110 o 130 V. La tensione alternata di 220 V è applicata a un raddrizzatore tipo E250 C85 che, fiancheggiato da un condensatore di filtro C_1 , procura una tensione continua di 290 V con 25 mA (corrente necessaria al filamento della DM 70). Da notare che a prima vista potrebbe essere possibile « saltare » il raddrizzatore e servirsi della ECL 82 come raddrizzatrice (applicando direttamente i 220 V alternati all'anodo del tubo, essendo C_1 posto fra il catodo e la massa). Si è tralasciata questa soluzione, in quanto si avrebbe una resa minore sul funzionamento del temporizzatore.

Dopo avere attraversato la ECL 82, l'alta tensione raddrizzata va verso la massa attraverso una catena di resistenze, attraverso la bobina del relais e attraverso il filamento della DM 70; essa è stabilizzata in due punti differenti dai tubi 90C1 e ZZ1000. Il primo stabilizza la tensione fra + 90 V e la massa; il suo ruolo non è molto critico, ma oltre alla stabilità apprezzabile che esso apporta al montaggio, questo tubo evita di ricorrere a delle resistenze di forte dissipazione per il ritorno dell'alta tensione fra il filamento della DM 70 e la massa.

La funzione del secondo tubo è più importante, perchè esso assicura una tensione costante fra il filamento (che fa il ruolo del catodo) della DM 70 e la tensione anodica della sezione triodo della ECL 82. La ten-

sione stabilizzata della ZZ1000 alimenta ugualmente le ORP 60.

Il commutatore S comporta 4 circuiti, S_1 ha 4 e 5 posizioni in cui:

- la prima « Arresto » serve solamente a togliere la corrente di rete;
- la seconda « Attenzione » permette di verificare e, se necessario, di correggere la rimessa a zero;
- le tre seguenti determinano la sensibilità del posometro e fissano allo stesso tempo i tempi di posa fissati dal temporizzatore.

C'è un altro commutatore, ma a un solo circuito, in cui il numero delle posizioni è in funzione della diversità della sensibilità della carta che si pensa di impiegare. Se non si ha alcuna indicazione su questo soggetto, è consigliabile prima di iniziare la costruzione, di documentarsi presso i fabbricanti di carta sulle sensibilità relative di quest'ultima, poichè è dalla diversità di queste sensibilità che dipende il numero di posizioni di S' e, di conseguenza, il numero di resistenze da R_{17} a R_{21} , da R_{22} a R_{26} e da R_{27} a R_{31} . Così, per esempio, se si utilizzano esclusivamente delle carte « Agfa Brovira » nelle loro gradazioni « dolce », « normale », « speciale » e « dura », saranno sufficienti due sole posizioni per S' (e il totale delle resistenze $R_{17} - R_{31}$ sarà riportato da 15 a 6), in quanto la sensibilità è uguale per le prime tre gradazioni sopradette (esempi ottenuti con delle carte S. A. Agfa).

Si è già parlato di I_1 , la cui manipolazione provoca l'avviamento del temporizzatore. Anche I_2 è un semplice invertitore che permette di accendere sia l'ingranditore, sia l'illuminazione del laboratorio: le cellule ORP 60 sono sensibili ai raggi rossi o arancioni delle lampade del laboratorio e perciò queste devono essere spente durante la misura del tempo di posa. Infine I_3 è un interruttore (facoltativo) che permette di accendere la lampada del laboratorio quando I_2 è abbassato. Esso serve, in effetti, quando due operatori lavorano insieme nello stesso locale e, mentre uno procede alla messa a punto dell'ingranditore, l'altro ha bisogno della luce rossa o arancione

per proseguire nel suo lavoro (per esempio nello sviluppo della carta già impresso-nata).

Materiale utilizzato

Ci si può costruire da soli il trasformatore d'alimentazione Tr. utilizzando la carcassa di un trasformatore di uscita per altoparlante, tipo push-pull, ma può anche essere reperito in commercio.

Per realizzare il nostro montaggio, si è impiegato un relais Siemens, tipo Trls 6 con bobina 6200/19. Tuttavia un altro relais potrà essere utilizzato a condizione:

- 1) che sia del tipo « riposo » (contrariamente a quelli del tipo « lavoro », i contatti si chiudono in assenza di corrente nella bobina e si aprono quando quest'ultima è sufficientemente eccitata);
- 2) che esso sia robusto e di funzionamento preciso;
- 3) che i contatti siano previsti per sopportare la tensione e la corrente richiesta dalla lampada dell'ingranditore;
- 4) che la bobina di induzione non esiga, per provocare l'apertura dei contatti, una corrente superiore a 23 mA, ne una tensione superiore a 135 V;
- 5) che i valori dati sullo schema di principio (fig. 1) per R_{10} e R_{11} siano ricalcolati.

Per quanto riguarda quest'ultimo punto, si calcherà il valore di R_{11} il cui compito è di diminuire eventualmente la sensibilità del relais ed evitare di dover dare una capacità troppo grande a C_4 , C_5 e C_6 . Notiamo che la corrente di 25 mA erogata dalla alta tensione si divide fra i + 230 e + 91,4 V (fig. 1) in due rami: il primo costituito da R_9 e il tubo ZZ1000 assorbe 3 mA, mentre 22 mA circolano nel secondo, formato da R_{10} e dalla bobina del relais.

Supponiamo che la rottura dei contatti si produce quando la corrente di eccitazione della bobina raggiunge 12 mA con

60 V ($R_{bob} = 5000 \Omega$). Si shunterà la bobina con una resistenza R_{11} capace di assorbire 8 mA (così la rottura dei contatti non si produrrà che quando la corrente passando nel secondo ramo raggiunge 20 mA; per misura di sicurezza non si deve superare quest'ultimo valore, essendo la corrente massima di 22 mA); il valore di detta resistenza sarà di $60/0,008 = 7500 \Omega$. Si calcherà così la risultante di R_{bob} e R_{11} partendo dalla formula:

$$1/R_{tot} = 1/R_{bob} + 1/R_{11},$$

che può essere all'occorrenza 3000 Ω .

La differenza fra 6300 Ω (valore totale necessario per lasciare passare una corrente di 22 mA fra i + 230 e i + 91,4 V) e questa risultante darà il valore di R_{10} che sarà nell'esempio riportato, di 3300 Ω .

P_1 è un potenziometro a filo di 250 Ω . P_2 e P_3 sono due potenziometri di regolazione a carbone rispettivamente con e senza perno di comando.

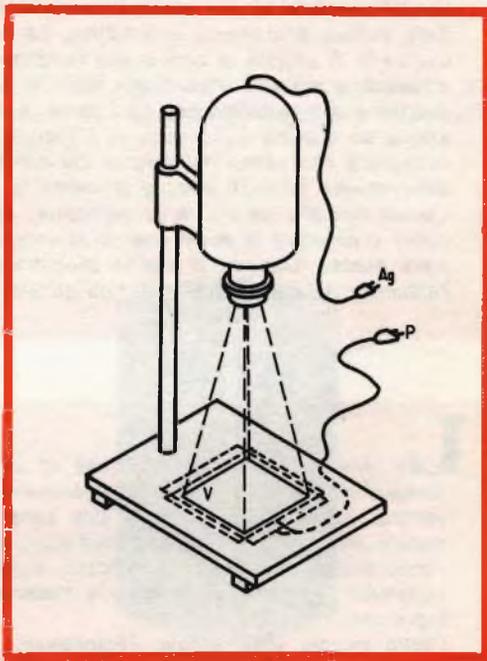


Fig. 2 - Collegamento dell'ingranditore; disposizione della finestra e del contenitore fotosensibile. Ag = verso le prese « ingranditore »; P = verso la presa « P »; V = vetro bianco.

È consigliabile utilizzare per R_9 , R_{10} , R_{11} e R_{12} delle resistenze con tolleranze del 5%. Se necessario, il loro valore esatto sarà ottenuto con la combinazione di più resistenze (per esempio, $R_9 = 15000 + 1000 \Omega$ in serie).

È anche essenziale non lesinare sulla qualità di C_4 , C_5 e C_6 , la cui tensione di lavoro sarà di 350 V e la cui corrente di fuga sarà più bassa possibile.

Si deve fare attenzione anche al buon isolamento dei commutatori S e S' ed al cordone di collegamento fra le boccole «P» al contenitore fotosensibile; tutte le perdite fra i due conduttori falseranno la lettura.

Le prese « Ag », « Labo » e « Rete » fissate sul retro del telaio saranno di dimensioni e di passo convenienti all'introduzione di una spina di rete.

I due invertitori I_1 e I_2 con l'interruttore I_3 , fissati tutti sul pannello frontale sono del tipo a « pallina ». Il pannello frontale e la scatola contenente il telaio (compreso anche il fondo di questa scatola) saranno costruiti in materiale isolante (bakelite, legno, ecc.) e non in metallo, in quanto uno dei poli della rete è collegato al telaio. Per lo stesso motivo le manopole di comando di S, S' P_1 e P_2 dovranno essere di materiale isolante e la vite di bloccaggio non dovrà essere sporgente.

Il materiale restante non ha bisogno di alcuna nota particolare.

(continua)

(Da « Radio Constructeur » 6611)

Li materiale rotabile in costruzione per le nuove linee metropolitane del Nord-Est di Londra presenta alcune notevoli particolarità tecniche, tra cui un nuovo sistema di guida delle vetture interamente automatico. La marcia del treno è completamente regolata da una serie di segnali in codice che vengono trasmessi lungo le rotaie e raccolti da bobine a induzione montate davanti alla motrice. Una serie di segnali regola la velocità massima del treno compatibilmente con i limiti di sicurezza; se questi vengono superati entra in azione un sistema automatico di frenatura. L'altra serie di segnali fornisce istruzioni più dettagliate che vanno dall'arresto del convoglio, al rallentamento, all'accelerazione, ecc..., naturalmente tenendo sempre presente la regolazione di sicurezza.

L'unico compito spettante al guidatore, se ancora si può definirlo tale, sarà quello di aprire e chiudere le porte quando la vettura è ferma a lato stazione; ma anche per compiere questa funzione si stanno progettando sistemi automatici che tengano conto dell'affluenza dei passeggeri e di tutti gli altri fattori simili!

Le ricerche per la realizzazione di un'automobile a motore elettrico continuano. La General Motors sta compiendo esperimenti con due diversi tipi di batterie su due diverse vetture. L'Electrovair II monta una serie di batterie zinco-argento che alimentano un motore elettrico appositamente studiato; i risultati ottenuti sono simili a quelli delle vetture convenzionali con motore a scoppio, tranne che l'autonomia è più limitata — circa 100 chilometri —. Inoltre il peso delle batterie fa aumentare il peso totale di oltre 300 chilogrammi.

L'altro veicolo sperimentale, l'Electrovan, usa invece una pila a combustibile alimentata a idrogeno liquido e ossigeno. Questo sistema presenta alcuni vantaggi rispetto al precedente: pesa assai meno e non richiede un lungo tempo di ricarica; tuttavia il suo costo è ancora proibitivo per un uso normale, basta pensare che gli elettrodi della pila sono in platino!

UN NUOVO AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE OPERAZIONALE

Il Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici Professionali della PHILIPS aggiunge un altro amplificatore alla ben nota serie di amplificatori differenziali operazionali c.c.

Il nuovo amplificatore si presta particolarmente ad applicazioni economiche; ciò nonostante, essendo realizzato interamente con componenti professionali al silicio e con struttura differenziale, ha derive entro limiti accettabili per la maggior parte delle applicazioni.

Il circuito è costituito da due stadi amplificatori differenziali in cascata, dei quali l'ultimo è connesso in modo che l'amplificatore sia ad uscita singola con tensione zero a riposo senza l'impiego di diodi zener. Il guadagno dell'amplificatore non reazionato è di circa 45 dB. L'amplificatore è reazionabile fra uscita e ingresso con una rete esterna in modo da realizzare il guadagno e la banda nel modo desiderato. Tale banda, estesa dalla c.c. fino a parecchie decine di kHz ed estendibile fino a qualche MHz, è ovviamente funzione del guadagno imposto dalla rete esterna di reazione e dai margini di stabilità desiderati. L'amplificatore è corretto nella sua risposta-frequenza in modo che la pendenza sia di 6 dB/ottava.

L'amplificatore presenta ingresso bilanciato e uscita sbilanciata. Può essere comunque applicata una sorgente sbilanciata fra un ingresso e massa ponendo l'altro ingresso inutilizzato a massa.

L'impiego con ingresso bilanciato è con-

sigliabile ogni volta che siano presenti disturbi su entrambi gli ingressi dell'amplificatore.



Fig. 1 - Il nuovo amplificatore differenziale operativo AVS-C2.

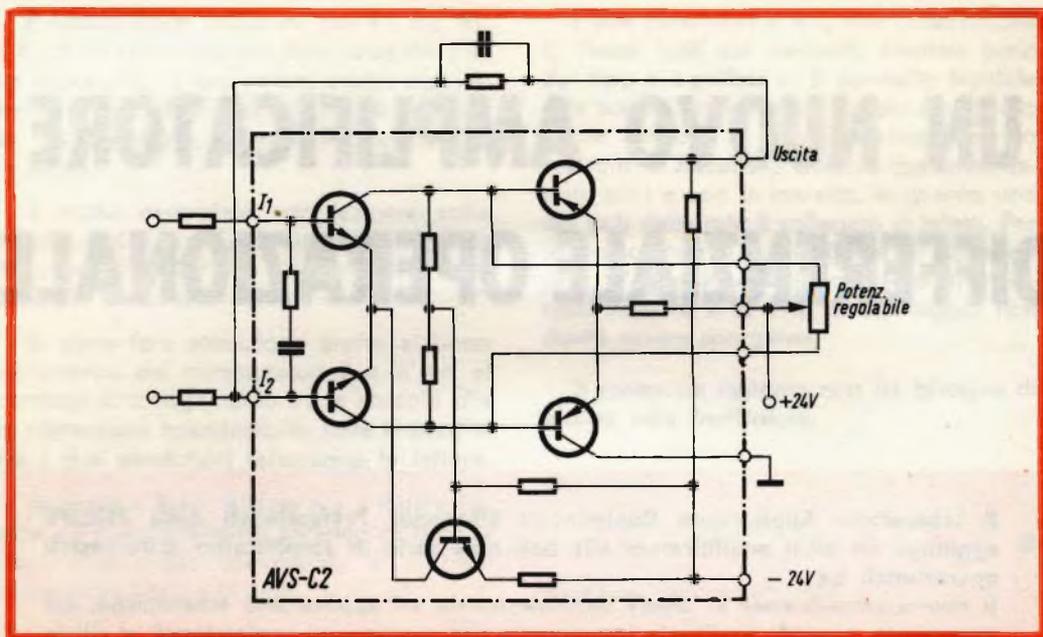


Fig. 2 - Modulo AVS-C2 impiegato come amplificatore integratore.

La reiezione dei disturbi comuni ai due ingressi (variazioni di temperatura, variazioni di tensione di alimentazione, disturbi elettrico-induttivi di qualsiasi genere) è introdotta (attenuazione > 20 dB) oltre che dalla struttura differenziale dell'amplificatore, anche da una reazione in modo comune.

Mediante un potenziometro esterno si regola a zero volt la tensione di uscita in condizioni di riposo. Il modulo si presenta in esecuzione impregnata per montaggio su circuito stampato con terminali a saldare.

La rete di reazione che determina la funzione dell'amplificatore è esterna, in modo che il modulo possa essere utilizzato per realizzare amplificatori di caratteristiche diverse semplicemente sostituendo la rete di reazione.

La reazione è negativa se la rete di reazione è collegata fra l'uscita e il terminale d'ingresso denominato I_2 nei modi consigliati.

Lo stesso circuito può essere usato come

rivelatore di soglia portando una reazione positiva all'altro ingresso e dosandola in modo opportuno.

IMPIEGHI CONSIGLIATI

- Amplificatore-sommatore algebrico ad impedenza di ingresso relativamente alta.
- Amplificatore-integratore.
- Supporto per filtri attivi.
- Rivelatore di soglia.

CARATTERISTICHE

- Guadagno ad anello aperto: $\cong 45$ dB
- Frequenza alla quale $V_o/V_i = 1$ ad anello aperto: $\cong 5$ MHz
- Max segnale d'ingresso: ± 10 V



MILANO - VIA VALLAZZE,78 - TEL. 23.63.815

Errepi

ELECTRONIC

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 20 k 30 PORTATE

Sensibilità C.C. 20.000 Ω/V
V. cc. 2,5/10/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 k Ω/V 10/50/250/500/1.000 V
mA. cc. 50/500 μ 5/50 mA 1 A
 Ω : da 0 a 10 M Ω in 4 portate,
con alimentazione a batteria a 3 V
Misuratore d'uscita:
10/50/250/500/1.000 V
Decibel: da - 10 a + 22 dB in 5 portate
Dimensioni: mm 124 x 78 x 29
Peso: g 265
COMPLETO DI PUNTALE-ASTUCCIO
E MANUALE D'ISTRUZIONE



PREZZO NETTO L. 9.950

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

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

IL PRIMO ANALIZZATORE TASCABILE
A 40.000 Ω/V



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

Altre produzioni **ERREPI:**

ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM

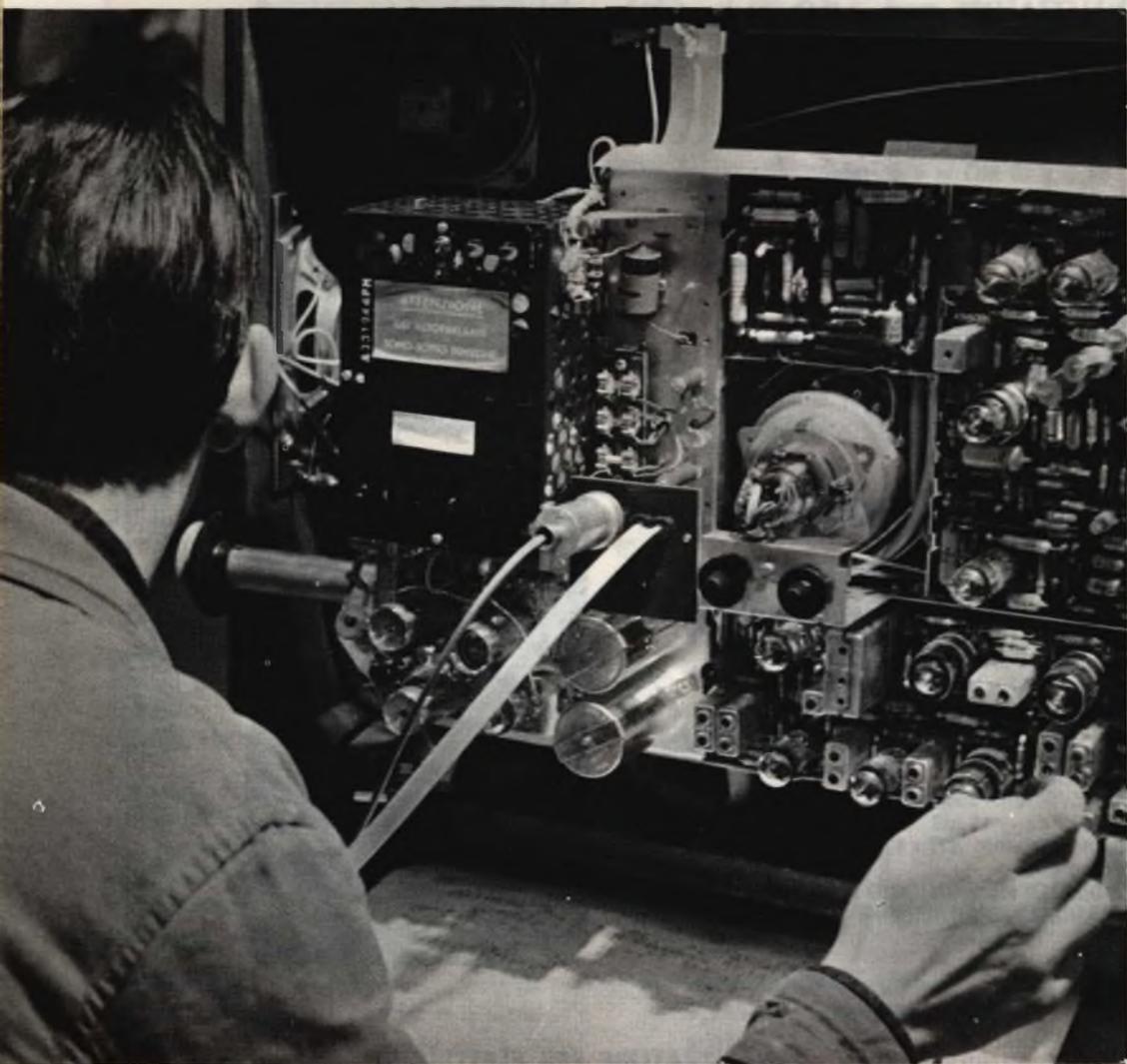
SIGNAL LAUNCHER PER RADIO e TV

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

- Max segnale d'uscita: $\pm 10 \text{ V}$
- Carichi: $\geq 10 \text{ k}\Omega$
- Max potenza d'uscita: 40 mW
- Consumi: $+ 24 \text{ V}, 25 \text{ mA}$
 $- 24 \text{ V}, 17 \text{ mA}$
- Guadagno di tensione ad anello chiuso, grado di reazione e banda: funzione della rete di reazione esterna
- Rumore riferito all'ingresso: $60 \mu\text{V p.p.}$
- Deriva termica: $80 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Deriva riferita all'ingresso per variazioni delle tensioni di alimentazione: $2 \text{ mv}/\text{V}$
- Fattore di reiezione: 20 dB

(LACEP)

*



Banco di controllo finale di un televisore.

PHILIPS

presenta la serie più completa di REGOLATORI PER DIODI CONTROLLATI

prototipi **LACEP**



PDM

Circuito di accensione, per la regolazione continua dell'angolo di conduzione di uno o due diodi controllati.
Impieghi: generazione di tensioni variabili ca e cc, variatori di illuminazione, azionamenti di motori cc.



AC-DR-R3

Regolatore di alta precisione per ponte trifase a 6 diodi controllati, completo dei circuiti di accensione, limitazione e stabilizzazione.
Impieghi: carica-scarica batterie automatici, azionamenti di alta qualità, eccitatrici statiche a rapida smagnetizzazione.



PDS

Regolatore per diodi controllati, contenente il circuito di accensione, di limitazione della corrente e di stabilizzazione della tensione.
Impieghi: azionamenti stabilizzati di motori cc, carica batteria automatici.



AC-DR-I3

Regolatore di alta precisione per ponte trifase a 6 diodi controllati, completo dei circuiti di accensione, limitazione e stabilizzazione.
Impieghi: azionamenti reversibili ad inversione di campo con recupero di energia.



ACS-U3

Regolatore per ponte trifase a 3 diodi semplici e 3 diodi controllati, completo dei circuiti di accensione, di limitazione della corrente e di stabilizzazione della tensione o della velocità.
Impieghi: azionamenti stabilizzati di motori cc di media potenza.



AC-DR-B3

Regolatore di alta precisione per due ponti trifasi rigenerativi in antiparallelo a 5 diodi controllati ciascuno, completo dei circuiti di accensione, limitazione e stabilizzazione.
Impieghi: alimentatori cc a doppia polarità, azionamenti reversibili di alte prestazioni, eccitatrici statiche con contro campo.

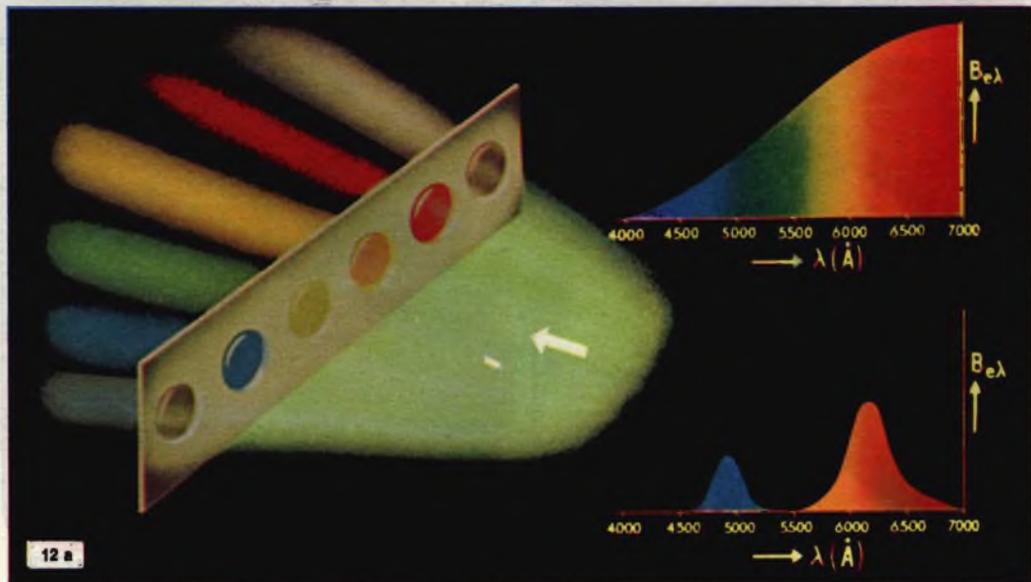
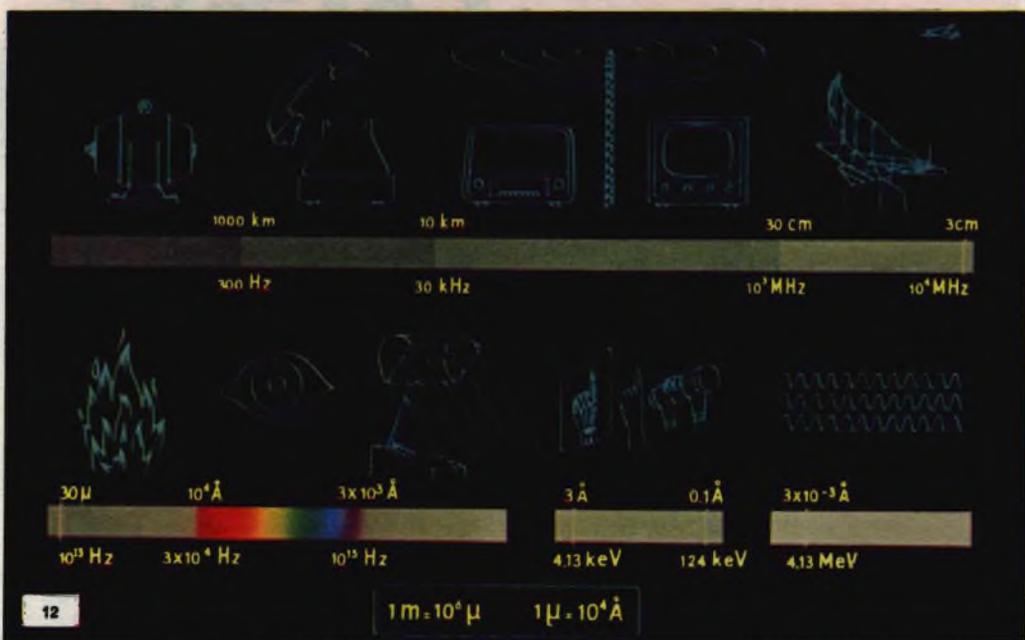


AC-DR-U3

Regolatore di alta precisione per ponte trifase a 3 diodi semplici e 3 diodi controllati, completo dei circuiti di accensione, di limitazione della corrente e di stabilizzazione d'una grandezza d'uscita (tensione o velocità).
Impieghi: alimentatori cc di alta potenza, carica batterie automatici, azionamenti stabilizzati di motori di grande potenza e precisione, eccitatrici statiche.

PHILIPS S.p.A. - LACEP-Comprof
Milano - Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 6994

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI



A molti questa puntata sembrerà molto teorica. Noi pensiamo che prima di passare alla parte elettrica della televisione a colori sia assolutamente necessario sapere anche come sia possibile, lavorando su tre sole sorgenti di luce primaria (rossa, verde e blu) riprodurre tutti i colori esistenti in natura. In fondo, lo schermo del cinescopio per televisione a colori non è forse un insieme di minuscole « lampadine » rosse, verdi e blu le quali variando soltanto la loro « intensità luminosa », sono in grado di riprodurre tutti i colori che ci circondano?

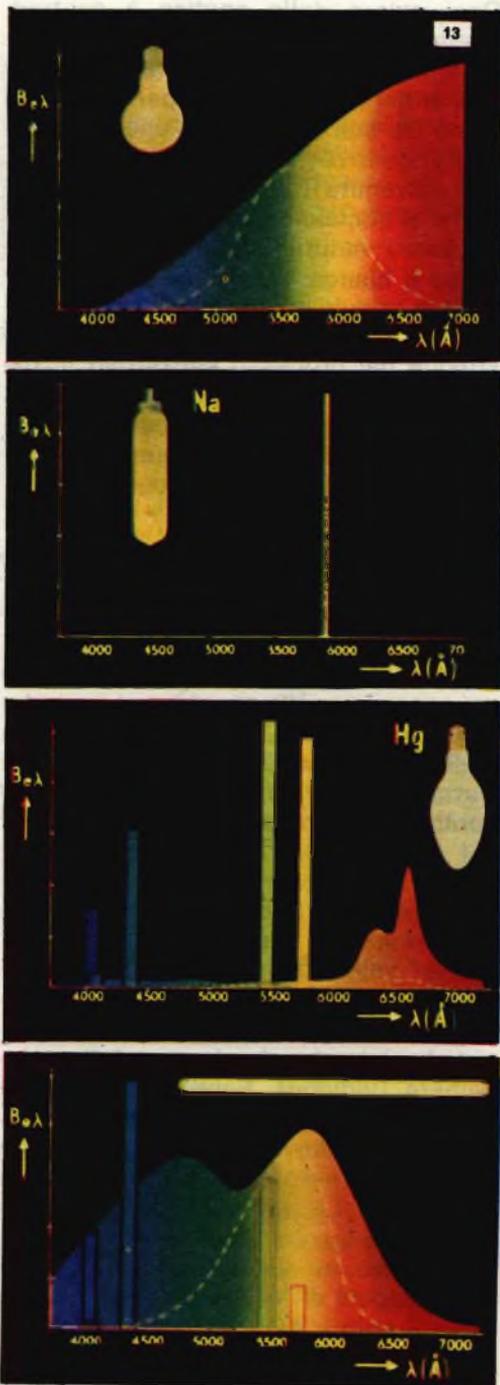
R iassunto delle puntate precedenti: La luce del sole non è altro che un miscuglio di colori cui corrisponde una lunghezza d'onda ben determinata. Lo spettro visibile va da 380 a 780 mm. (oscillazioni elettromagnetiche fig. 12). Questa scomposizione della luce « bianca » del sole nelle lunghezze d'onda che la compongono si ottiene di solito con un prisma di vetro. Ad ogni colore dello spettro corrisponde una determinata lunghezza d'onda.

La sensibilità dell'occhio per i vari colori dello spettro ha l'andamento identico a quello di una curva di risposta di un circuito oscillante accordato sulla frequenza del verde (fig. 13).

Fig. 12 - Spettro di frequenza delle onde elettromagnetiche. Su ogni porzione dello spettro ne è indicato l'impiego pratico. A noi interessa la **posizione** che hanno, in questo spettro completo delle onde elettromagnetiche, le frequenze capaci di eccitare la nostra retina e di trasmettere al centro ottico del cervello una informazione di colore.

Fig. 12a - La luce bianca prodotta da una lampada ad incandescenza (spettro in alto a destra) passando attraverso una serie di filtri colorati viene scomposta nei colori che la compongono. In basso a destra è indicata la risposta (larghezza di banda) di due tipi di filtri.

Fig. 13 - Nella puntata precedente abbiamo detto che la luce bianca oltre che dal sole può essere emessa anche da altre sorgenti. I colori degli oggetti appaiono diversi a seconda del tipo di sorgente impiegata. Questa figura spiega il perché di questo fenomeno. Partendo dall'alto abbiamo gli spettri emessi: da una lampada a filamento incandescente, da una lampada al sodio, da una lampada a vapori di mercurio e infine da una lampada fluorescente. Sul primo e sull'ultimo spettro è riportato in tratteggio lo spettro di emissione della luce solare (vedi anche fig. 20).



Ogni colore dello spettro è contraddistinto da tre parametri: il colore vero e proprio, la sua saturazione e la sua brillantezza. Si è scoperto che bastano tre soli colori dello spettro presi uno al centro (il verde) e gli altri due alle estremità (blu e rosso), per riprodurre artificialmente quasi tutti gli altri colori naturali dello spettro, compreso il bianco. Su questa proprietà si basa la televisione a colori. Questo processo viene chiamato **additivo** e si distingue dal processo **sottrattivo** in base al quale distinguiamo i colori di tutti gli oggetti che ci circondano. Nel processo additivo siamo **sempre** in presenza di sorgenti di luci colorate.

Elementi di colorimetria

Nella puntata precedente abbiamo illustrato le leggi della tricromia solo in maniera **qualitativa**. Sappiamo che cosa deve intendersi per mescolazione **additiva** e mescolazione **sottrattiva**. Si tratta ora di trasformare in **valori misurabili** le impressioni di colore fornite dal centro ottico del nostro cervello. Studiando la televisione in bianco e nero abbiamo imparato come si fa a trasformare in un segnale elettrico i diversi valori di luminosità che caratterizzano una data scena. Questa trasformazione viene effettuata sul fotocatodo del tubo da ripresa della telecamera (vidicon). Sono questi segnali elettrici che vengono trasmessi e servono a riprodurre la stessa immagine in bianco e nero sullo schermo del cinescopio del televisore. Per la trasmissione di immagini a colori è necessario aggiungere ai suddetti segnali anche quelli capaci di fornire un'informazione circa il colore delle varie parti dell'immagine.

Anche i colori possono essere misurati

Cosa significa misurare? Significa « vedere » quante volte una data unità

è contenuta nell'oggetto da misurare. Innanzitutto occorre quindi munirsi di una **unità di misura**. Questa unità di misura deve essere della **stessa natura** dell'oggetto da misurare. Non si può infatti misurare la lunghezza di un palo con un peso da un chilo! La **lunghezza** dovrà pertanto essere misurata con il **metro**, il **peso** con il **chilo**, e così via. Pertanto, anche i colori dovranno essere misurati con una unità di misura della loro stessa natura. Anche in questo caso la misura verrà effettuata per confronto. Più precisamente, il colore da identificare o misurare verrà riprodotto artificialmente mediante **colori primari** ben definiti. Se questo confronto darà esito positivo, nel senso cioè che con i suddetti colori primari si riesce a riprodurre un colore identico a quello dato, si potrà allora sapere anche la quantità di ciascun colore primario occorsa per riprodurre quel dato colore. Ovviamente, l'identità tra il colore dato e quello riprodotto con i tre colori primari, può essere valutata solo dall'occhio umano. Siccome, la percezione dei colori non è identica (almeno nelle sfumature) per tutte le persone, il suddetto confronto verrà sottoposto al giudizio di molti osservatori. Solo quando la stragrande maggioranza degli osservatori sarà d'accordo e dirà che i due colori sono uguali, si potrà procedere ad una valutazione quantitativa dell'intensità luminosa dei tre colori primari usati.

Diciamo subito però che questi tre colori usati non sono stati presi a caccio. Essi sono forniti da sorgenti luminose colorate. Il colore di ciascuna di esse ha nello spettro solare una ben determinata lunghezza d'onda. Per poter disporre di sorgenti di colore aventi **sempre** le stesse caratteristiche fisiche, si sono scelte sorgenti di luce monocromatica che emettono una ristretta banda di lunghezze d'onda dello spettro solare. Questa banda è tanto stretta da identificarsi addirittura

con una sola ed unica lunghezza d'onda. Pertanto, i nostri colori primari furono scelti con le seguenti lunghezze d'onda:

rosso = 700 nm (λ)
 verde = 546 nm (λ)
 blu = 436 nm (λ)

tenuti filtrando opportunamente la luce proveniente da una lampada a vapori di mercurio.

La « misura » del colore di una sorgente di luce può effettuarsi, come abbiamo detto, solo attraverso un **confronto ottico**. Per effettuare questo con-

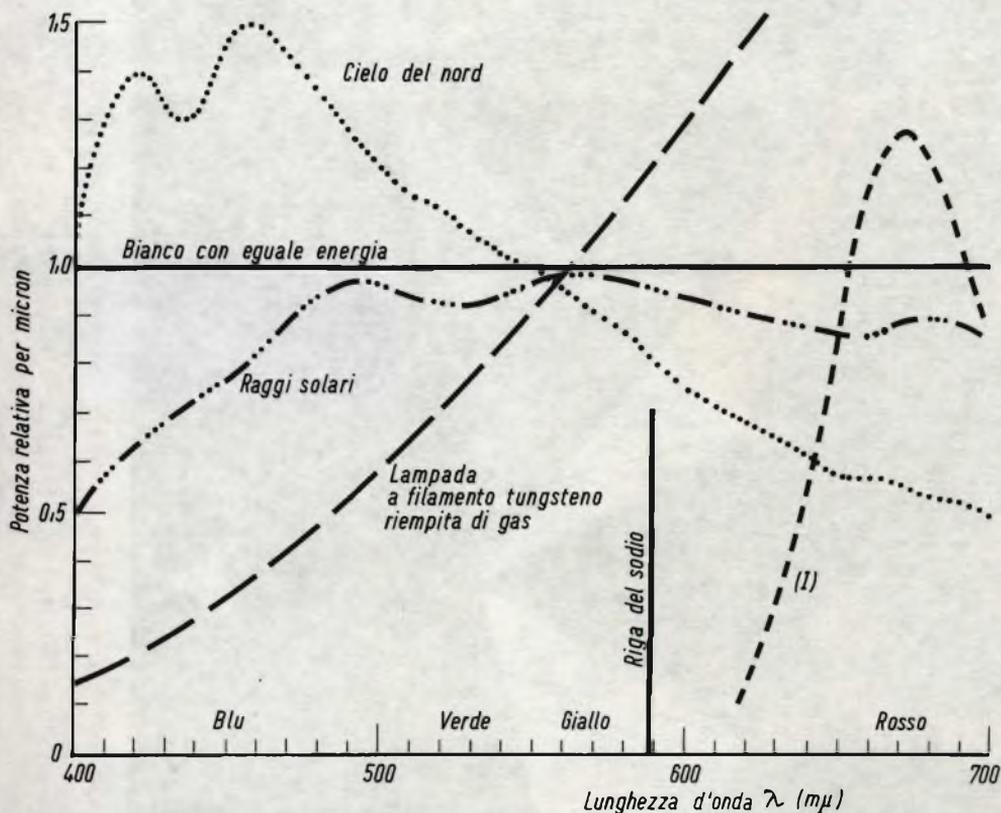


Fig. 14 - Distribuzione dell'energia spettrale in alcune « luci » bianche. Come si vede nessuna delle sorgenti di luce bianca Indicate ha le lunghezze d'onda che la compongono capaci di emettere la stessa energia. È indicata la retta di un bianco « ideale » nel quale tutte le lunghezze d'onda che lo compongono dovrebbero irradiare la stessa quantità di energia.

Ci si potrà chiedere perché per il blu e per il rosso si sono scelti valori così particolari, e cioè 546 e 436 nm. La risposta è la seguente.

Questi particolari valori di lunghezza d'onda possono essere facilmente ot-

fronto ci si serve di un particolare apparecchio chiamato **colorimetro**. (figura 15). Questo apparecchio è formato essenzialmente da uno schermo piegato a « V » e da quattro sorgenti di luce. Una sorgente proietta la sua luce sulla faccia sinistra dello schermo,

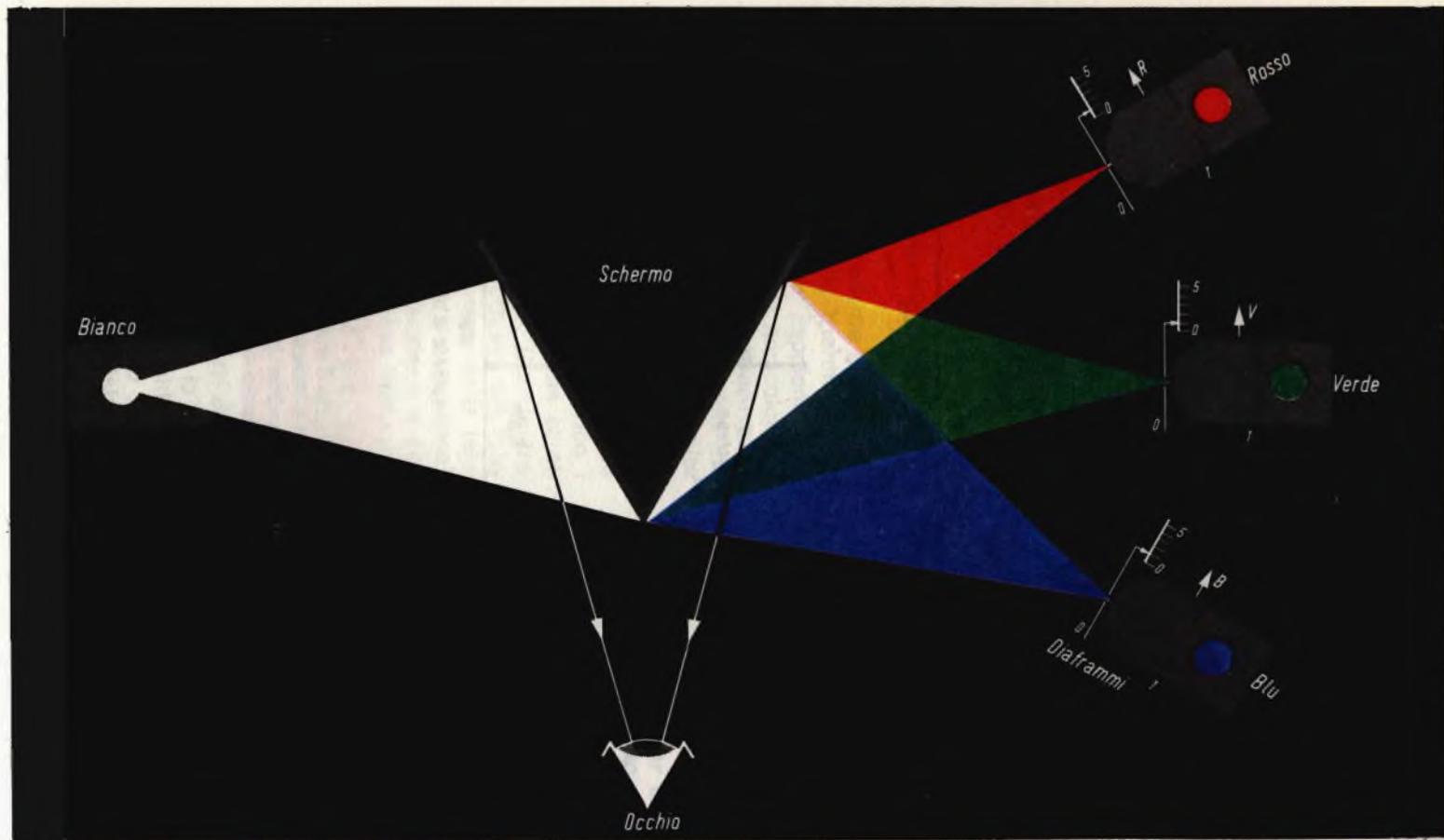


Fig. 15 - Rappresentazione schematica di un colorimetro. Taratura delle tre sorgenti di luce primaria per la riproduzione di un tipo di bianco nel quale tutte le lunghezze d'onda che lo compongono vengono irradiate con uguale energia. Tutti e tre i diaframmi esterni (D) vengono regolati su un valore di apertura 1. Fatto ciò si regolano quelli interni (T) in maniera che venga proiettata sullo schermo una uguale energia da parte di ciascuna sorgente di colore primario ottenendosi in questa maniera una luce bianca (bianco) ad energia costante.

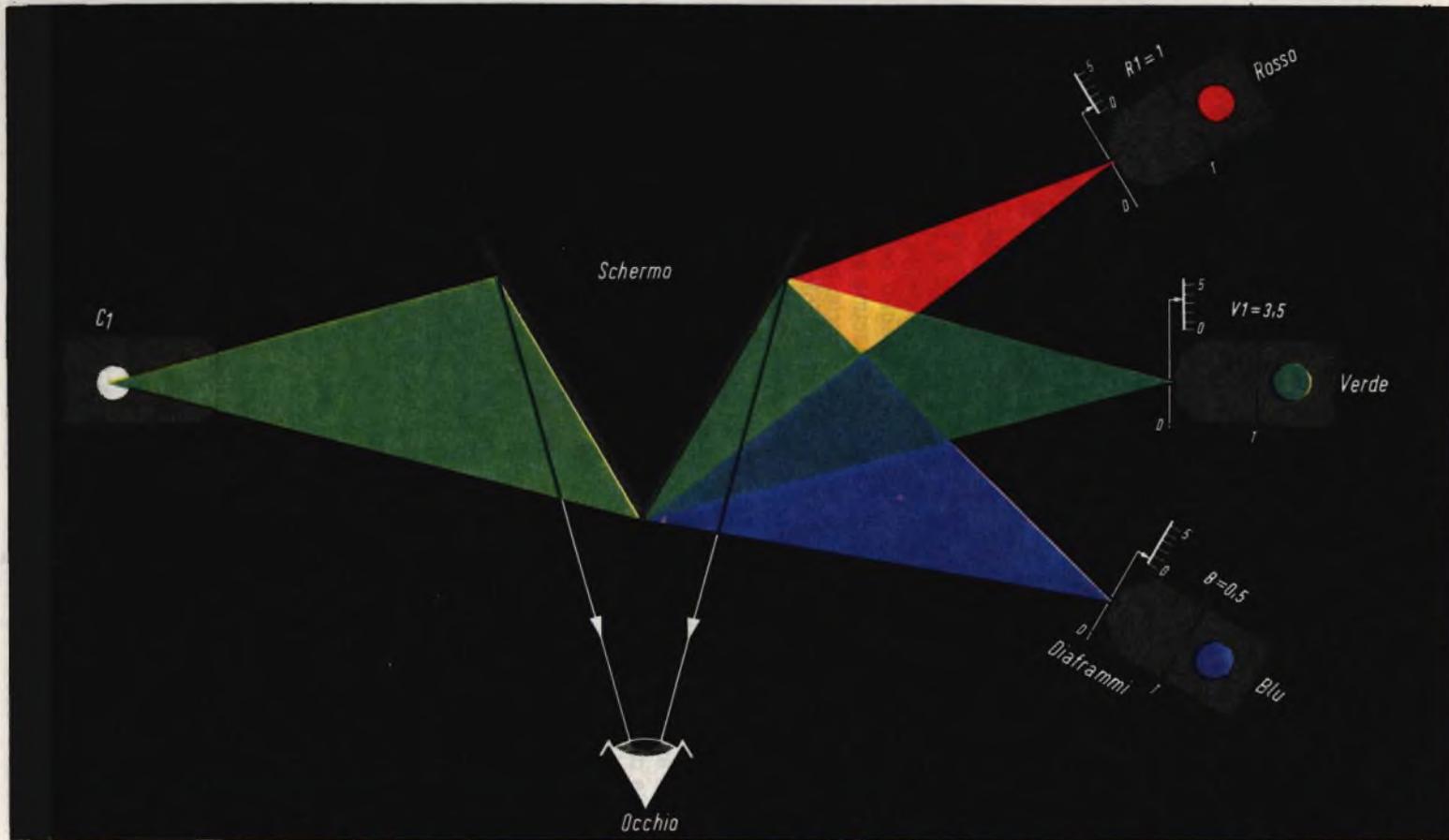


Fig. 16 - Come viene riprodotto il colore di una data sorgente C_1 mediante il colorimetro. Tarato l'apparecchio come indicato in fig. 15, si regolano le aperture dei diaframmi esterni (D) fino a quando non si riesce a riprodurre sullo schermo di destra una luce colorata identica a quella dello schermo di sinistra.

le altre tre sorgenti concentrano la loro luce sulla faccia destra dello schermo. Queste tre sorgenti emettono una luce con le lunghezze d'onda sopracitate, e cioè, luce primaria rossa, luce primaria blu e luce primaria verde. L'intensità di luce di queste tre sorgenti può essere regolata mediante un diaframma. Si suppone naturalmente che la superficie dello schermo rifletta in eguale misura tutte e tre i tipi di luci colorate.

Prima di procedere alla riproduzione e quindi alla « misura » della luce colorata di sinistra è necessario effettuare la **taratura** dell'apparecchio. La taratura si effettua impiegando una sorgente di luce che emetta con **uguale energia** tutte le lunghezze d'onda comprese tra 400 e 700 nm (fig. 14). Una tale sorgente potrebbe essere il platino incandescente con temperatura di 5500° gradi Kelvin. Questa sorgente viene chiamata « bianco con uguale energia ». Questa particolare sorgente verrà quindi proiettata sulla faccia sinistra dello schermo piegato a « V ». Successivamente si passa alla taratura delle sorgenti di luce nei tre colori primari posti a destra dell'apparecchio. Ciascuna sorgente ha due diaframmi, uno interno (T) ed un altro esterno (D). Si regolano innanzitutto le aperture dei diaframmi esterni portandole in tutte e tre le sorgenti sul numero 1. Ciò significa che l'apertura del diaframma esterno sarà uguale per tutte e tre le sorgenti. Si passa poi alla regolazione dei diaframmi interni (T). L'apertura di questi tre diaframmi interni viene regolata in maniera tale che le tre sorgenti colorate possano riprodurre sullo schermo di destra un bianco **uguale** a quello già proiettato dal platino incandescente che si trova a sinistra. Tali diaframmi verranno regolati fino a quando l'osservatore non potrà più distinguere lo spigato che i due schermi formano dalla parte anteriore (quella di fronte all'osservatore). Ciò vuol dire che il bianco dello schermo di destra è uguale a quello dello schermo di sinistra. Si è riusciti, cioè, a riprodurre mediante mescolazione additiva delle tre sorgenti

di luce primarie un **bianco a energia costante**, e cioè come quello prodotto dal platino incandescente. Questi particolari valori di intensità di ciascuna delle tre sorgenti verranno presi come **unità di misura**. Possiamo esprimere meglio quanto sopra affermato dicendo che per formare un bianco a energia costante ci occorrerà **una unità** di intensità luminosa di ciascuna delle tre sorgenti di luce primaria. Tali unità verranno espresse d'ora in avanti con i seguenti simboli:

unità rosso primario = (R)
unità verde primario = (V)
unità blu primario = (B).

Il colorimetro è tarato. Per « misurare » una sorgente di un colore qualsiasi, o meglio per calcolare le **intensità** di ciascuna sorgente di luce primaria necessarie per riprodurre una sorgente di un colore qualsiasi si procede in questo modo.

Si toglie la sorgente di platino incandescente che dava un bianco con energia costante e al suo posto si pone la sorgente di luce colorata **da riprodurre**. La luce di questa sorgente verrà pertanto proiettata sullo schermo di sinistra. Si regolano successivamente i diaframmi **esterni** (D) delle nostre tre sorgenti di luce primaria tarate in precedenza, fino al punto in cui l'occhio **vede** lo schermo di destra dello stesso colore dello schermo di sinistra. (fig. 16) Basta allora leggere i valori di apertura dei diaframmi esterni (per esempio 3,5 per la sorgente verde, 0,5 per la sorgente blu ed 1 per la sorgente rossa) per sapere le frazioni o i multipli delle unità precedentemente scelte, necessarie per riprodurre quel dato colore di quella sorgente luminosa.

Alcuni calcoli sui colori

Quanto detto in precedenza può essere convenientemente espresso in ter-

mi matematici. Se indichiamo con C_1 la sorgente di luce da esaminare, la condizione di riproducibilità della suddetta mediante opportuni valori di intensità luminosa delle tre sorgenti primarie, potrà essere espressa con la seguente uguaglianza:

$$C_1 = R (R) + V (V) + B (B) \quad (1)$$

dove

(R), (V) e (B) rappresentano valori di **intensità di luce primaria che danno un bianco con energia costante, e che sono presi come unità di misura.**

R, V, e B indicano invece i valori di apertura del diaframma delle singole sorgenti primarie necessari per riprodurre il colore della luce della sorgente in esame C_1 .

Nel nostro esempio sarà:

$$C_1 = 1 (R) + 3,5 (V) + 0,5 (B).$$

Per riprodurre il colore della sorgente C_1 occorreranno quindi: 1 unità di rosso primario, e 3,5 unità di verde primario e 0,5 unità di blu primario.

I numeri R, V, e B vengono chiamati **componenti di colore primario** della sorgente C_1 .

Ovviamente, anche il sistema di taratura dell'apparecchio effettuata precedentemente può esprimersi con una uguaglianza matematica. Infatti, per definizione, la condizione di riproducibilità del bianco con uguale energia è realizzata quando

$$\begin{aligned} \text{Bianco uguale energia} &= \\ &= 1 (R) + 1 (V) + 1 (B) \quad (2) \end{aligned}$$

e cioè, una unità di intensità luminosa rispettivamente di (R), (V) e (B) danno un bianco con uguale energia (naturalmente, in questo caso i diaframmi esterni (D) delle tre sorgenti rimangono regolati sull'1).

Un'interessante scoperta

Se proviamo a riprodurre regolando opportunamente i diaframmi D delle nostre tre sorgenti anche i colori di altre sorgenti luminose, ci si presenteranno interessanti risultati. Per esempio, la sorgente con colore C_1 è stata riprodotta da noi con i seguenti valori di unità primarie:

$$C_1 = R_1 (R) + V_1 (V) + B_1 (B). \quad (3)$$

Abbiamo poi riprodotto il colore di un'altra sorgente C_2 . Per riprodurre il colore di questa seconda sorgente, i diaframmi delle sorgenti primarie furono regolati nella seguente maniera:

$$C_2 = R_2 (R) + V_2 (V) + B_2 (B). \quad (4)$$

Questi due colori C_1 e C_2 se vengono ora proiettati sullo schermo di sinistra dell'apparecchio **daranno** un terzo colore. Se si cerca di riprodurre sullo schermo di destra (regolando i diaframmi delle tre sorgenti primarie) questo nuovo colore i valori di apertura dei diaframmi saranno i seguenti:

$$C_1 + C_2 = (R_1 + R_2) (R) + (V_1 + V_2) (V) + (B_1 + B_2) (B). \quad (5)$$

Conclusione: per riprodurre il colore risultante dalla somma di due sorgenti colorate, nel nostro caso C_1 e C_2 , è sufficiente sommare i valori di apertura dei diaframmi (componenti di colore primario) precedentemente usati per formare rispettivamente i colori C_1 e C_2 . Questa legge è stata scoperta da Grassman e può essere applicata ad una infinità di colori.

Rappresentazione grafica del colore

Le equazioni riguardanti la riproduzione di un dato colore mediante mescolazione additiva dei tre colori primari stanno anche alla base del sistema di rappresentazione grafica delle leggi della tricromia. Siccome per la riproduzione di un dato colore abbiamo visto che

si richiedono **tre** sorgenti di colore primario, anche per la rappresentazione grafica di questo processo si dovrà ricorrere ad una figura geometrica **tridimensionale**. È stato scelto il cubo (figura 17). I tre lati originanti da uno spigolo (0) rappresentano le sorgenti luminose dei tre colori primari indicati rispettivamente con le lettere **R V e B**. Su questi lati (ad angolo retto fra loro) vengono riportati, a partire dall'origine zero, i valori di apertura dei diaframmi delle tre sorgenti primarie (le cosiddette componenti di luce primaria). La fig. 17 indica ciò in prospettiva. Il carattere tridimensionale della figura è indicato dagli spigoli del cubo. La lunghezza del lato di ciascun spigolo rappresenta l'**unità di misura di ciascun colore primario** come l'abbiamo definito in precedenza.

Per semplicità, cominciano a considerare la superficie **laterale** del cubo compresa tra gli assi **B e V**. Qualsiasi punto di questa superficie (per esempio, il punto C) indica un determinato colore riproducibile con valori di componenti di colore primario rispettivamente verde e blu indicate nella figura con frecce colorate. In questa superficie si trovano tutte le sfumature di colore che nello spettro solare esistono tra i colori primari verde e blu. La retta che unisce il punto di origine (0) con il punto di colore C viene chiamata « vettore del colore », e viene tracciata con la stessa tecnica usata in meccanica per trovare la risultante di due forze ad angolo retto (parallelogramma delle forze). Nel nostro caso abbiamo una componente blu ed una componente verde.

Se per riprodurre un dato colore ci occorrono **tutte e tre** le sorgenti di colore primario, allora il colore risultante non si troverà su una superficie laterale del cubo ma all'interno del cubo, e in generale nello spazio. La sua posizione, anche in questo caso, sarà determinata dai valori di apertura dei diaframmi, riportati sugli assi che rappresentano le tre sorgenti di colore primario.

Per stare al nostro esempio, il vettore del colore C_1 (fig. 17 in alto freccia verde pisello) sarà determinato dai valori di apertura dei diaframmi delle sorgenti primarie come qui sotto specificato.

Verde primario = 3,5 (riportato sull'asse del verde = freccia verde).

Rosso primario = 1 (riportato in alto ad angolo retto con l'asse del verde = freccia rossa).

Blu primario = 0,5 (riportato in alto ad angolo retto con l'asse del rosso) = freccia blu.

La composizione di questi tre vettori da il vettore del colore C_1 (verde pisello).

Un caso particolare della mescolazione additiva è quello che si ha quando i valori di apertura dei diaframmi delle sorgenti primarie (componenti di colore primario) sono tutti uguali.

In questo caso il « colore » risultante si troverà **lungo la diagonale che congiunge l'origine degli assi (0) con lo spigolo opposto**. Siccome in base alla definizione, valori uguali di apertura dei diaframmi delle sorgenti primarie rosso, verde e blu danno il colore bianco (sarebbe più esatto dire che esse danno un colore « incolore »), questa diagonale viene anche chiamata il **vettore del bianco**. Il punto nello spazio corrispondente al **bianco con energia uguale** viene chiamato **punto del bianco** (figura 17).

Consideriamo ancora l'equazione (3).

Supponiamo di moltiplicare entrambi i membri di questa equazione per il fattore $\frac{1}{2}$. Cosa significa dal punto di vista fisico? Semplicemente questo, che il colore riprodotto con il nostro apparecchio manterrà, la stessa tinta di prima ma avrà un'intensità luminosa pari a metà di quella di prima. Infatti, se davanti alla sorgente colorata C_1 si pone un diaframma che lasci passare metà luce di prima, per riprodurre questo

stesso colore con le tre sorgenti primarie si dovrà fare in modo che i diaframmi posti davanti a queste sorgenti lascino passare un'intensità luminosa pari a metà di quella di prima.

Infatti:

$$\frac{1}{2} C_1 = \frac{1}{2} R_1 (R) + \frac{1}{2} V_1 (V) + \frac{1}{2} B_1 (B) \quad (6)$$

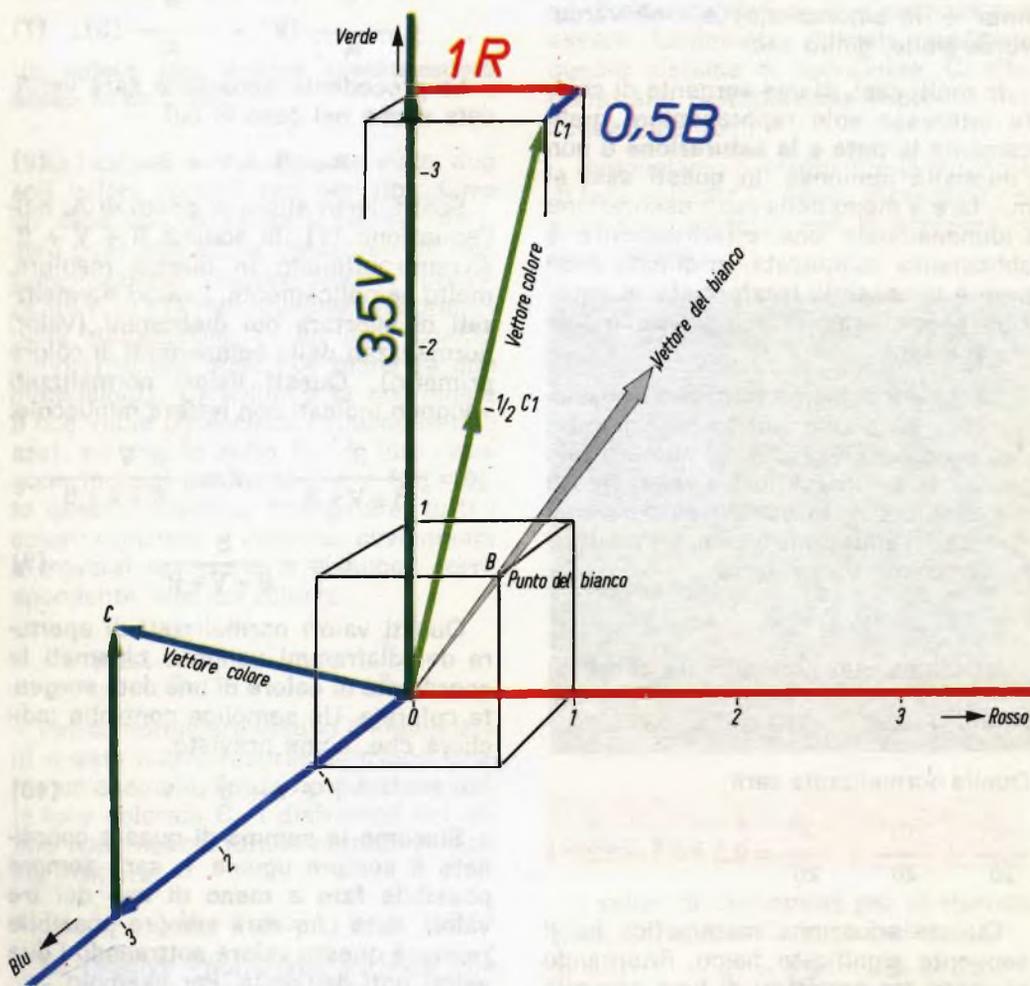


Fig. 17 - Rappresentazione vettoriale nello spazio del sistema di riproduzione di un dato colore mediante il solo intervento di tre colori primari. (rappresentazione grafica delle leggi della mescolazione additiva).

Se ora controlliamo questi risultati con quelli ottenuti nella rappresentazione grafica dello stesso processo, arriveremo agli stessi risultati. Infatti, se riportiamo questo nuovo punto di colore $\frac{1}{2} C_1$, ottenuto con i valori di componenti di luce primarie ridotti rispetti-

vamente a $\frac{1}{2} R_1$, $\frac{1}{2} V_1$ e $\frac{1}{2} B_1$ ci accorgeremo che nella rappresentazione grafica di fig. 17 tale punto verrà a trovarsi lungo la linea che congiunge l'origine (0) con il punto C_1 . Il vettore di questo colore ($\frac{1}{2} C_1$) avrà cioè la **stessa posizione** di quello ottenuto con valori di

diaframma non dimezzati ma sarà **più corto** rispetto al primo. Se ne concluderà quindi che la lunghezza del vettore indica l'**intensità luminosa** di una sorgente di colore mentre la sua direzione nello spazio indica il **tipo di colore** (la tinta + la saturazione) e cioè verde, verde-giallo, giallo ecc.

In molti casi, di una sorgente di colore interessa solo rappresentare graficamente la **tinta e la saturazione** e non l'intensità luminosa. In questi casi si può fare a meno della rappresentazione tridimensionale che effettivamente è abbastanza complicata. In questo caso però è necessario trasformare le equazioni precedentemente indicate, in questa maniera:

Come già abbiamo fatto nell'equazione (6), dividiamo entrambi i membri dell'equazione (1) con un numero tale per cui la somma di tutti i valori ridotti sia uguale a 1. In questo caso si suol dire che l'equazione viene normalizzata. Facciamo un esempio:

$$R = 6; V = 10; B = 4$$

L'equazione non normalizzata darebbe:

$$R + V + B = 6 + 10 + 4 = 20$$

Quella normalizzata sarà:

$$\frac{6}{20} + \frac{10}{20} + \frac{4}{20} = 0,3 + 0,5 + 0,2 = 1$$

Questa equazione matematica ha il seguente significato fisico. Ritornando ai nostri tre proiettori di luce primaria ciò significa ridurre **contemporaneamente** l'apertura dei tre diaframmi (componenti di colore primario) fino al punto in cui la somma dei loro valori raggiunga l'unità. Il rapporto primitivo relativo ai tre valori di apertura dei diaframmi (R: V: B) **rimarrà ancora quello di prima**. Naturalmente, per una esatta taratura dell'apparecchio, bisognerà porre un diaframma anche davanti al proiettore della sorgente di colore non noto C_i. Tale diaframma però non richiede di essere tarato.

Ricordandoci di una semplice regola algebrica potremo scrivere:

$$\frac{C_i}{A} = \frac{R}{A} (R) + \frac{V}{A} (V) + \frac{B}{A} (B). \quad (7)$$

La precedente equazione sarà verificata anche nel caso in cui

$$A = R + V + B. \quad (8)$$

Sostituiamo allora al posto di A, nell'equazione (7), la somma R + V + B. Avremo ottenuto in questa maniera, molto semplicemente, i valori **normalizzati** di apertura dei diaframmi (valori normalizzati delle componenti di colore primario). Questi valori normalizzati vengono indicati con lettere minuscole.

$$r = \frac{R}{R+V+B}, \quad v = \frac{V}{R+V+B}$$

$$b = \frac{B}{B+V+R} \quad (9)$$

Questi valori normalizzati di apertura dei diaframmi vengono chiamati le **coordinate di colore** di una data sorgente colorata. Un semplice controllo indicherà che, come previsto,

$$r + v + b = 1 \quad (10)$$

Siccome la somma di queste coordinate è sempre uguale 1, sarà sempre possibile **fare a meno di uno** dei tre valori, dato che sarà sempre possibile ricavare questo valore sottraendo i due valori noti dall'unità. Per esempio,

$$b = 1 - r - v \quad (11)$$

Il caso a cui abbiamo accennato in precedenza, e cioè di un punto di colore « non colorato » (punto del bianco), in valori normalizzati, sarà espresso da:

$$r = v = b = \frac{1}{3}, \quad (12)$$

Infatti per la riproduzione di un bianco con energia costante abbiamo R = 1,

$V = 1$, e $B = 1$. Pertanto, in base alla equazione (9) avremo:

$$r = \frac{1}{1+1+1} = \frac{1}{3}$$

La stessa cosa vale per v e per b .

Un colore può essere rappresentato anche in un piano.

Se bastano, come abbiamo visto, due soli valori normalizzati per riprodurre un dato colore (tinta + saturazione), sarà possibile allora tralasciare la rappresentazione tridimensionale precedente e, per la rappresentazione grafica della riproduzione di un dato colore, servirsi di una superficie piana (a due dimensioni). Di solito è la coordinata b che viene tralasciata. I rimanenti due assi, ad angolo retto tra di loro, vengono indicati mediante r e v (fig. 18). In questa superficie triangolare, tutti i colori « incolori » vengono ovviamente a trovarsi nel punto B (bianco) corrispondente alle coordinate

$$r = \frac{1}{3} \quad e \quad v = \frac{1}{3}$$

Per comprendere meglio il significato di questa nuova rappresentazione faremo un esempio. Per la riproduzione della luce colorata C_1 , i diaframmi del nostro apparecchio furono regolati in questa maniera:

$$R_1 = 1 \quad V_1 = 3,5 \quad B_1 = 0,5$$

Le relative coordinate, in base alla equazione (9) avranno i seguenti valori

$$r_1 = \frac{R_1}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{1}{1 + 3,5 + 0,5} = \frac{1}{5} = 0,2$$

$$v_1 = \frac{V_1}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{3,5}{1 + 3,5 + 0,5} = \frac{3,5}{5} = 0,7$$

Riportiamo ora questi valori sulle coordinate di fig. 18. Otterremo il punto C_1 che indicherà appunto il colore (tinta + saturazione) della sorgente di luce C_1 .

Anche il risultato della mescolazione di due sorgenti di luce colorata può essere facilmente ricavato mediante questo sistema di coordinate. Ci riferiamo alla mescolazione espressa dall'equazione (5).

Supponiamo pertanto che la sorgente di luce colorata C_1 venga mescolata nel nostro apparecchio con la sorgente di luce colorata C_2 .

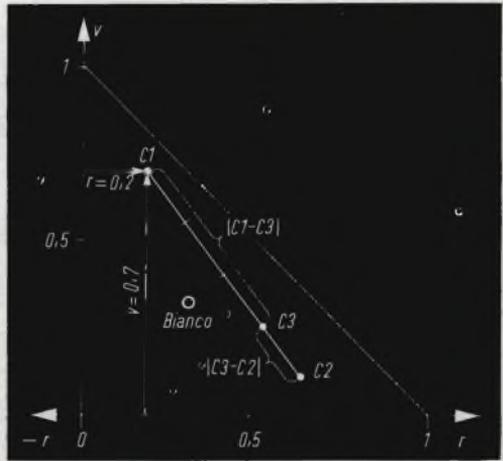


Fig. 18 - Il triangolo del colore valido per i primari RVG.

I valori di diaframma per la riproduzione del colore C_1 sono i noti:

$$R_1 = 1 \quad V_1 = 3,5 \quad B_1 = 0,5$$

Quelli usati per la riproduzione del colore C_2 furono i seguenti:

$$R_2 = 9 \quad V_2 = 1,5 \quad B_2 = 4,5$$

L'equazione (5) ci fornisce il valore delle coordinate del colore risultante (C_3) dalla loro mescolazione additiva. Avremo pertanto:

$$\begin{aligned} C_3 &= C_1 + C_2 \\ &= (R_1 + R_2) (R) + (V_1 + V_2) (V) + \\ &\quad + (B_1 + B_2) (B) = \\ &= 10 (R) + 5 (V) + 5 (B) \end{aligned} \quad (5)$$

Con questi valori potremo calcolare le coordinate del nuovo colore (C_3) e cioè:

$$r_3 = \frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2) + (V_1 + V_2) + (B_1 + B_2)} = \frac{10}{10 + 5 + 5} = \frac{10}{20} = 0,5$$

A sua volta la coordinata v_3 sarà data da:

$$v_3 = \frac{V_1 + V_2}{(R_1 + R_2) + (V_1 + V_2) + (B_1 + B_2)} = \frac{5}{10 + 5 + 5} = \frac{5}{20} = 0,25$$

Con questi valori di coordinate, rispettivamente $r_3 = 0,5$ e $v_3 = 0,25$, viene individuato il punto C_3 (fig. 18). Con nostra meraviglia vediamo che esso si trova sulla retta che congiunge il punto C_1 con il punto C_2 . La distanza del punto C_3 rispetto ai punti C_1 e C_2 è data dalla somma delle aperture dei diaframmi (componenti di colore primario) $R_1 + V_1 + B_1$ e $R_2 + V_2 + B_2$. Questi valori di apertura dei diaframmi indicano a loro volta la relativa intensità luminosa dei colori C_1 e C_2 . Queste distanze stanno tra loro nella seguente proporzione:

$$\frac{C_1 - C_3}{C_2 - C_3} = \frac{R_2 + V_2 + B_2}{R_1 + V_1 + B_1} = \frac{15}{5} = \frac{3}{1} \quad (13)$$

Analogia meccanica

Come già abbiamo accennato nelle precedenti puntate, l'individuazione del colore (C_3) risultante dalla mescolazione additiva dei colori $C_1 + C_2$, può essere anche convenientemente rappresentata ricorrendo ad una analogia meccanica: **la legge dell'equilibrio di una bilancia**. In questo caso, i pesi rappresentano le intensità delle sorgenti di lu-

ce colorata (fig. 19). Attacchiamo dunque questi « pesi » alle due estremità dell'asta di una bilancia. La lunghezza di quest'asta corrisponderà alla lunghezza della retta che congiunge C_1 con C_2 . **La bilancia sarà in equilibrio solo quando il « fulcro » si troverà esattamente nel punto C_3 .**

Tutto quanto detto in precedenza può riassumersi in questa legge fondamentale della colorimetria.

Il punto d'intersezione delle coordinate di un colore ottenuto per mescolazione additiva si trova lungo la retta che congiunge, nel triangolo del colore, i punti di coordinate delle sorgenti dei colori da cui si è partiti. L'esatta posizione di questo punto (C_3) lungo la retta congiungente i punti C_1 e C_2 è determinata solo ed esclusivamente dai valori di intensità luminosa delle sorgenti dei colori da cui si è partiti.

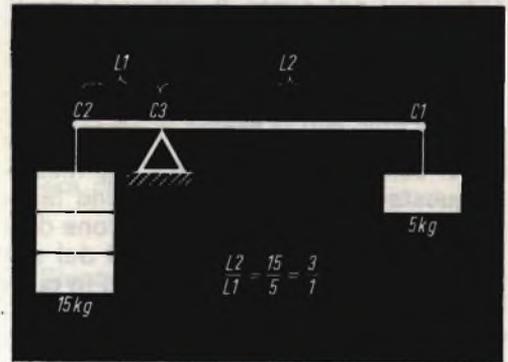


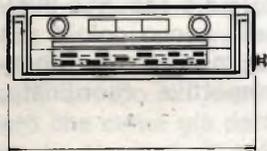
Fig. 19 - Analogia meccanica del processo di mescolazione di due luci colorate.

Pertanto, con due date sorgenti di luce colorata si possono ottenere, per mescolazione additiva, solo quei colori i cui valori di coordinate si trovano sulla retta che congiunge i punti di coordinate delle sorgenti di partenza. Quest'ultima affermazione ci impedisce di trarre un'errata conseguenza da quanto detto in precedenza. Verrebbe, infatti, da pensare che partendo da sorgenti di

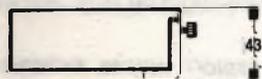


autotransistor portatile per FM/OM completo di speciale supporto e mascherina - per automezzi funziona con batterie auto, portatile con batterie interne - altoparlante ad alto rendimento acustico - 11 transistor + 4 diodi - selezione di gamma e sintonia automatica per FM a tastiera - sintonia manuale - antenna telescopica - potenza d'uscita 2,5 W - elegante mobile con maniglia - peso 1.100 g

AUTOTRANSISTOR PORTATILE **AM-FM**



AR/716



AKKORD

luce aventi i colori che si trovano all'estremità dello spettro solare, e cioè il blu-violetto e il rosso, si potessero ottenere, per mescolazione additiva, tutti i colori che nello spettro solare si trovano fra questi due colori, e cioè tutti i colori dello spettro. La migliore dimostrazione contro questa errata conclusione ci è offerta dal nostro apparecchio. Quando infatti noi vogliamo riprodurre una sorgente di luce colorata formata soltanto dalla confluenza di sorgenti rispettivamente rossa e blu, occorre **spegnere** la sorgente del verde primario del nostro apparecchio per il semplice fatto che nel colore da riprodurre non è presente nessuna componente verde. Pertanto, siccome l'apertura del diaframma V è nulla e cioè $V = 0$, in base all'equazione (9), anche $v = 0$. Di conseguenza, nel triangolo del colore, i valori di coordinate per un colore ottenuto per mescolazione del rosso e del blu si troveranno sempre sull'asse r poichè la coordinata v solo nei punti dell'asse r ha un valore nullo.

Non tutti i colori dello spettro sono riproducibili con i primari scelti.

Ogni strumento di misura ha le sue limitazioni e quindi anche il nostro apparecchio di misura dei colori non potrà sfuggire a questa legge. Se, infatti, tentiamo con il nostro apparecchio di riprodurre **tutti** i colori dello spettro solare (sono tutti colori saturi), ci accorgeremo che quando arriviamo in una parte dello spettro, e precisamente nella zona dei verdi-blu, non riusciremo più a riprodurre, con il solito sistema, quei colori. Se però proiettiamo la luce di una sorgente primaria (per esempio, quella del rosso) anziché sul solito schermo di destra, sullo schermo di sinistra sovrappostandola al colore che non riusciamo a riprodurre (C_4), ci accorgeremo con meraviglia che ora i colori dei due schermi sono di nuovo

uguali. Matematicamente questo fenomeno può esprimersi così:

$$C_4 + R_4 (R) = V_4 (V) + B_4 (B) \quad (14)$$

e trasportando il colore primario $+ R_4 (R)$ nel membro di destra avremo:

$$C_4 = - R_4 (R) + V_4 (V) + B_4 (B) \quad (15)$$

Per riprodurre il colore della sorgente di luce C_4 abbiamo quindi bisogno della **componente negativa** della sorgente primaria del rosso. Un colore « negativo » non ha un significato fisico ma consente di effettuare alcune manipolazioni matematiche come appunto indica la (15). Del resto non si fanno tante volte i conti con del denaro che non si possiede? Ma cosa significa la equazione (15) alla luce del nostro sistema di coordinate del colore? Una semplice riflessione ci dice che **con le sorgenti di luce di colore primario da noi scelte** possiamo riprodurre **solo** quei colori che davanti al numero che indica l'apertura del diaframma (componente di colore primario) portano il segno **positivo**. I punti d'incontro delle coordinate di questi colori si troveranno pertanto sempre all'interno del triangolo formato dai **due assi** delle coordinate v e r e chiuso dalla **retta** che congiunge i punti di coordinate $v=1$ e $r=1$. Questo triangolo viene internazionalmente chiamato « triangolo del colore "R—V—B" ». Tutte le volte, pertanto, che un valore di apertura del diaframma è negativo (come appunto appare nella equazione (15)), il punto del colore individuato dalle relative coordinate verrà a trovarsi fuori della superficie del suddetto triangolo. Nell'equazione (15), per esempio, era la sorgente del rosso primario che doveva essere tolta dallo schermo di destra e sovrapposta al colore proiettato sullo schermo di sinistra. Se di questo nuovo colore noi calcoliamo col solito sistema (equazione (9)) le rispettive coordinate, avremo:

$$r_4 = \frac{- R_4}{- R_4 + V_4 + B_4}$$

r_4 sarà pertanto negativa anche per piccoli valori di R_4 . Se volessimo tracciare questa coordinata (r_4) sul nostro triangolo del colore, noi dovremmo prolungare l'asse delle coordinate r oltre il punto di origine (0). Su tale prolungamento verrebbero a trovarsi appunto i valori negativi di r . Il punto d'incontro di questa coordinata negativa (r) con un valore positivo della coordinata (v) si troverebbe quindi a sinistra in alto e quindi fuori dall'area del triangolo del colore.

Necessità di cercare nuovi colori primari

L'esperienza ha dimostrato che i colori presenti nello spettro solare sono i più puri che esistono in natura. Tutti gli altri colori (sorgenti di luce, naturalmente) non sono altro che una mescolazione di due o più colori spettrali di differente intensità luminosa. Ci converrà quindi, per prima cosa, **cercare** di riprodurre con il nostro apparecchio i vari colori che compaiono nello spettro del sole partendo dal rosso fino al blu-violetto. Di ogni colore riprodotto annoteremo i valori di coordinate con il sistema a cui abbiamo accennato prima, e **il punto di intersezione** di queste coordinate lo riporteremo nel triangolo del colore. Sarà opportuno contrassegnare ogni punto trovato con il numero che indica la lunghezza d'onda del colore spettrale riprodotto. Dopo aver riprodotto con il nostro apparecchio i colori dello spettro e dopo aver riportato i relativi punti di intersezione delle coordinate sull'area del triangolo, uniremo con una linea continua tutti questi punti. Verrà delimitata una area del triangolo che assomiglierà all'impronta di un **ferro di cavallo**. Tutti i colori delle cose che ci circondano si troveranno quindi entro i limiti questa linea a ferro di cavallo. Si deve tener presente però che come già detto in precedenza con le sorgenti di colore primario da noi scelte (R), (V) e (B) si ottengono anche altri punti d'incontro formati da

coordinate aventi valori negativi i quali vengono a trovarsi **al di fuori** della superficie del triangolo del colore. Bisognerà quindi trovare per il nostro apparecchio sorgenti di colore primario tali che per la riproduzione dei colori dello spettro non diano coordinate negative. La linea a ferro di cavallo sarà allora « compresa » entro il triangolo del colore formato con queste nuove sorgenti di colore primario. Non ci deve destare preoccupazione il fatto che queste nuove sorgenti non siano fisicamente realizzabili (dovrebbero infatti emettere tra l'altro colori più puri e più saturi di quelli dello spettro solare che sono saturi al 100 per cento). Noi le useremo infatti solo per snellire i calcoli.

Queste nuove e « fittizie » sorgenti di luce primaria, per distinguerle da quelle da noi usate in precedenza (sorgenti R-V-B) vengono contrassegnate con le lettere (X), (Y) e (Z). La relazione tra i valori delle vecchie sorgenti R-V-B e le nuove X Y Z è la seguente:

$$\begin{aligned} X &= 2,769 R + 1,752 V + 1,130 B \\ Y &= 1,000 R + 4,591 V + 0,060 B \\ Z &= 0,000 R + 0,057 V + 5,594 B \end{aligned} \quad (16)$$

Ciò significa che i valori di apertura dei diaframmi R V B trovati per riprodurre un determinato colore dovranno essere moltiplicati per i coefficienti indicati nelle precedenti equazioni. In questa maniera otterremo le nuove componenti di colore che dovranno fornire le sorgenti di colore scelte X Y Z.

I valori delle coordinate di colore di queste sorgenti fittizie verranno calcolati alla stessa maniera delle coordinate delle sorgenti R V B e cioè:

$$\begin{aligned} x &= \frac{X}{X + Y + Z}; \quad y = \frac{Y}{X + Y + Z} \\ z &= \frac{Z}{X + Y + Z} \\ x + y + z &= 1 \end{aligned} \quad (17)$$

Per meglio capire quanto detto faremo un esempio:

Per riprodurre la nostra luce verde-giallo avevamo regolato i diaframmi del nostro apparecchio nella seguente maniera (fig. 16)

$$R = 1 \quad V = 3,5 \quad B = 0,5$$

I corrispondenti valori secondo il nuovo sistema X Y Z si ricaveranno dai precedenti mediante l'equazione (16). Avremo quindi

$$X = 2,769 \times 1 + 1,752 \times 3,5 + 1,130 \times 0,5 = 9,465$$

$$Y = 1,000 \times 1 + 4,591 \times 3,5 + 0,060 \times 0,5 = 17,100$$

$$Z = 0,000 \times 1 + 0,057 \times 3,5 + 5,594 \times 0,5 = 2,993$$

Le relative coordinate di colore si otterranno dall'equazione (17). Sarà pertanto:

$$x = \frac{X}{X + Y + Z} = \frac{9,465}{9,465 + 17,100 + 2,993} = 0,32$$

$$y = \frac{Y}{X + Y + Z} = \frac{17,100}{9,465 + 17,100 + 2,993} = 0,578$$

Per il nuovo sistema X Y Z valgono le stesse leggi di mescolazione trovate in precedenza per il sistema R V B.

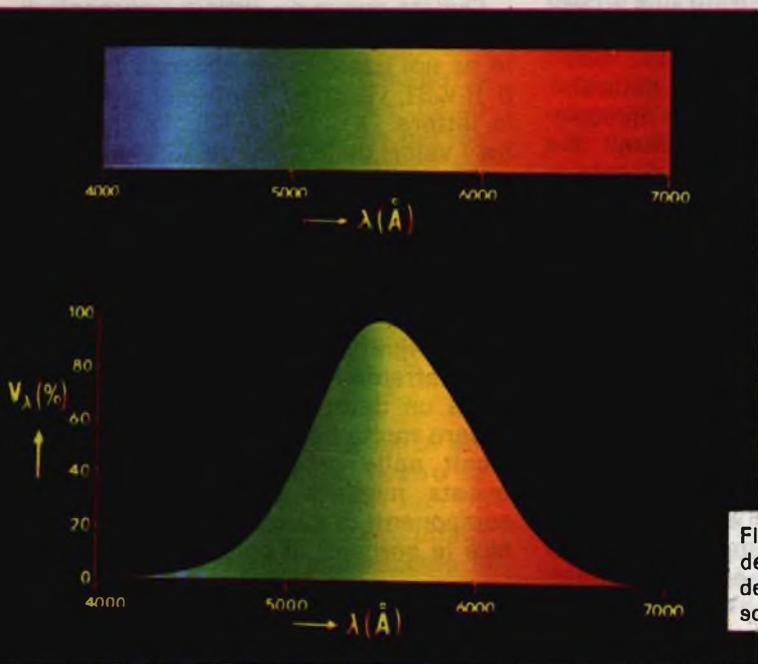


Fig. 20 - Curva di sensibilità dell'occhio umano nei riguardi dei colori dello spettro del sole.

Anche in questo caso cioè:

1) i colori « incolore » avranno le coordinate:

$$x = \frac{1}{3}, \quad y = \frac{1}{3};$$

2) i colori ottenuti per mescolazione si troveranno lungo la retta che congiunge i punti di coordinate dei colori di partenza.

Questo nuovo sistema approvato internazionalmente nonostante sia basato su sorgenti primarie fisicamente irrealizzabili (non sono altro infatti che grandezze matematiche) offre considerevoli vantaggi rispetto al sistema R V B. Questi vantaggi sono i seguenti:

— Le sorgenti di colore primario del sistema X Y Z sono state scelte in maniera che tutti i colori dello spettro

possono essere riprodotti con componenti positive. Ciò semplifica enormemente le operazioni di calcolo.

— Per comprendere a fondo un se-

condo vantaggio offerto da questo nuovo sistema sarà opportuno richiamare alla memoria alcune proprietà del nostro occhio già brevemente illustrate nella seconda parte di questo corso

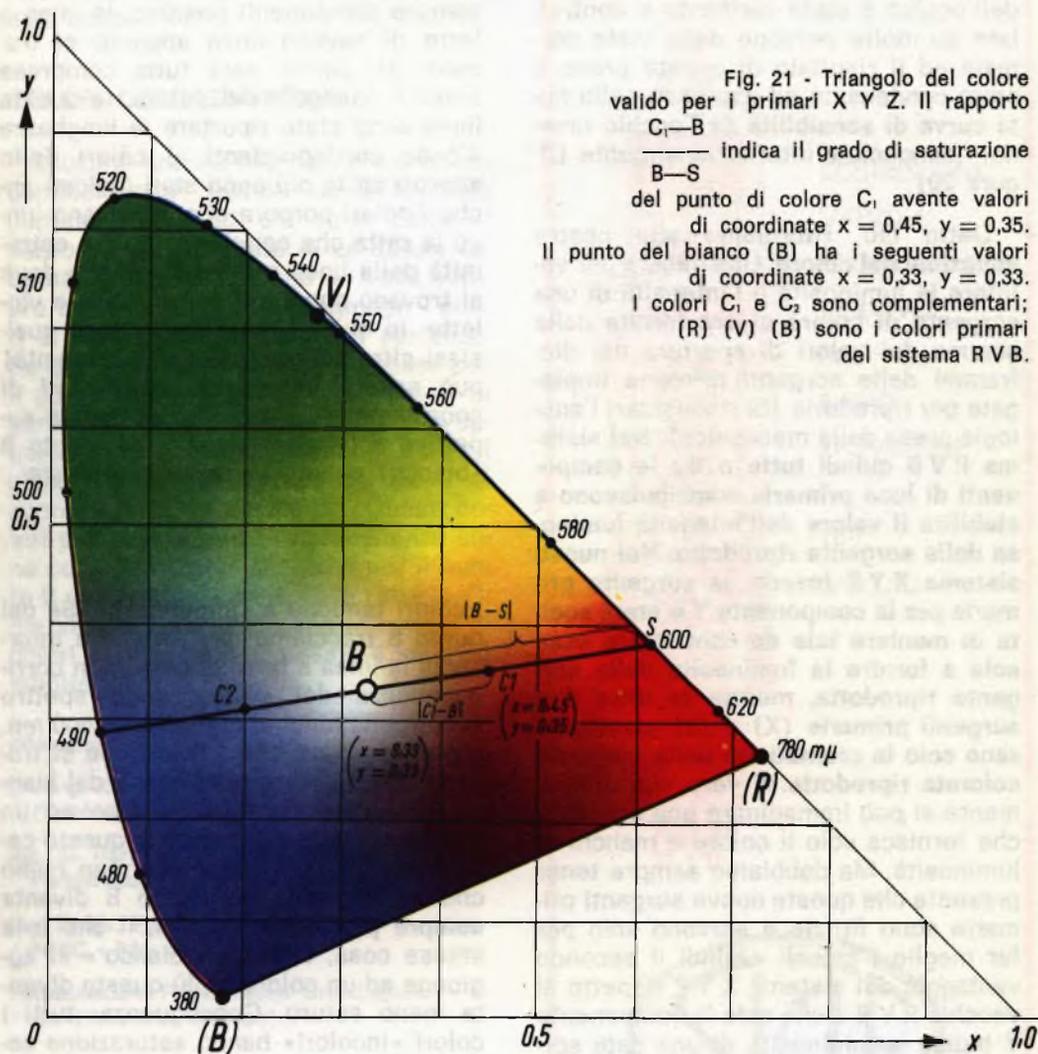


Fig. 21 - Triangolo del colore valido per i primari X Y Z. Il rapporto

$\frac{C_1-B}{B-S}$ indica il grado di saturazione

del punto di colore C_1 , avente valori di coordinate $x = 0,45$, $y = 0,35$.

Il punto del bianco (B) ha i seguenti valori di coordinate $x = 0,33$, $y = 0,33$.

I colori C_1 e C_2 sono complementari; (R) (V) (B) sono i colori primari del sistema RVB.

Abbiamo detto infatti che il nostro occhio è selettivo, reagisce cioè solo alle lunghezze d'onda dello spettro delle onde elettromagnetiche comprese tra 380 nm e 780 nm. Oltre questi limiti esso non percepisce più nulla, né i raggi infrarossi che si trovano oltre i 780 nm né i raggi ultravioletti che si trovano

al di sotto di 380 nm. Non basta, anche all'interno dello spettro visibile esso **non si comporta con uguale sensibilità per le varie lunghezze d'onda**. Osserviamo lo spettro solare (fig. 20). La zona dei rossi e la zona dei blu-violetti alle due estremità dello spettro ci appariranno meno brillanti della zona cen-

trale dove si trovano i verdi e i gialli. E ciò, **nonostante che il sole possa considerarsi una sorgente di luce bianca ad energia costante**, nel senso cioè che tutte le sue lunghezze d'onda vengano irradiate con lo stesso contenuto di energia. Anche questo comportamento dell'occhio è stato verificato e controllato su molte persone dalla vista normale ed il risultato di queste prove è stato condensato ed espresso nella nota **curva di sensibilità** dell'occhio umano, riconosciuta internazionalmente (figura 20).

Detto ciò, ritorniamo alle nostre **equazioni del colore**. Una misura per valutare la luminosità o l'intensità di una sorgente di colore ci era fornita dalla somma dei valori di apertura dei diaframmi delle sorgenti primarie impiegate per riprodurla (Si riconsideri l'analogia presa dalla meccanica). **Nel sistema R V B quindi tutte e tre le componenti di luce primaria contribuiscono a stabilire il valore dell'intensità luminosa della sorgente riprodotta. Nel nuovo sistema X Y Z invece, la sorgente primaria per la componente Y è stata scelta in maniera tale da contribuire essa sola a fornire la luminosità della sorgente riprodotta, mentre le altre due sorgenti primarie (X) e (Z) caratterizzano solo la cromaticità della sorgente colorata riprodotta.** È vero che difficilmente si può immaginare una sorgente che fornisca solo il colore e manchi di luminosità. Ma dobbiamo sempre tener presente che queste nuove sorgenti primarie sono fittizie e servono solo per far meglio i calcoli. Quindi il secondo vantaggio del sistema X Y Z rispetto al vecchio R V B è che **solo** la componente Y indica la luminosità di una data sorgente di colore. Questa particolarità, come vedremo in seguito, sarà di grande importanza nella tecnica di trasmissione di immagini a colori.

In base a quanto detto prima possiamo ora finalmente rappresentare il nuovo sistema di coordinate x-y (fig. 21). Teniamo subito a far presente che i colori che figurano lungo la linea a ferro

di cavallo riprodotta in questa figura non corrispondono alla teoria, e cioè non sono colori saturi al 100% per il semplice fatto che non è possibile riprodurre con la stampa, colori saturi al 100%. Siccome i colori dello spettro riprodotti con il sistema X Y Z hanno sempre componenti positive, la linea a ferro di cavallo dove appunto si trovano tali colori, sarà **tutta** compresa entro il triangolo del colore. In questa linea sono state riportate le lunghezze d'onda corrispondenti ai colori dello spettro ed in più sono stati indicati anche i colori porpora che si trovano lungo la retta che congiunge le due estremità della linea a ferro di cavallo dove si trovano appunto i colori rosso e violetto. In questa rappresentazione qualsiasi altro colore (privo di luminosità) può essere individuato con valori di coordinate x-y. Al centro di questa superficie a ferro di cavallo, nel punto B (bianco) avente valori di coordinate

$$x = \frac{1}{3} \quad \text{e} \quad y = \frac{1}{3}$$

i colori tendono a «impallidire». Se dal punto B tracciamo una retta che intersechi la linea a ferro di cavallo in corrispondenza del colore dello spettro avente una lunghezza d'onda di 600 nm, potremo notare che i colori che si trovano lungo questa retta vanno dal bianco, al colore ocra pallido fino ad un arancione saturo. Diciamo in questo caso che quest'ultimo colore man mano che si allontana dal punto B diventa **sempre più saturo** oppure, il che è la stessa cosa, che più «bianco» si aggiunge ad un colore e più questo diventa meno saturo. Conseguenza: tutti i colori «incolori» hanno saturazione zero (bianchi) mentre tutti i colori spettrali hanno una saturazione del 100%. Con questa nuova definizione possiamo ora rappresentare i colori anche in una altra maniera. Supponiamo infatti che con il solito sistema si sia riprodotto un colore (punto C₁) con le coordinate indicate nella figura 21. Conduciamo una retta passante per B, C₁ fino ad incontrare linea a ferro di cavallo. Questo

punto di incontro ci dirà la lunghezza d'onda dominante del colore C_1 , che nel nostro caso ha il valore approssimato di 600 nm. Il rapporto tra il tratto C_1 -B e il tratto da B fino alla linea ferro di cavallo, ci indicherà il grado di saturazione del colore C_1 , che nel nostro caso sarà circa il 41%.

COLORI COMPLEMENTARI

Diciamo ancora una parola sui colori complementari trattati nella seconda puntata. Come già più volte detto, il punto delle coordinate di un colore ottenuto per mescolazione si trova sempre lungo la retta che congiunge i punti di coordinate dei colori di partenza. Se questa retta congiungente passa per il punto B, ciò significa che i colori di partenza mescolati additivamente in opportune proporzioni possono dare il bianco. È questo il caso dei punti di coordinate C_1 e C_2 di fig. 21. Questi colori per quanto detto in precedenza sono complementari. Siccome per il punto B non può passare solo la retta C_1 - C_2 ma infinite rette, ecco che le coppie di colori complementari possibili saranno infinite.

Bibliografia

Dr. Ing. Klaus Welland: **Farbfernsehen** (Telefunken).

Ing. W. Hartwing: **Einführung in die Farbfernseh-Service-Technik.** (Philips)

Ing. Bruch: **Farbfernsehsystem: NTSC - PAL - SECAM.**

Fotoemission: Phisikalische Grundlagen der Elektronik. (Philips)

Errata - Corrigere

Nella fig. 4 della II puntata siamo incorsi nelle seguenti inesattezze:

- 1) La parola « porpora » va eliminata perchè il colore porpora non è un colore dello spettro. Al suo posto dovrà comparire il violetto.
- 2) L'inclinazione dei raggi uscenti dal prisma, dal giallo in avanti, si deve ritenere tendente verso il centro dello spettro.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

NEL NUMERO

4

DI

Sperimentare

POTRETE LEGGERE

L'OSCILLATORE PROVATRANSISTORI

UN APPARECCHIO ACUSTICO PER DEBOLI D'UDITO

COSTRUZIONE DI UN ACQUARIO PER PESCI TROPICALI

SUONIAMO L'UNICORDA

PLAS-T-PAIR

CONVERTITORE MONOTRANSISTOR

IMPARIAMO A FOTOGRAFARE

IL MINIORGANO

DISPOSITIVO PER L'ASCOLTO SINGOLO DELLA TV

CICLOIDI PER LA MISURA DELLE FREQUENZE

Oltre all'osservazione e all'analisi delle forme d'onda, l'oscilloscopio è frequentemente usato anche per la misura delle frequenze, in quanto ci dà la possibilità di conoscere, in modo assai semplice, una frequenza di valore sconosciuto, con l'aiuto di una frequenza nota. Si possono usare diversi metodi, alcuni dei quali sono già familiari a coloro che usano l'oscilloscopio per le loro misure. Esse sono le figure di Lissajous, cerchi ed ellissi di intensità modulata, scale dei tempi e i cicloidi che descriveremo nel corso dell'articolo.

Per formare un cicloide, sono necessari due piani di tensione. Ogni piano consiste di due onde sinusoidali sfasate di 90° . Queste si possono ottenere con il circuito di fig. 1. La tensione A è applicata al circuito di cambiamento di fase (R_1 e il condensatore, selezionati da S_1) e la tensione B al circuito di cambiamento di fase formato da R_2 e dal condensatore, selezionati da S_3 . La tensione A è mandata all'amplificatore verticale dell'oscilloscopio attraverso uno degli avvolgimenti del trasformatore. La tensione B va diretta all'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio. Le parti sfasate dei segnali A e B sono applicate (attraverso il trasformatore) all'amplificatore verticale. Esse vengono addizionate nel trasformatore e ne risulta un cicloide.

La forma del cicloide dipende dalla relazione delle fasi delle due tensioni e dalla loro frequenza e ampiezza. Con il cir-

cuito di fig. 1, quando varia la fase (con R_1 o R_2) varia anche l'ampiezza. Una versione molto migliorata ed anche più costosa del circuito è riportata in fig. 2. Qui il cambiamento di fase non influisce sull'ampiezza del segnale. I due trasformatori sono necessari per isolare le porzioni di tensione A e B cambiate, in quanto gli amplificatori dell'oscilloscopio hanno una massa comune. Un solo trasformatore munito di tre avvolgimenti potrebbe sostituire i due trasformatori usati nel nostro caso. I rapporti spire non sono critici, ma i risultati migliori si possono ottenere con i rapporti 1 : 1 : 1.

Il circuito di fig. 1 non ha attenuatori in quanto si basa sul concetto che essi sono inclusi nella sorgente. Se ciò non fosse, essi devono essere aggiunti come si può vedere in fig. 2. Se si devono effettuare spesso misure di frequenza, il circuito più com-

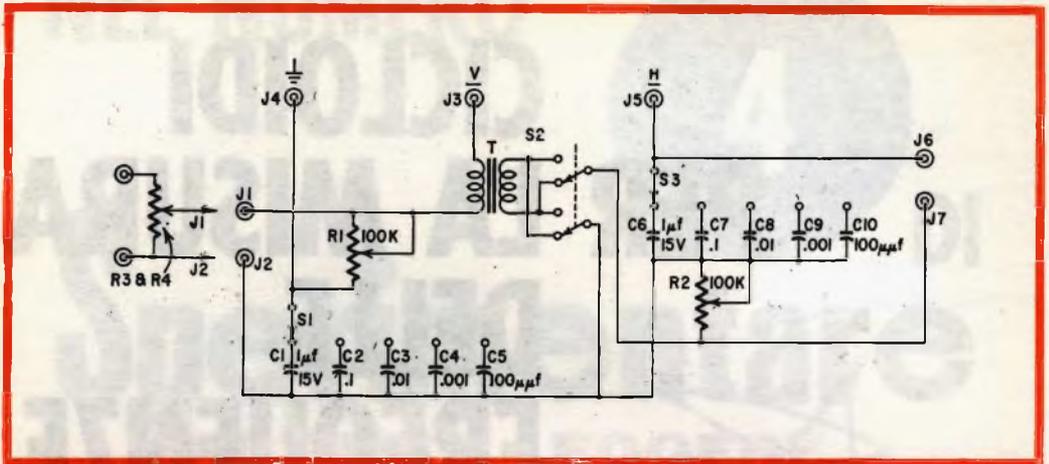


Fig. 1 - Circuito del semplice adattatore per la formazione dei cicloidi. J1-J2 = ingresso A; J3 = deflessione verticale; J5 = deflessione orizzontale; J6-J7 = ingresso B; R1-R2 = potenziometri regolatori di fase.

COMPONENTI

Resistori

- R₁ = 100 kΩ potenziometro
- R₂ = 100 kΩ potenziometro
- R₃ = 500 kΩ potenziometro
- R₄ = 500 kΩ potenziometro

Vari

- J1 ÷ J7 = Jack a 3 contatti
- S₁ = Commutatore a 1 via, 5 posizioni
- S₂ = Commutatore doppio
- S₃ = Commutatore a 1 via, 5 posizioni
- T = Trasformatore audio ad alta impedenza
- Rapporto 1/1 fino a 3 : 1 (rapporto non critico)

Condensatori

Tutti i condensatori hanno una tensione di lavoro di 50 V.

- C₁ = 1 μF - 15 V
- C₂ = 0,1 μF
- C₃ = 0,01 μF
- C₄ = 0,001 μF
- C₅ = 100 pF
- C₆ = 1 μF - 15 V
- C₇ = 0,1 μF
- C₈ = 0,01 μF
- C₉ = 0,001 μF
- C₁₀ = 100 pF

pleto sarà di maggiore utilità. In confronto al costo di un frequenzimetro, il circuito da noi presentato è molto economico.

Come interpretare i cicloidi

Prima di interpretare i cicloidi, bisogna crearli; per far ciò si deve seguire il seguente procedimento:

1) Selezionare la frequenza più bassa delle due e applicarla agli amplificatori dell'oscilloscopio, tenendo l'altra tensione a zero. Regolare ora la fase e l'ampiezza del-

la tensione a frequenza bassa fino a quando si ottiene un cerchio abbastanza perfetto.

2) Regolare a zero la tensione a bassa frequenza e applicare quella a frequenza più alta; regolare quest'ultima in fase e ampiezza fino ad ottenere un cerchio molto piccolo.

3) Riportare l'ampiezza della tensione a bassa frequenza al suo valore primitivo. Ne dovrebbe risultare un cicloide simile a quello di fig. 3. Se si otterrà un cicloide

COMPONENTI

Resistori

- $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ potenziometro
 $R_2 =$ potenziometro doppio $100 \text{ k}\Omega$ per sezione, lineare
 $R_3 =$ potenziometro doppio $100 \text{ k}\Omega$ per sezione, lineare
 $R_4 = 500 \text{ k}\Omega$ potenziometro
 $R_5 = 100 \text{ k}\Omega \frac{1}{2} \text{ W}$
 $R_6 = 100 \text{ k}\Omega \frac{1}{2} \text{ W}$

Condensatori

Tutti i condensatori hanno una tensione di lavoro di 50 V.

- $C_1 = 1 \mu\text{F}$
 $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$
 $C_3 = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_4 = 0,001 \mu\text{F}$
 $C_5 = 100 \text{ pF}$
 $C_6 = 1 \mu\text{F}$
 $C_7 = 0,1 \mu\text{F}$
 $C_8 = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_9 = 0,001 \mu\text{F}$
 $C_{10} = 100 \text{ pF}$
 $C_{11} = 1 \mu\text{F}$
 $C_{12} = 0,1 \mu\text{F}$
 $C_{13} = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_{14} = 0,001 \mu\text{F}$
 $C_{15} = 100 \text{ pF}$
 $C_{16} = 1 \mu\text{F}$
 $C_{17} = 0,1 \mu\text{F}$
 $C_{18} = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_{19} = 0,001 \mu\text{F}$
 $C_{20} = 100 \text{ pF}$

Vari

$J1 \div J7 =$ Jack a 3 contatti

Commutatori

- $S_1 =$ Commutatore a 2 poli, 5 posizioni
 $S_2 =$ Commutatore doppio
 $S_3 =$ Commutatore a 2 poli, 5 posizioni

Trasformatori

$T_1, T_2 =$ Trasformatori audio ad alta impedenza rapporto 1 : 1 (se non si utilizza, collegare il lato ad alta impedenza del trasformatore dell'oscilloscopio)

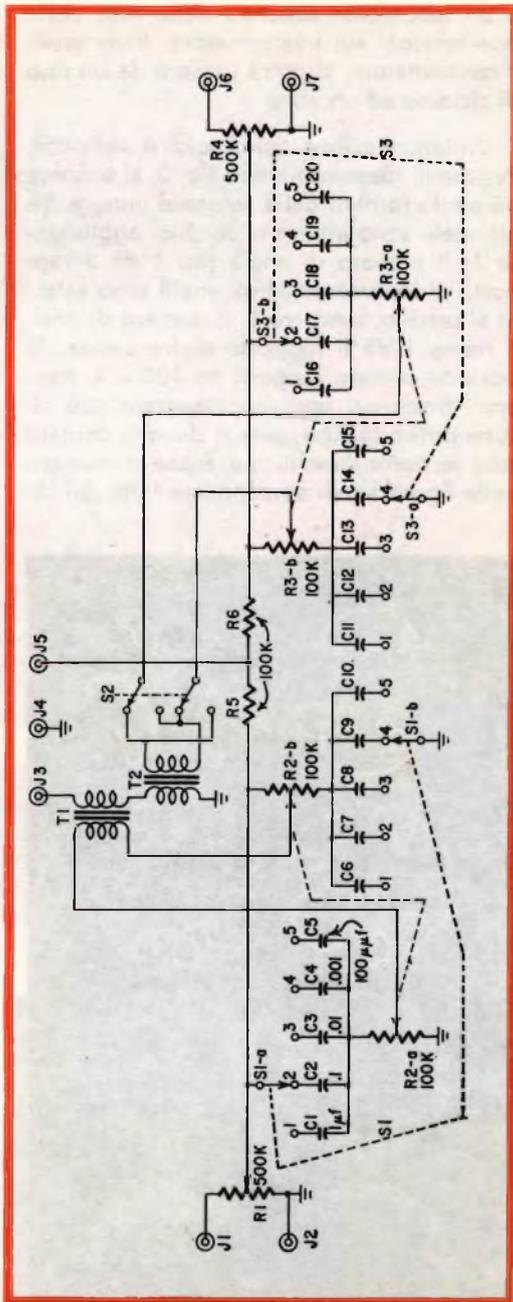


Fig. 2 - Versione modificata dell'adattatore di fig. 1. $R_1-R_4 =$ potenziometri regolatori dell'ampiezza; $R_{2a}, R_{2b}, R_{3a}, R_{3b} =$ potenziometri regolatori di fase; $J1-J2 =$ ingresso A; $J3 =$ deflessione verticale; $J5 =$ deflessione orizzontale.

o un ipocicloide dipende dalla fase delle due tensioni sul trasformatore. Invertendo il commutatore, si potrà passare da un tipo di cicloide ad un altro.

L'interpretazione dei cicloidi è semplice. Per quelli rappresentati in fig. 3, si contano gli anelli formati dalla tensione minore. Se gli anelli sono interni al cerchio, aggiungere 1; il numero di anelli più 1 dà il rapporto di frequenza. Se gli anelli sono esterni al cerchio, sottrarre 1; il numero di anelli meno 1 dà il rapporto di frequenza. Si possono contare rapporti da 100 a 1. Rapporti frazionari non rappresentano più alcuna difficoltà. Qui, non si devono contare solo le punte (anelli) ma anche il numero nelle figure simili sovrapposte fatte dal di-

segno. Talvolta queste figure sovrapposte sono facili da interpretare come in fig. 4a, dove ci sono ovviamente due figure.

Le formule per i rapporti di frequenza sono:

1) per anelli interni al cerchio:

$$\text{rapporto} = \frac{f(\text{anelli}) + p(\text{figure})}{p(\text{figure})}$$

2) per anelli esterni al cerchio:

$$\text{rapporto} = \frac{f(\text{anelli}) - p(\text{figure})}{p(\text{figure})}$$

Esaminiamo alcune di queste figure. In fig. 4e, sono disegnate le figure possibili per entrambi i generi di cicloidi sviluppati dalle figure 4c, d.

Sono possibili ancora altre configurazioni.

Rapporti minori di 1

Quando si procede con rapporti minori di 1, gli anelli esterni sono di più facile lettura, ma la loro interpretazione è differente. Si prenda ad esempio la fig. 5, tutte le figure rappresentano rapporti minori di 1. Per ottenere il rapporto per la fig. 5a, si contino tutti gli anelli come mostrato; poi si segua la traccia dell'anello 1 in senso antiorario. Esso va all'anello 3, escludendo gli anelli 2, 4 e 5. Si conti il numero degli anelli saltati fra gli anelli 1 e 3 in ogni direzione. Si aveva soltanto un anello nel lato destro (anello 2) e due sul lato sinistro (anelli 5 e 4). Come è stato fatto con gli anelli esterni, si aggiunge 1 alle nostre figure. Questo dà 1 più 1, cioè 2 (andando in senso orario) e 2 più 1 cioè 3 (andando in senso antiorario). Riunito in un rapporto, si otterrà 2 a 3. Ma si può anche interpretare come 3 a 2. Come fare per sapere quale dei due è esatto? È più facile di quanto si pensi. Si aumenta semplicemente la frequenza di uno dei segnali di ingresso per esempio il segnale a frequenza nota. Se è la frequenza più alta, aumenterà il numero più alto di anelli saltati (anelli 4 e 5 in fig. 5a), ma non il più basso.

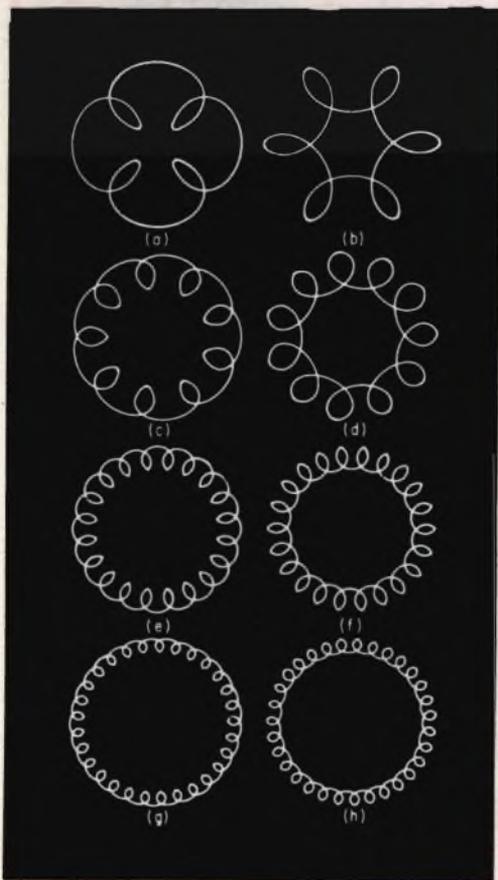


Fig. 3 - Esempi di cicloidi di vari rapporti di frequenza. Sono riportati anelli esterni ed interni con rapporti di a, b - 5 : 1; c, d - 10 : 1; e, f - 21 : 1; g, h - 30 : 1.

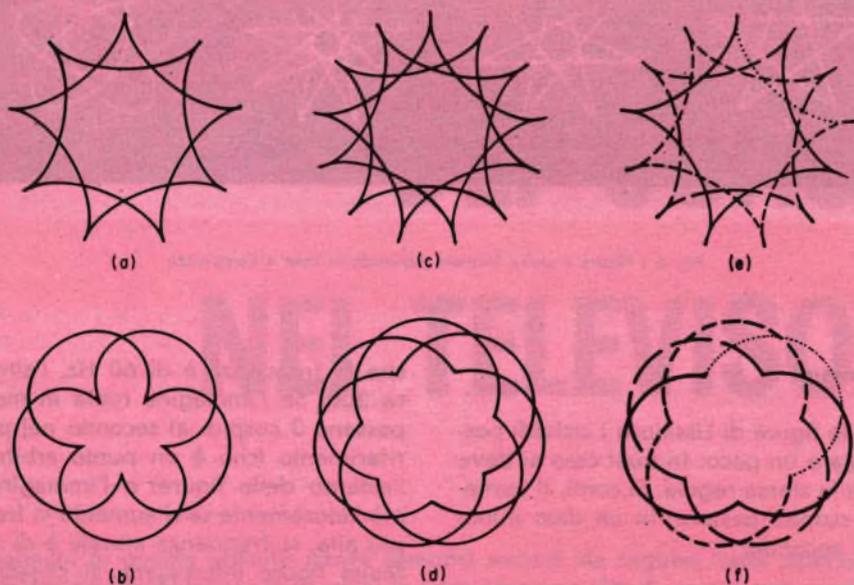


Fig. 4 - (a, b) Esempi di anelli esterni ed interni con rapporto di $3\frac{1}{2} : 1$; (c, d) Rapporto di $3\frac{1}{3} : 1$; (e, f) Figure c, d ridisegnate per mostrare il numero di sporgenze. In ogni figura, cominciare con la linea a tratto più breve e proseguire, in senso antiorario in e e in senso orario in f. Seguire la linea a tratto breve, poi quella a tratto lungo, quindi quella continua. La linea punteggiata completa la figura e non è contata.

Se è la frequenza più bassa, aumenterà il numero più basso di anelli (anello 2 nell'esempio) ma non il più alto.

Consideriamo ora la fig. 5b. Si contino ancora tutti gli anelli, si segua poi la traccia in senso antiorario dall'anello 1. Si va all'anello 4 escludendo due anelli andando in senso orario (lato di destra) e quattro anelli andando in senso antiorario (lato di sinistra). Aggiungendo 1 ad ogni figura si ha un rapporto di 3 a 5. Si rilevino ora i rapporti per le altre due figure, ricordando, per la determinazione, che la frequenza è la più alta in modo da sapere come calcolare il rapporto. Si dovrebbe trovare un rapporto di 2 a 5 per la fig. 5c e di 1 a 2 per la fig. 5d.

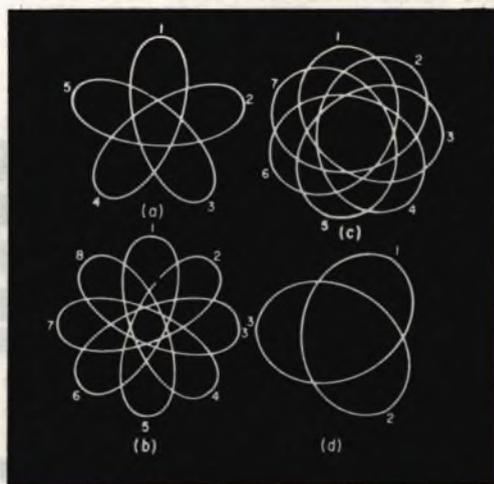


Fig. 5 - Esempi di anelli esterni con rapporto minore di 1. (a) - 2 : 3, (b) - 3 : 5, (c) - 2 : 5, (d) - 1 : 2.



Fig. 6 - Figura a stella formata variando la fase e l'ampiezza.

Figure rotanti

Come le figure di Lissajous i cicloidi possono ruotare un poco. In quel caso si deve applicare la stessa regola. Si conti, il numero delle cuspidi passanti in un dato punto per ogni secondo.

Allora la deviazione di frequenza dal rapporto esatto è data dal calcolo. Cambiando un poco una frequenza, si può trovare abbastanza facilmente se questi devono essere sottratti o addizionati. Se si aumenta la frequenza, la figura ruoterà più velocemente; il numero deve essere addizionato alla frequenza che si è cambiata oppure sottratto dalla frequenza rimasta invariata per fare ruotare l'immagine più velocemente. Così se si trova una figura che dà un rapporto di 5 a 1 e si sa

che la frequenza è di 60 Hz, l'altra è circa 300. Se l'immagine ruota in modo che passano 3 cuspidi al secondo nel punto di riferimento (che è un punto arbitrario all'esterno delle figure) e l'immagine ruota più velocemente se si aumenta la frequenza più alta, la frequenza attuale è di 303 Hz. Molte figure interessanti si possono ottenere con i cicloidi; esse dipendono dalla tensione e dalla regolazione di fase che viene usata. In fig. 6 sono riportati alcuni esempi. Così i cicloidi non permettono solamente di determinare in modo accurato la frequenza relativa in una vasta gamma di misure, ma possono essere anche divertenti con le loro svariate e molteplici figure.

BETA

(Da « Radio-Electronics »)



FIRENZE

VIA G. MILANESI, 28/30
TELEF. 486.303

LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48
TELEF. 31.017

SALE DI AUDIZIONE HI-FI

LOCALIZZAZIONE DEI GUASTI NEI TELEVISORI

Riportiamo in questo articolo alcuni semplici metodi da seguire nella riparazione dei televisori. Probabilmente i tecnici non troveranno nulla di nuovo, ma pensiamo che questo « riepilogo » sia di aiuto nel loro lavoro.

L'esame generale preliminare del televisore guasto è la cosa più semplice e tuttavia più importante da fare. Utilizzando il buon senso, esso permetterà in numerosi casi di scoprire uno dei molti semplici guasti che si producono nei televisori e che si possono eliminare rapidamente e senza sforzi eccessivi.

È sempre utile fare delle domande al possessore del televisore. Le sue indicazioni devono precisare, se possibile, in quali circostanze si è prodotto il guasto e quali sono gli effetti constatati.

Se l'interlocutore è un buon osservatore e se è stato presente al momento del guasto, potrà mettere il riparatore sulla giusta via per la scoperta della causa del guasto.

In modo generale, in tutte le operazioni di riparazione, il più difficile è trovare, la causa del guasto. Se questa causa è nota la riparazione diventa un lavoro di normale amministrazione.

Così, se si sa che una valvola non si accende, si esaminerà successivamente: la valvola, il circuito di filamento di questa valvola e le valvole collegate in serie con questa, che non devono accendersi anch'esse.

Prima di ogni altra operazione, il riparatore farà di tutto per trovare il libretto di istruzioni e lo schema elettrico dell'apparecchio che gli forniranno numerose indicazioni per trovare il guasto, sia direttamente con dei consigli di riparazione, sia indirettamente con schemi, schizzi, piani e tutte le altre notizie sotto forma di figure, tabelle ecc. Così, nel caso di un guasto riguardante i filamenti, il tecnico consultando lo schema potrà vedere immediatamente il metodo di alimentazione dei filamenti: serie, parallelo, combinazione serie parallelo, sul secondario o su una parte del primario ecc.

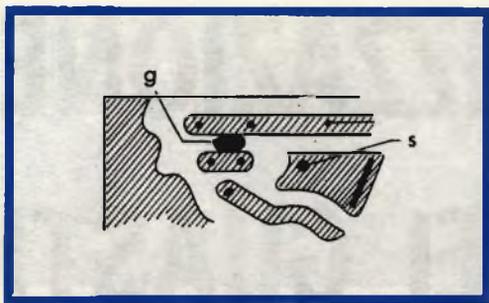


Fig. 1 - Un granello di stagno (g) indesiderabile su un circuito stampato può essere causa di guasti o di cattivo funzionamento in un televisore; s = saldatura.

Strumenti di ricerca

I cinque sensi del riparatore gli permettono spesso di trovare dei guasti semplici. Gli occhi sono, fra i cinque sensi, gli strumenti di prova più precisi ed efficaci.

Riportiamo ora una lista indicante diversi guasti che possono causare un difetto lieve o grave ma facile da riparare.

Collegamenti: dissaldati, in cortocircuito, spostati, con isolante consumato ecc.

Valvole: bruciate, esaurite, uscite dai loro supporti, elettrodi portati all'incandescenza, polvere sull'elettrodo dell'alta tensione (valvola finale della base dei tempi di riga, tubo a raggi catodici, raddrizzatore della E.A.T. raddrizzatore di recupero).

Avvolgimenti: dissaldati, uscita dal loro supporto se sono amovibili, spostati (deviazione, concentrazione), bruciati (si vede dal colore dell'isolante), liberi.

Elettrolitici: collegamenti dissaldati o in corto circuito, massa e negativo (contenitori) in cattivo contatto con il telaio, essendosi il condensatore svitato o tolto o se al contrario il contenitore deve essere isolato dal telaio, si potrà constatare un cattivo isolamento.

Resistenze: collegamento, posizione. Il colore indica spesso lo stato della resistenza, se essa è bruciata i colori del codice che indicano il suo valore non sono più visibili.

Tubo a raggi catodici: contatti dello zoccolo con il supporto, spostamento della trappola ionica, del dispositivo di centratura, delle bobine di deviazione; cattivo contatto della E.A.T., cattivo contatto fra lo strato di grafite e la massa; fissaggio meccanico del tubo a raggi catodici difettoso, deterioramento del tubo a raggi catodici.

Alimentazione: stato delle bobine (trasformatore, bobine di filtro), loro fissaggio, contatti; fusibile distributore o combinatore delle tensioni di rete; tubo o semiconduttore raddrizzatore; cordone di rete; il condensatore e la presa. Esaminare il contatto di sicurezza stabilito dal fissaggio del cartone protettore sul retro dell'apparecchio.

Pannello posteriore: contatto menzionato sopra, vedere anche se il fissaggio su questo pannello degli organi destinati all'adattamento del televisore al secondo canale è buono. Qui si trova spesso il commutatore e il sintonizzatore UHF.

Circuiti stampati: esaminare visualmente i contatti fra i fili di collegamento degli elementi R, L e C con la piastrina molto sottile del circuito stampato. Esaminare se un eventuale granello di stagno non provochi un cortocircuito (fig. 1). Assicurarsi che le piastrine a circuito stampato siano ben fissate e che i loro punti di massa siano buoni. Togliere le impurità e specialmente la polvere.

Manopole di comando: posizione, fissaggio, stato generale.

A questa lista si dovranno apportare naturalmente alcune aggiunte.

Rivelazione auditiva

Tutto quello che concerne la parte audio, può essere « rivelato » ascoltando i suoni dell'altoparlante. Con l'aiuto di una cuffia si può determinare l'esistenza di un segnale nei numerosi punti in cui questo segnale è a frequenza bassa o comporta fra l'altro dei segnali BF.

Agire con prudenza sui circuiti di uscita della base dei tempi di quadro e astenersi da tutte le verifiche soprattutto su quelle riguardanti la valvola finale di riga, compresa la griglia di comando dove i forti impulsi sono pericolosi.

Pure a orecchio, si percepiscono le vibrazioni degli avvolgimenti di alimentazione, segni di un cattivo fissaggio, le vibrazioni degli altoparlanti e del mobile che denotano un altoparlante in cattivo stato o un fissaggio difettoso nel mobile; l'effetto Larsen o tutti gli altri rumori provocati dalle valvole difettose, ecc.

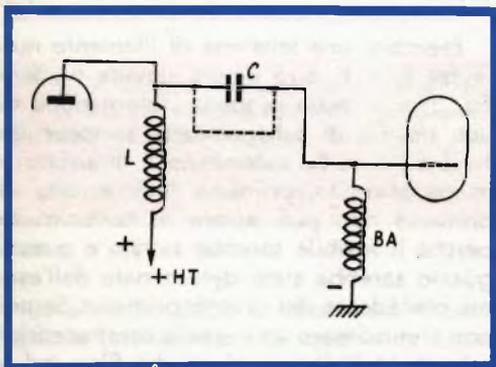


Fig. 2 - Il condensatore difettoso può provocare la bruciatura o il danneggiamento della bobina ad esso collegata.

Rivelazione attraverso odore e tatto

Questo genere di ricerca è ben noto ai riparatori. Si giudica, dal caratteristico odore di bruciato, il deterioramento di alcune bobine attraversate da una corrente troppo forte: trasformatore di alimentazione, bobine di filtro e tutte le altre bobine dovute alla bruciatura di un condensatore o per altre cause. La fig. 2 mostra delle bobine bruciate a causa del condensatore di collegamento guasto. La rivelazione al tatto servirà in aggiunta alle altre. Si verificheranno i fissaggi meccanici (per esempio se gli elettrolitici sono ben fissati) le manopole, la stabilità di certi fissaggi, lo spostamento normale o anormale dei pezzi rotanti, ecc.

Lavori da eseguire

Utilizzando i metodi semplici ma non assurdi, soprariportati, si può arrivare a due specie di risultati:

- 1°) il guasto è determinato con precisione;
- 2°) il guasto è localizzato in una parte del televisore ed è necessario determinare in modo più preciso con l'aiuto di metodi tecnici, il componente difettoso.

Riportiamo degli esempi di questi due casi:

- a) Il televisore è spento. Si suppone da un primo esame che non è alimentato. La

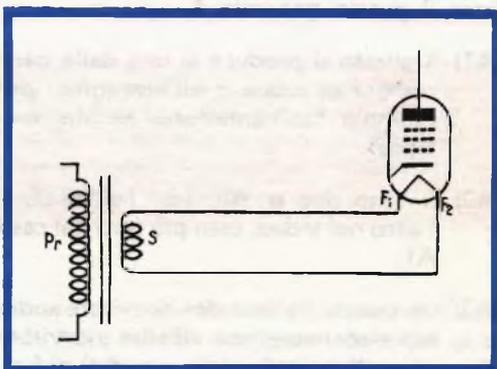


Fig. 3 - L'assenza della tensione di filamento può essere dovuta a numerose cause.

ricerca semplicemente termina con il controllo del cordone di rete e con la sua eventuale sostituzione.

- b) Stessa situazione, non c'è alimentazione e si constata che il fusibile è bruciato.

In un caso del genere, si deve evidentemente agire con prudenza. Può darsi che il fusibile si sia fuso da solo, ma questo capita raramente; generalmente un fusibile brucia perchè è stato attraversato da una corrente troppo elevata. Il tecnico deve allora verificare l'alimentazione secondo i metodi che si impongono in questi casi. Passiamo ora a un altro genere di ricerca che si effettua se l'esame semplificato non ha permesso di trovare il guasto.

Localizzazione del guasto

Si considerano subito due casi principali:

- A) L'apparecchio non funziona completamente.
- B) L'apparecchio funziona parzialmente, per esempio su un solo canale in UHF, o nella parte audio. Consideriamo ora il caso A, in cui l'apparecchio non funziona più del tutto.
- C) La caratteristica precisata in A è che non c'è né suono né immagine.

Tre categorie di guasti possono provocare il guasto generale A:

- A1) il guasto si produce in una delle parti comuni al suono e all'immagine, per esempio l'alimentazione ad alta tensione.
- A2) ci sono due guasti, uno nell'audio e l'altro nel video, caso più raro del caso A1.
- A3) un guasto in uno dei ricevitori audio e video impedisce all'altro ricevitore (rispettivamente video e audio) di funzionare.

Un esempio è quello di un televisore in cui le valvole siano montate con i filamenti in serie. Una delle valvole della catena è interrotta. Essa appartiene per esempio al ricevitore audio. Se nella stessa catena dei filamenti in serie vi è il filamento di una valvola del ricevitore video, questa, pur essendo in buone condizioni, non potrà funzionare.

Proseguendo nel caso A in cui non si è ottenuto né immagine né suono, si deve procedere alle ricerche che permettono di trovare la categoria A1, A2 o A3 alla quale appartengono i guasti. Si comincia dalle ricerche riguardanti la categoria A1 che è la più frequente.

Categoria A1. Nessun funzionamento dovuto, si suppone, alle parti comuni video e audio.

Procedere nell'ordine seguente.

1. Esame visuale tendente a determinare un guasto apparente in modo immediato, come spiegato all'inizio di questo articolo.
2. Esaminare i circuiti dei filamenti e dell'alta tensione. Dopo questa operazione si saprà se si tratta di un guasto dell'alimentatore.

A riparazione effettuata e se l'apparecchio non funziona ancora, verificare: la corrente nel primario del trasformatore di alimentazione, l'alta tensione, la tensione dei filamenti. Se queste caratteristiche non sono corrette, determinare quali ne sono le cause.

Esempio: una tensione di filamento nulla fra F_1 e F_2 può essere dovuta (vedere fig. 3) alle cause seguenti: interruzione di uno dei fili di collegamento, cortocircuito fra i fili F_1 e F_2 , secondario S interrotto o in cortocircuito, primario Pr interrotto. Il primario non può essere in cortocircuito perché il fusibile sarebbe saltato e questo guasto sarebbe stato determinato dall'esame precedente del circuito primario. Se poi non si riuscissero ad avere le caratteristiche corrette dell'alimentazione dei filamenti e dell'alta tensione, conviene ricercare il guasto nelle parti comuni ai circuiti video e audio.

Se tutte le parti comuni sono buone, resta da ricercare il guasto nelle parti non comuni, ciò che corrisponde ai casi A2 e A3 (vedere fig. 4). Caso A2. Si aveva un guasto nel ricevitore video o nel ricevitore audio. Cominciamo le ricerche da quest'ultimo. Se il televisore è un bistandard VHF-UHF provare nelle due posizioni degli standard. Con un multicanale provare su ciascun canale.

Il guasto nell'audio può essere così localizzato in una delle parti dell'insieme di ricezione del suono, non comune con l'immagine, per esempio l'amplificatore BF. Riparare poi il ricevitore video se è ancora guasto. Se la riparazione del circuito suono, comporta automaticamente quella dell'immagine, questo prova che il guasto generale è della categoria A3.

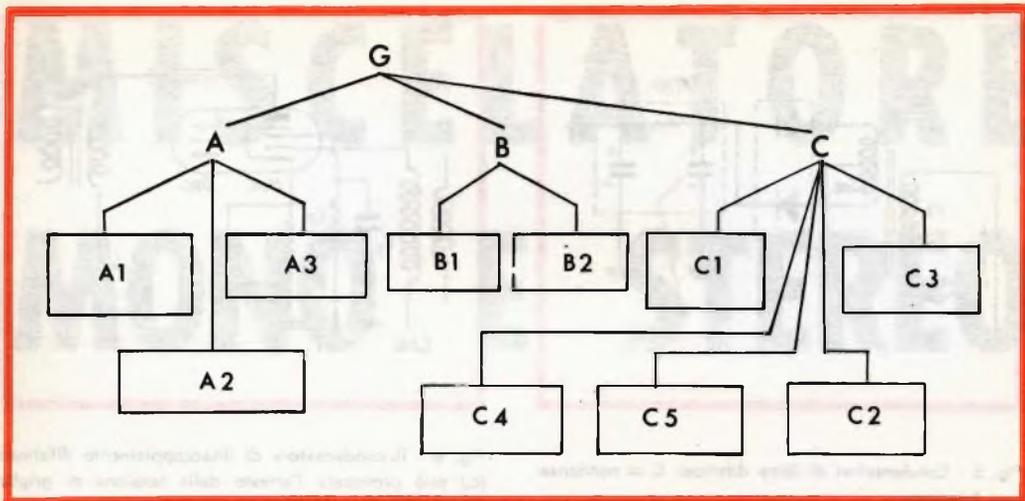


Fig. 4 - Schema da seguire per la riparazione dei televisori. G = guasti; A = arresto totale; B = uno dei ricevitori funziona; C = cattivo funzionamento: A₁ = guasto nelle parti comuni, A₂ = un guasto nel video, un guasto nell'audio, A₃ = difetti interdipendenti; B₁ = video senza audio, B₂ = audio senza video; C₁ = difetto nelle parti comuni, C₂ = difetto in una parte speciale, C₃ = difetti interdipendenti, C₄ = immagine buona - suono difettoso, C₅ = immagine difettosa - suono buono.

Finalmente, dopo le operazioni di riparazione corrispondenti al caso A: ne suonano ne immagine, l'apparecchio sarà in uno dei due stati seguenti: completamente riparato o riparato parzialmente, oppure funzionerà male. Si arriva perciò al caso B: l'apparecchio funziona parzialmente.

La localizzazione dei guasti si riporta in questo caso alla parte che non funziona effettuando le ricerche e ponendo i commutatori dei canali e degli standard in tutte le posizioni possibili.

Finalmente si riesce a far funzionare il televisore, ma questo funzionamento è difettoso, e si passa così al caso C che vedremo ora.

Caso C: apparecchio funzionante male

Il guasto è meno grave del caso A e B e può essere localizzato secondo uno o più metodi che devono portare quasi certamente al componente difettoso.

Il metodo da adottare per effettuare questa riparazione è allora determinato dalla

natura dovuta a dei difetti costanti. I casi A₁, A₂ e A₃ del caso generale A del guasto totale sono allora omologati nel caso C.

C₁: causa del cattivo funzionamento nelle parti comuni; questo si ricollega al fatto che l'immagine e il suono sono entrambi difettosi.

C₂: causa di cattivo funzionamento del suono e dell'immagine nelle parti speciali; si ha almeno un difetto nella parte speciale dell'immagine e un altro nella parte speciale del suono.

C₃: un difetto nella parte video (o audio) provoca un difetto nella parte audio (o video).

C₄: immagine eccellente suono difettoso.

C₅: suono eccellente, immagine difettosa.

Per prima cosa si deve vedere ciò che si constata esaminando l'immagine o ascoltando il suono; si ritorna ad applicare per l'immagine il metodo di « verifica » del guasto che abbiamo stabilito nel punto: ri-

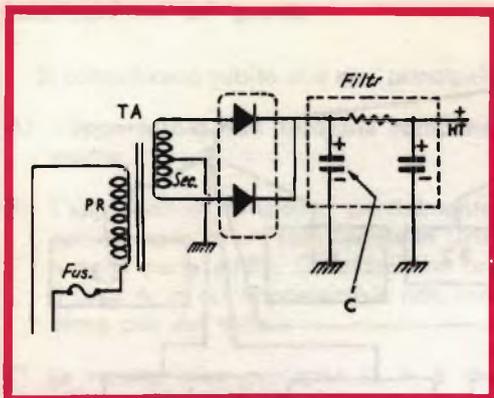


Fig. 5 - Condensatori di filtro difettosi. C = condensatore bruciato.

parazione per mezzo dell'esame dell'immagine.

Questo metodo di « verifica » può condurre direttamente all'organo difettoso ma più spesso esso permette di determinare qual'è il metodo da adottare in seguito: esame statico per misure di tensioni, esame dinamico del segnale punto per punto, rilievo degli oscillogrammi, esame dello stato delle valvole ecc.

Per il suono, il metodo analogo di quello dell'esame dell'immagine potrà essere chiamato riparazione per apprezzamento della qualità del suono. Questa qualità dipende dalle caratteristiche seguenti: potenza, distorsione di tipo qualunque, selettività (da esaminare nella parte che precede la bassa frequenza).

Esempi di localizzazione dei guasti

Primo esempio.

L'utilizzazione dà le notizie seguenti: arresto brusco del suono e dell'immagine. Nessuna traccia di luce sullo schermo e nessun ronzio nell'altoparlante.

Il riparatore procede a un esame generale preliminare e trova il fusibile fuso.

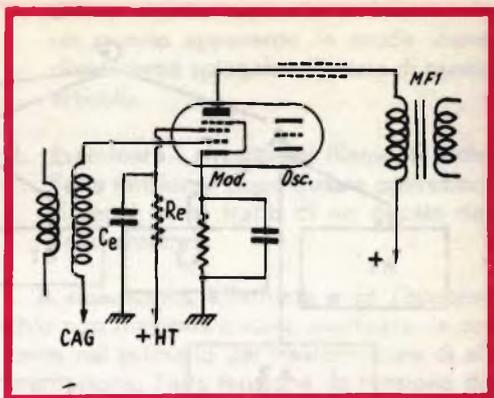


Fig. 6 - Il condensatore di disaccoppiamento difettoso (c.) può provocare l'arresto della tensione di griglia schermo della valvola.

Egli pensa allora che c'è un consumo esagerato, dunque in generale un guasto nell'alimentatore o un guasto avente influenza sull'alimentatore.

Esame dell'alimentatore: elettrolitici di filtro saldati, valvola raddrizzatrice buona. Il fusibile è dunque funzionante e protegge la raddrizzatrice. Sostituire gli elettrolitici, l'apparecchio funziona. Per sicurezza, è bene dopo ogni guasto dell'alimentatore, verificare la corrente primaria e l'alta tensione all'uscita del sistema di filtraggio (fig. 5).

Secondo esempio: nessun suono, nessuna immagine, ma si ha ronzio nell'altoparlante e un quadro corretto sullo schermo. Il riparatore sa che l'alimentazione e la base dei tempi sono buoni.

Prova in UHF e VHF; nessun funzionamento. Verifica delle parti comuni audio e video. Come variante: la valvola è buona ma l'esame delle tensioni mostra che la tensione di schermo di questa valvola è nulla: condensatore di disaccoppiamento saltato (vedere fig. 6). Sostituire C_e ed anche R_e che, essendo stata attraversata da una corrente troppo elevata, potrà essersi rovinata.

*

(Da « L'Electricité Electronique Moderne »)

MISCELATORE MONO E STEREO

Si descrivono due semplicissimi circuiti di miscelatori, il primo adatto per quattro ingressi miscelabili, il secondo è un miscelatore stereofonico attuato con sole resistenze e potenziometri.

I miscelatori sono dei dispositivi molto utili per l'impiego dei magnetofoni o degli impianti sonori; essi permettono di combinare i più svariati effetti musicali su registrazioni o nella sonorizzazione di film.

I sistemi utilizzati non hanno bisogno di essere molto complessi; essi possono essere quindi, molto completi e possono rendere più servizi dei montaggi previsti per questo effetto sui registratori di qualità.

Lo schema della fig. 1 indica il montaggio di un dispositivo potenziometrico molto semplice, che permette la registrazione della musica con un microfono, l'inserimento del commento con sottofondo musicale nelle registrazioni, questo permette di accompagnare la proiezione di una diapositiva fotografica o la pellicola di un film. Questo apparecchio può servire anche per il montaggio di giochi radiofonici, musica elettronica, utilizzazione simultanea di diversi dischi con giradischi doppi, ecc.

Questo dispositivo comporta quattro ca-

nali separati, che possono essere così miscelati sia in modo separato che diversi per volta, e il livello sonoro in ciascun canale è regolato per mezzo di un potenziometro distinto da $1 M\Omega$. I potenziometri sono disposti sul pannello frontale del contenitore di piccole dimensioni e sono collegati a delle prese disposte sul retro dell'apparecchio.

Le prese possono essere del tipo a jack o tripolari simili a quelle montate sui registratori.

Sul pannello di sinistra, si utilizza così una spina di contatto che è collegata, per mezzo di un cavo schermato, alla presa di ingresso del magnetofono corrispondente al microfono.

I potenziometri producono evidentemente una certa perdita d'energia nei diversi canali sonori, ma è sufficiente spostare leggermente la regolazione dell'amplificatore del registratore per compensare questa perdita. Con i potenziometri da $1M\Omega$,

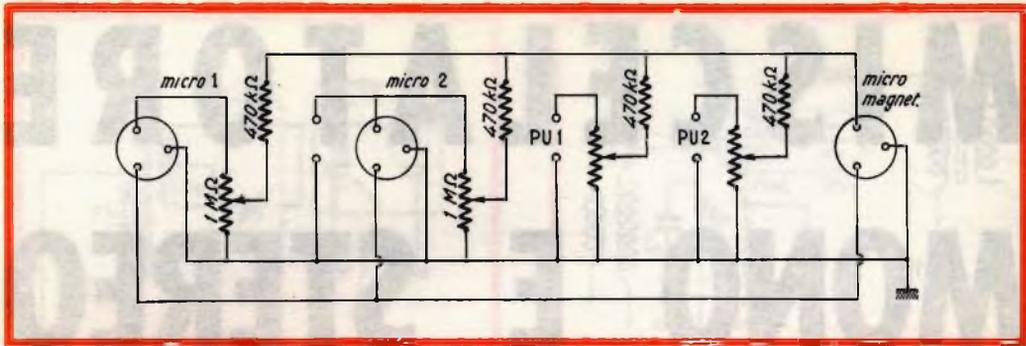


Fig. 1 - Schema elettrico del miscelatore con quattro ingressi.

lo smorzamento massimo è dell'ordine di 12 dB per un solo canale, e utilizzando un valore più elevato delle resistenze intercalate nei circuiti del pick-up, (2 MΩ invece di 170 kΩ) lo smorzamento prodotto sui segnali microfonici non è più che dell'ordine di 6 dB, e può arrivare fino a 20 dB per i segnali dei pick-up.

Questa caratteristica può presentare dei vantaggi, perchè il livello ottenuto con delle correnti di pick-up è generalmente molto più elevato, questo facilita la regolazione dei potenziometri.

Si può, con questo apparecchio, assicurare la ripartizione di una distribuzione razionale della intensità musicale, strumenti di base e gruppi di accompagnamento. Questo apparecchio permette anche l'utilizzazione di una chitarra elettrica, o di un apparecchio similare ed evita l'impiego di un amplificatore separato con altoparlante. I risultati sono migliori, i segnali sono trasmessi direttamente verso il magnetofono. L'intensità media del segnale comune è allora regolata con l'aiuto del primo potenziometro di sinistra, e la regolazione iniziale è effettuata per mezzo dell'indicatore visuale disposto sul registratore.

Si può in seguito, regolare con l'aiuto del potenziometro n° 2 e dell'indicatore visuale catodico, il livello di modulazione dell'apparecchio collegato al canale n° 2 per mezzo della presa jack corrispondente.

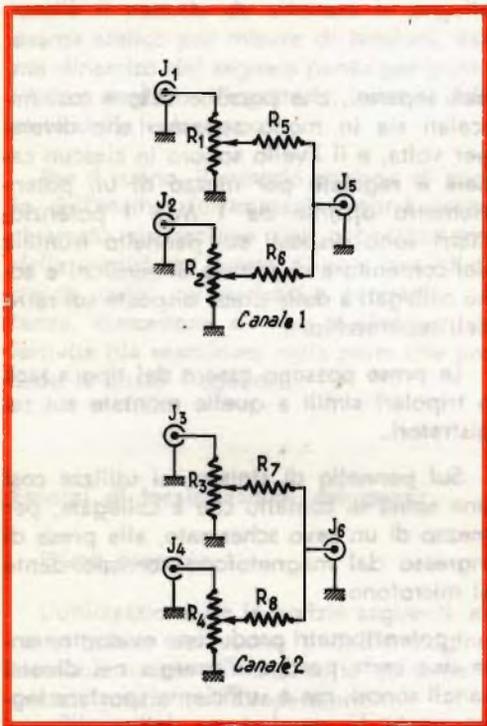


Fig. 2 - Schema elettrico del miscelatore stereofonico.

Miscelatore stereofonico

Il miscelatore rappresentato in fig. 2 permette la combinazione e la miscelazione molto semplice di parola, musica, canto, ed anche di suoni provenienti da dischi, da nastri magnetici, da radiricevitori o da sintonizzatori.

Questo miscelatore permette l'adattamento progressivo di una sorgente sonora a un'altra e l'esaltazione di una rispetto all'altra; due montaggi identici sono evidentemente previsti per ciascuno dei canali del registratore stereofonico. Si possono così collegare diverse sorgenti musicali, come microfono, pick-up, sintonizzatori ed eventualmente anche un altro registratore.

La costruzione è rapida e poco costosa, i jack sono di tipo qualsiasi; le resistenze R_1 , R_2 , R_3 e R_4 sono dei potenziometri miniatura da 1 M Ω del tipo generalmente adottato sui registratori. Le resistenze R_5 , R_6 , R_7 e R_8 sono delle resistenze fisse da 470 k Ω , 0,5 W con tolleranza del 10 %.

Queste resistenze si oppongono al passaggio di un segnale proveniente da uno

degli ingressi verso massa nel caso di regolazione del secondo cursore vicino alla estremità dell'avvolgimento.

È solamente necessario aumentare leggermente il guadagno dell'amplificatore del registratore per compensare la leggera perdita prodotta dal miscelatore; il montaggio è di dimensioni ridotte, per esempio: 6 cm x 6 cm x 13 cm. Sul pannello frontale dell'apparecchio, si trovano le quattro manopole di regolazione dei potenziometri.

Se si utilizza il dispositivo per il collegamento di un microfono, i valori delle resistenze possono essere ridotti a 100 k Ω solamente.

ALFA

(Da « Le Haut - Parleur »)

Nel punto di vendita dei prodotti G.B.C. di Mantova è stata allestita una elegante sala di audizione per alta fedeltà. In questo ambiente accogliente, non disgiunto dalla cordialità, si può ascoltare anche solo per dimostrazione della ottima musica; ciò sta a dimostrare che la G.B.C. può mettere a disposizione degli appassionati dell'HI-FI il meglio che si possa acquistare in campo nazionale ed internazionale.

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
 POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

una vasta gamma di
 tipi standard a strato
 di carbone e a filo

modelli speciali per
 ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettrico

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
 LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i / Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



LA CONTAMINAZIONE DELLA STRATOSFERA È DIMINUITA

Ogni tanto qualche notizia che riconforta lo spirito, in quest'era di tensione incessante, non fa male. A dire il vero, siamo tanto abituati alla tensione che quasi quasi ci serve per ingrassare: notizie che avrebbero fatto morire di spavento i nostri matusa di soli cinquant'anni fa, oggi passano poco meno che inosservate, tanta è l'ondata di fatti incredibili da cui ogni giorno veniamo sommersi. Forse è un bene, anzi lo è senz'altro. Ci stiamo abituando a ripartire il vero dalla fantasia.

Ma torniamo al titolo. Secondo un rapporto della Commissione Scientifica dell'ONU, l'entità dei materiali radioattivi tuttora presenti nella stratosfera è relativamente modesta. Il rapporto calcola che le radiazioni complessive dovute alla contaminazione radioattiva per effetto delle passate prove di armi nucleari, sino all'anno 2000 supereranno solo in lieve misura il livello delle radiazioni naturali ambientali.

Consoliamoci. Se continueremo a fare giudizio, vedremo i cataclismi soltanto nei film di fantascienza. E ci divertiremo, per giunta.

SEMPRE NOVITÀ NELL' HI-FI

E' uscito il MIRAPHON 22 H giradischi professionale che soddisfa le esigenze dei più raffinati ascoltatori.

Il suo prezzo è interessantissimo: chiedete chiarimenti a qualunque punto della G.B.C.

CONSIGLI PRATICI

La Direzione di Selezione Radio TV mi ha incaricato di pubblicare questi avvisi, interessanti un gran numero di lettori, a giudicare dalle lettere che arrivano quotidianamente sugli argomenti relativi.

Annate rilegate: sono esaurite tutte le annate dal 1957 al 1959.

Fascicoli arretrati: non si spediscono contro assegno. Chi li desidera, versi l'importo di L. 800 cadauno nel c/c postale N. 3/40678 intestato a « Selezione di Tecnica Radio TV, Milano ». Segnare inoltre a tergo del certificato di allibramento, cioè la prima parte a sinistra del bollettino, il numero e l'anno del fascicolo o dei fascicoli desiderati.

Esempio: 5/1964, 7/1966 ecc.

Cambio di indirizzo. Oltre al nuovo indirizzo, indicare sempre anche il vecchio. Non scordare, inoltre, di aggiungere L. 200 in francobolli, che rappresentano il rimborso della targhetta metallica su cui viene inciso l'indirizzo nuovo.

Scusatemi se vi ho tediato più del solito, con queste comunicazioni pratiche, ma vi assicuro che faranno risparmiare tempo a voi e a noi.

ERA UN CEDRO LA MELA DI EVA?

Le indagini scientifiche più recenti, per le quali diremo solo di sfuggita che l'elettronica è un potentissimo aiuto, sono giunte a stabilire con sicurezza che al principio del mondo le mele non esistevano. Questo frutto è apparso innumerevoli millenni più tardi come risultato di lunghe operazioni d'innesto. E allora? Allora i soliti ricercatori appassionati — qualcuno direbbe « impallinati » — hanno consultato testi antichi e antichissimi finché si sono imbattuti nel capitolo 15 del libro Berashit appartenente al Midrash Rabba in cui il frutto dell'albero della coscienza è chiamato « ethrog », che, in lingua semita, significa « cedro ». A parte il contenuto leggendario del serpente che parla e di tutto il resto della favola, cui è affidata la tradizione di un lontano tempo felice ormai perduto, è almeno poetica l'ipotesi che sia stato un cedro dal soave profumo e dal delizioso aroma, ad allietare il soggiorno dei nostri padri antichi in un luogo di delizie. Proviamo a piantar cedri: chissà che non scompaiano le cambiali e le emicranie, i seccatori e le cartelle delle tasse, i problemi del traffico e gli infarti.

SUONO E LUCI

Al Parco Miramare di Trieste si è svolto per l'ottava volta lo spettacolo « Suono e Luci ». Alle tre versioni, in italiano, inglese e tedesco, hanno assistito 220.000 persone, in gran parte turisti, attratte ancora una volta dalla toccante vicenda degli sfortunati e romantici Carlotta e Massimiliano d'Austria, nonché dalla perfezione tecnica dello spettacolo luminoso e sonoro predisposto dalla Philips. I villeggianti d'ogni nazionalità, sempre numerosi sulla riviera adriatica, hanno affollato ed apprezzato lo spettacolo che si è ripetuto 129 volte nelle tre versioni. Sono rimasti un poco delusi i francesi, che hanno fatto notare la mancanza di una versione nella loro lingua. Pazienza; è già tanto diffusa nel mondo...

zio RUBEN

17"

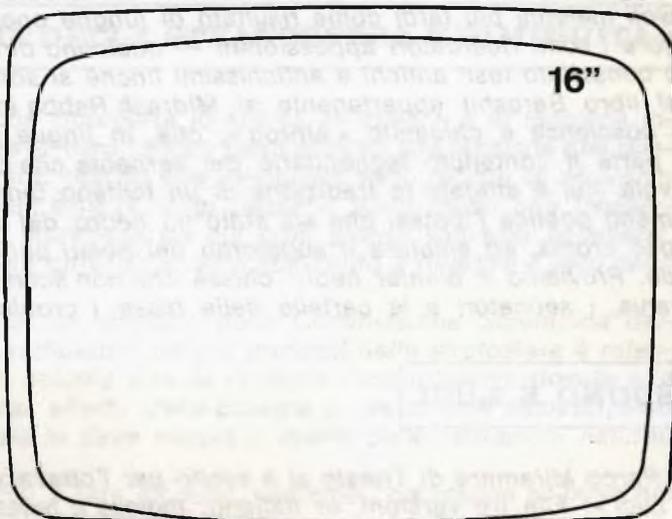
SQUARE - LINE

prima in Europa con questo cinescopio

La RAYTHEON-ELSI,
nella nuova linea **STRESS - BOND**, presenta
il formato medio
con schermo rettangolare ed angoli
fortemente squadriati.

17"

SUPERFICIE UTILE
MAGGIORE
A PARITA' D'INGOMBRO
DI TELEVISORI



Vista dello schermo utile
dei cinescopi 16" convenzionale
e nuovo 17" SQUARE-LINE

RAYTHEON

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: VIA FABIO FILZI 25/A MILANO

SINTONIZZATORE A TRANSISTOR UHF

Viene descritto un sintonizzatore UHF a transistor, dalle eccellenti prestazioni, che incorpora un circuito automatico per il controllo della frequenza dell'oscillatore (C.A.F.). - Articolo G.B.C. M/790-9.—

Le prestazioni di questo sintonizzatore sono considerevolmente superiori a quelle di un analogo sintonizzatore a valvole; ciò è dovuto principalmente alle più favorevoli caratteristiche di rumore e di guadagno dei transistor.

Esso consente l'accordo su emittenti UHF della banda IV e V (da 470 a 890 MHz).

Negli stadi amplificatori RF e oscillatore-mescolatore è impiegato il transistor AF 139.

L'accordo è ottenuto mediante condensatore variabile a 4 sezioni e linee di Lecher risonanti in $\lambda/4$. Anche il circuito di antenna è accordato consentendo un maggior guadagno e tasso di riflessione più bassi.

DATI TECNICI

Banda di frequenza

470-890 MHz (l'angolo di rotazione del variabile è circa 180° ed è lineare con la frequenza).



Fig. 1 - Sintonizzatore UHF a transistor con circuito per il controllo della frequenza dell'oscillatore.

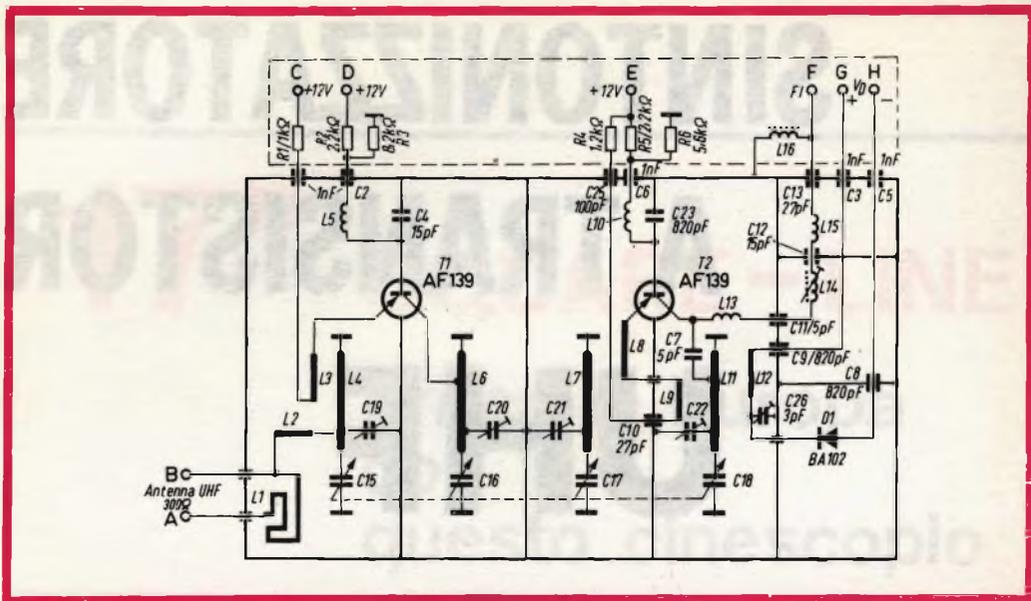


Fig. 2 - Schema elettrico del sintonizzatore a transistor con C.A.F.

Demoltiplica

Il sintonizzatore è munito di demoltiplica incorporata nel perno di sintonia con rapporto 1:6,5. La coppia massima di torsione sul perno del sintonizzatore è di 4 kg/cm.

Frequenze delle portanti della F.I.

Portante audio F.I.: 40,4 MHz.

Portante video F.I.: 45,9 MHz.

La frequenza dell'oscillatore è superiore alla frequenza del segnale ricevuto.

Il filtro F.I. sul selettore è accordato alla frequenza centrale della F.I. 43,5 MHz.

Impedenza d'ingresso

300 Ω simmetrici.

Rapporto delle onde stazionarie

< 3.

Guadagno

Circa 23 dB per una larghezza di banda della F.I. di 6 MHz; insellatura max ac-

consentita 2 dB. La larghezza di banda della F.I. è misurata a 3 dB di attenuazione.

Soppressione della frequenza-immagine

> 53 dB a 470 MHz.

> 43 dB a 800 MHz.

Soppressione della F.I.

> 65 dB.

Uscita della F.I.

Accoppiamento capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita inclusa quella del cavo coassiale è circa 68 pF e dipende dall'accoppiamento e dalla qualità dei circuiti accordati.

Stabilità della frequenza dell'oscillatore

< ± 150 kHz per fluttuazioni del ± 10% della tensione di alimentazione.

< ± 500 kHz dopo 60 minuti dalla messa in funzione e con un aumento graduale della temperatura ambiente da + 25 °C a + 40 °C.



VISITATE LA NUOVA FILIALE G.B.C. DI GENOVA
Corso Europa, 182 - Via Borgoratti, 231/r - Zona S. Martino - Tel. 316.888

An advertisement for 'Irradiette' portable cassette players. The top half shows a woman in a red sweater and blue cap, looking surprised with her mouth open, holding a red shopping bag. Surrounding her are four portable cassette players in different colors: yellow, red, black, and blue. The bottom half features the brand name 'irradiette' in a large, bold, lowercase font, followed by 'il mangiadischi' in a smaller font. At the bottom, the text 'IRRADIO VIA FARAVELLI 14 - MILANO' is displayed in a bold, uppercase font.

irradiette
il mangiadischi
IRRADIO VIA FARAVELLI 14 - MILANO

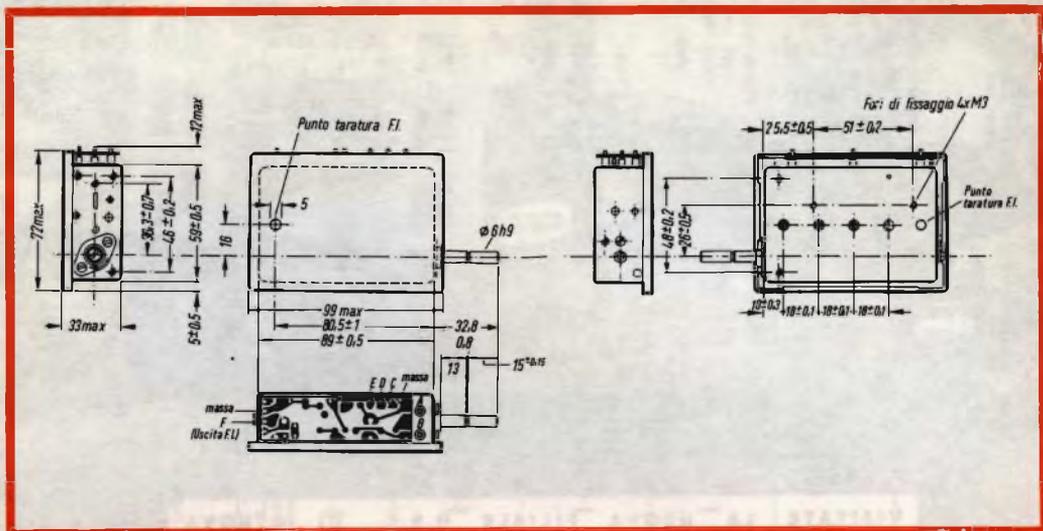


Fig. 3 - Dati meccanici e d'ingombro del sintonizzatore e punti di collegamento. A-B = antenna; C = + 12 V, emettitore transistor RF; D = + 12 V, base transistor RF; E = + 12 V, base ed emettitore transistor convertitore; F = uscita F.I.

Rumore

- < 6 kTo alla frequenza di 470 MHz
 - < 9 kTo alla frequenza di 650 MHz
 - < 15 kTo alla frequenza di 800 MHz.
- Misurato con generatore di rumore avente l'uscita con Z_0 di 300 Ω simmetrici.

Transistor impiegati

- AF 139 amplificatore RF.
- AF 139 oscillatore-mescolatore.

Alimentazione

- + 12 V (min. 9,5 V) per lo stadio oscillatore
- + 12 V (min. 9,5 V) per lo stadio amplificatore R.F.
- \approx 8 mA (senza C.A.G.) corrente complessiva.

Tensione massima ammissibile all'ingresso senza apprezzabili segni di saturazione

50 mV su 300 Ω di impedenza.

Se il sintonizzatore viene impiegato in un televisore a valvole, l'alimentazione può essere realizzata secondo lo schema di figura 4.

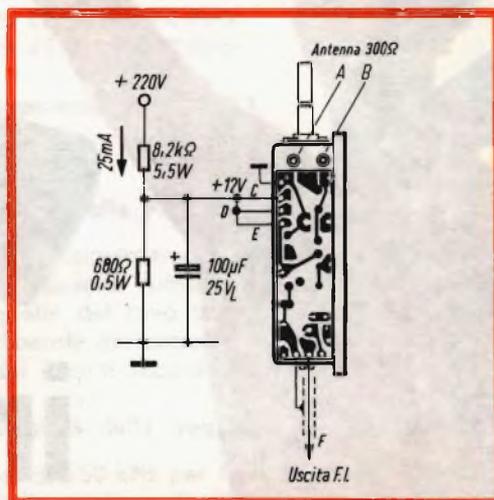


Fig. 4 - Schema elettrico per l'alimentazione del sintonizzatore mediante una sorgente di tensione continua di 220 V.

GIRADISCHI MANGIADISCHI IRRADIETTE



Nel corso dell'articolo vengono descritti il funzionamento elettrico e meccanico di questo apparecchio ed inoltre vengono affrontati tutti i problemi di manutenzione e riparazione. Quest'ultima parte risulta particolarmente interessante per i radioriparatori, data la ormai notevole diffusione sul mercato del mangiadischi Irradiette.

Funzionamento - parte elettrica

Il mangiadischi Irradiette è alimentato da una batteria di 6 pile cilindriche (\varnothing 32 x 60 mm) da 1,5 V ciascuna collegate in serie; il loro inserimento nell'apposito spazio è estremamente semplice grazie al coperchio estraibile e al chiaro schema di collegamento stampato sul fondo. Le pile alimentano sia il motorino di trascinamento del piatto giradischi sia l'amplificatore audio a quattro transistor. Quando l'apparecchio è in funzione con il disco inserito, il segnale rivelato dal pick-up piezoelettrico viene innanzitutto inviato, attraverso cavo schermato, al potenziometro regolatore di volume cui corrisponde la rotella zigrinata (8). Di qui il segnale viene inviato all'amplificatore, il cui schema elettrico è mostrato in figura 1, e precisamente alla base del transistor AC 141/B. La polarizzazione di base è assicurata dal partitore 27 k Ω - 15 k Ω ; il carico di collettore è costituito dalla resistenza di 680 Ω che fornisce il segnale alla base del secondo transistor AC 138. Tra l'emettitore del transistor di ingresso e la base dell'AC 138 è inserita

una rete di equalizzazione a resistenza e capacità. Il termistore collegato tra le basi dei due transistor finali permette di stabilizzare le correnti di riposo rispetto alle variazioni di temperatura. L'uscita è collegata ad un altoparlante da 100 mm, impedenza 8 Ω , con elevate caratteristiche acustiche.

L'intera parte elettrica è studiata in modo tale che all'amplificatore arriva tensione solo quando il piatto è in rotazione; infatti l'inserimento del disco comanda meccanicamente la chiusura di un interruttore a lamina (2), il quale oltre ad inviare tensione al motorino di trascinamento alimenta anche l'amplificatore. Tra motore e amplificatore vi è un condensatore elettrolitico di filtro da 1.000 μ F che elimina i disturbi.

Funzionamento - parte meccanica

La piastra di sostegno del piatto giradischi è fissata al telaio in plastica stampata mediante quattro supporti in gomma che garantiscono un adeguato isolamento dalle vibrazioni.

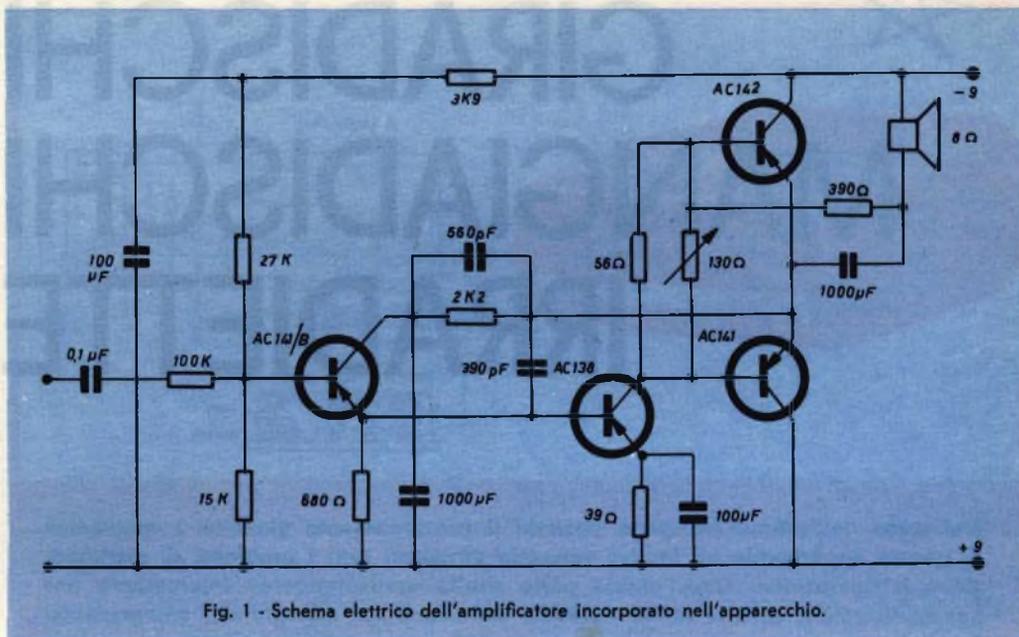


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore incorporato nell'apparecchio.

Il funzionamento dell'apparecchio è stato progettato in maniera ingegnosa e razionale. Inserendo il disco nell'apposita fessura ed esercitando una leggera pressione, esso va a spingere un perno collegato alla leva di avviamento (16), la quale è richiamata da una molla; è sufficiente quindi una leggera pressione per ottenere lo scatto. Questa leva espleta contemporaneamente numerose azioni:

1) Chiusura dell'interruttore a lamina (2), il quale comanda l'avviamento del motore e l'alimentazione diretta del circuito amplificatore.

2) Tramite la leva (7) viene alzato il centratore (12) che blocca il disco sul piatto in rotazione.

3) Abbassamento e avanzamento del braccio che viene liberato dalla sua posizione bloccata solo quando la leva di avviamento si sposta.

Ha inizio quindi la riproduzione del disco. È qui che si apprezzano particolarmente le qualità del mangiadischi Irradiette: la rotazione del disco è assai uniforme in tutte le posizioni ed in tutte le condizioni di funzionamento, ed evita perciò la creazione di distorsioni. Anche la resa acustica



Fig. 2 - Vista frontale dell'Irradiette.

dell'altoparlante si può definire ottima per tutta la gamma di frequenze musicali.

Alla fine dell'esecuzione il disco viene espulso automaticamente dalla fessura; infatti il braccio avanzando verso il centro del disco comanda il ritorno della leva di avviamento, la quale oltre un certo limite scatta azionata da una molla che la richia-

ma in posizione di riposo. Avvengono quindi le operazioni inverse a quelle descritte inizialmente.

Nel caso si desideri cambiare il disco prima del suo termine, è sufficiente premere il tasto (9); esso agisce ancora sulla leva di avviamento e arresto e ne provoca il richiamo immediato.

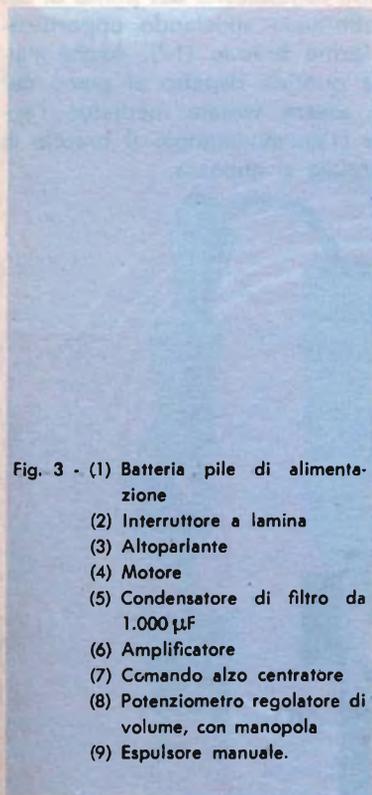
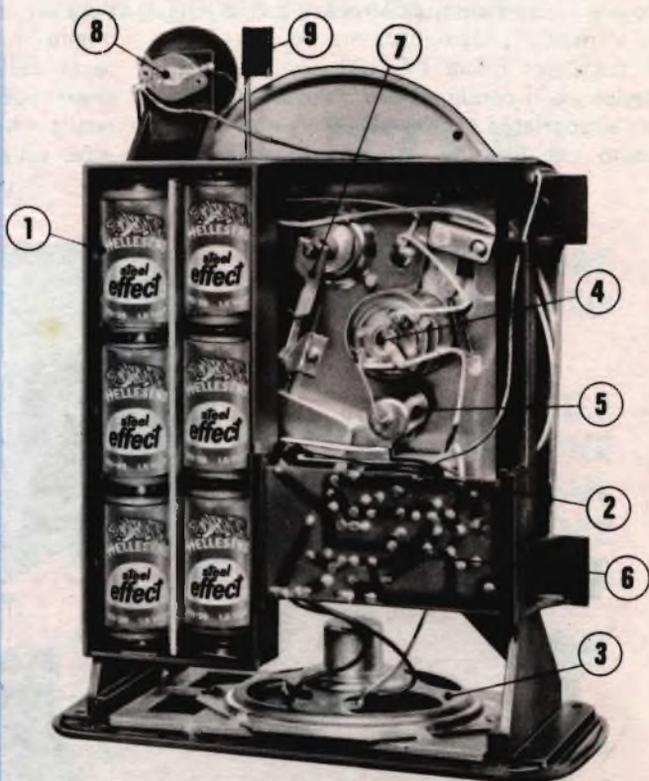


Fig. 3 - (1) Batteria pile di alimentazione
 (2) Interruttore a lamina
 (3) Altoparlante
 (4) Motore
 (5) Condensatore di filtro da 1.000 μ F
 (6) Amplificatore
 (7) Comando alzo centratore
 (8) Potenziometro regolatore di volume, con manopola
 (9) Espulsore manuale.



Manutenzione

Dopo la descrizione del funzionamento elettrico e meccanico veniamo alla parte principale di questo articolo, che ha lo scopo di esaminare e risolvere i vari problemi che possono presentarsi in caso di mancato o difettoso funzionamento dell'apparecchio. Il sistema migliore da adottare ci è sembrato quello « check and try », molto usato nelle tecniche di riparazione di radio, televisione, ecc., piuttosto che dare una spiegazione generica e forse meno chiara.

1) Inserendo il disco non parte: Prima cosa da fare è quella di controllare l'efficienza delle pile: questa è una verifica che andrebbe effettuata con regolarità (una volta al mese) indipendentemente da qualsiasi difetto di funzionamento, in modo da evitare sgradite sorprese. Successivamente è opportuno controllare l'interruttore a lamina, che faccia un buon contatto quando il disco è inserito, e i fili di collegamento tra batteria e motore. Nel peggiore dei casi può essere guasto il motore: a questo scopo conviene applicargli direttamente una tensione di 9 V e misurare l'assorbi-

mento, che non deve superare i 60 mA. Bisogna anche fare attenzione che il condensatore di filtro da 1.000 μ F non sia in corto circuito, e neppure lo siano i transistor finali o il condensatore d'accoppiamento da 1.000 μ F sull'amplificatore, perchè in tal caso si mandano in corto circuito le batterie.

2) **Il disco gira, manca il suono:** Esaminare la puntina del pick-up (13), se non è rotta il difetto si trova nella parte amplificatore o altoparlante. Controllare quindi che il transistor preamplificatore AC 141/B o il transistor pilota AC 138 non siano difettosi, e il condensatore d'accoppiamento all'altoparlante (1.000 μ F - 9 V) non sia in corto circuito. Per quanto riguarda l'al-

toparlante occorre verificare che la bobina mobile non sia interrotta e neppure in corto circuito: la sua impedenza deve risultare circa 7 Ω .

3) **Difettoso inizio del disco:** Può capitare che il braccio non cada sul punto esatto di inizio del disco, cioè che vada ad appoggiarsi o troppo all'interno o addirittura al di fuori del bordo esterno del disco. In questi casi la regolazione del punto di caduta va effettuata spostando opportunamente il ferma braccio (17). Anche l'altezza della puntina rispetto al piano del disco può essere variata mediante l'apposita vite (19): avvitandola il braccio si alza, svitandola si abbassa.

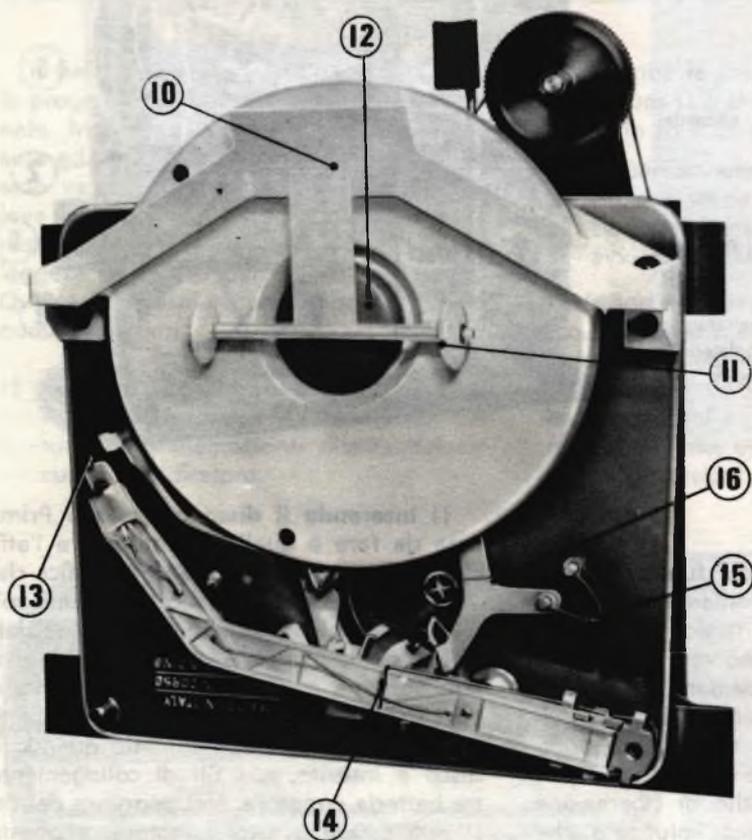


Fig. 4 - (10) Croce guida disco
 (11) Ruote premi disco
 (12) Centratore disco
 (13) Pick-up
 (14) Molla pressione braccio
 (15) Molla richiamo leva avviamento
 (16) Leva di avviamento e arresto.

PRESTEL

**una
novità**

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV



TRA

**AMPLIFICATORE
AUTOALIMENTATO**

**DI FACILE
APPLICAZIONE
SUL
TELEVISORE
STESSO**

**AMPLIFICA
5 VOLTE
IL SEGNALE TV**

**ENTRATA-USCITA: 300 - 75 Ω
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

Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

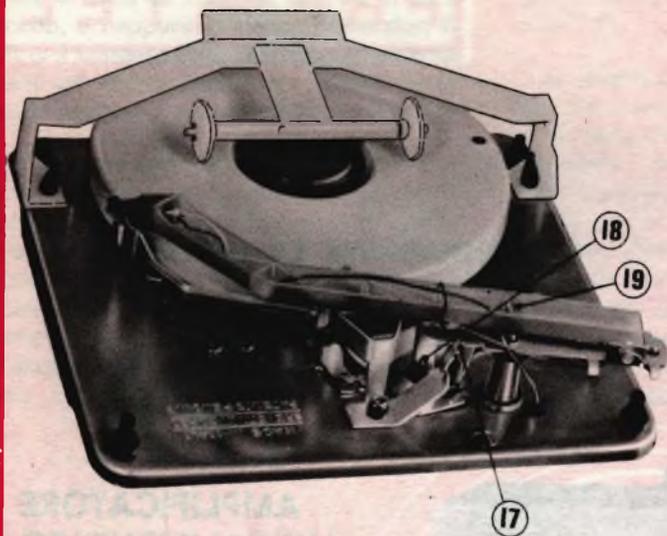


Fig. 5 - (17) Ferma braccio
 (18) Vite regolazione fine corsa
 (19) Vite regolazione alzo braccio.

4) **Difettosa fine del disco:** Anche alla fine del disco possono riscontrarsi inconvenienti provocati da regolazioni difettose. Per esempio può succedere che il braccio anticipi lo stacco prima della fine dell'esecuzione, oppure che all'opposto continui a girare anche dopo la fine e il disco non venga espulso; in entrambi i casi bisogna agire sulla vite di regolazione fine corsa (18).

Se invece succede che il disco si ferma e non viene espulso, le cause di ciò possono essere diverse, però sono tutte dovute a qualche attrito eccessivo: può essere esagerata la pressione esercitata dalle rotelline premi disco (11), oppure il centratore (12) può essere poco scorrevole nella propria sede. I rimedi consistono ovviamente nell'allentare la pressione della croce guida disco (10), ed eventualmente nel lubrificare l'asse del centratore.

5) **Immediata espulsione del disco:** Un inconveniente di questo tipo è solitamente provocato da un difetto nella molla di richiamo (15) o nel suo sganciamento. In tal caso infatti l'azione della molla non è

più efficace, e la leva di avviamento, appena spinta all'indietro dall'inserimento del disco, viene subito riportata in avanti dalla seconda molla posta sotto la piastra giradischi. Viceversa se è quest'ultima molla a mancare, si avranno difficoltà sia alla partenza del disco, sia all'arresto ed espulsione dello stesso.

6) **Rotazione irregolare e distorsioni:** Parlando dell'azione delle molle è opportuno non dimenticare la molla a spirale che mantiene il corretto contatto tra piatto, albero motore e puleggia di trasmissione. Se questa molla è troppo tesa o troppo lasca sempre si avranno irregolarità nella rotazione del piatto. Altre cause di ciò sono dovute a difetti nella posizione del centratore, oppure a una ruota di rinvio difettosa o usurata. Anche una eccessiva pressione esercitata dal pick-up sul disco può influire sulla qualità dell'ascolto: innanzitutto creando distorsioni intrinseche, secondariamente frenando il movimento di rotazione. Ultima origine, più banale, di distorsioni del suono può essere l'esaurimento delle pile, che implica la riduzione della velocità di rotazione.

DISPOSITIVO DI CONTROLLO DELLE BOBINE IN CIRCUITO

a cura di L. Biancoli

Accade sovente che il tecnico — nel suo lavoro di ricerca di un guasto o di controllo di un'apparecchiatura — abbia il sospetto che una bobina non sia in perfette condizioni di funzionamento. Ad esempio, può ritenere che il trasformatore EAT di un televisore, o una bobina di deflessione, abbia alcune spire in corto-circuito. In altri casi, si può presentare una scarsa sensibilità di ricezione, che può essere imputata ad un trasformatore di Media Frequenza.

Ebbene, quando un avvolgimento è interrotto, il semplice controllo con l'ohmetro consente di accertare il difetto. Quando invece si tratta di un corto-circuito parziale, il controllo ohmetrico è possibile solo quando si conosce esattamente il valore della resistenza ohmica dell'avvolgimento, e quando è possibile misurarlo con molta precisione.

Il sistema che proponiamo — descritto su *Electronique Professionnelle* — consente un controllo semplice ed abbastanza sicuro, senza ricorrere ad apparecchiature complesse, costose ed ingombranti.

Nella maggior parte dei casi — quando cioè si ritiene che una bobina sia difettosa — non resta che provare a sostituirla con un'altra identica o equivalente, ciò che implica spesso un lavoro lungo e fastidioso, e che può anche risultare inutile se il difetto non risiede in quel componente. A maggior ragione ciò è da evitare, se non si è in possesso di una bobina o di un trasformatore con caratteristiche adeguate, e notoriamente in perfette condizioni di funzionamento.

Il problema consiste dunque nell'accertare l'efficienza di un avvolgimento, senza doverlo sostituire, e ciò è possibile col semplice aiuto di un oscilloscopio, strumento che si suppone disponibile in qualsiasi laboratorio dove si svolgano lavori di un certo livello.

Per eseguire il controllo — tuttavia — occorre disporre di un tipo particolare di « probe », che in determinati casi viene

fornito a corredo dell'oscilloscopio, proprio a tale scopo.

In linea teorica, il controllo suddetto consiste in una verifica dinamica di tutte le bobine, a patto che queste presentino un certo valore di induttanza. Ciò significa — in altre parole — che il controllo non può essere eseguito su bobine a bassissimo valore induttivo, per le quali — nella maggior parte dei casi — il controllo stesso può essere eseguito assai semplicemente con la osservazione diretta delle spire.

La definizione di « controllo dinamico » trova ragione di essere nel fatto che — per eseguirlo — non occorre interrompere o dissaldare alcun collegamento del componente da verificare. È però necessario che l'apparecchiatura sulla quale si esegue la misura non sia alimentata, ossia che si trovi priva di batterie, o comunque con l'interruttore di accensione disinserito.

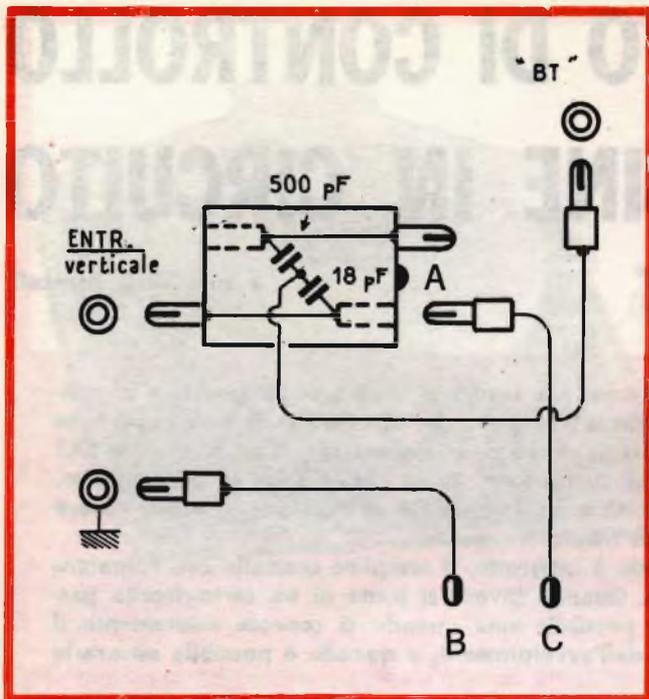


Fig. 1 - Circuito di predisposizione della sonda per eseguire il controllo dinamico degli avvolgimenti. La sonda contiene due capacità di diverso valore in serie tra loro, e viene disposta in modo che una sola di esse risulti in circuito, a seconda del tipo di avvolgimento che si desidera provare. Essa — inoltre — è congegnata in modo tale che possa essere usata dai due lati, essendo provvista — da ciascuna estremità — di uno spinotto maschio e di una boccola. B e C sono i terminali di prova.

La prova del parziale corto-circuito avviene nel modo seguente: quando si applica un impulso ad una qualsiasi bobina, e quando questa è in perfette condizioni di continuità e di isolamento, nelle spire che la compongono viene a prodursi una serie di oscillazioni smorzate, che — diminuendo progressivamente di ampiezza — finiscono col cessare completamente dopo un certo periodo di tempo.

Se invece la bobina in questione presenta un corto-circuito parziale, la serie di oscillazioni prodotta dall'applicazione di un impulso subisce una certa alterazione: questa si rivela nel fatto che le oscillazioni non si producono affatto se il corto-circuito abbraccia una parte rilevante dell'avvolgimento, mentre saranno tanto più pronunciate quanto minore è la parte di avvolgimento che risulta in corto-circuito.

La riduzione delle oscillazioni prodotte da un impulso — questo è molto importante — risulta evidente con un po' di pratica anche se il corto-circuito interessa due sole spire in un avvolgimento che ne contiene centinaia o addirittura migliaia.

In altre parole, più grave è il corto-circuito, maggiore è lo smorzamento delle oscillazioni derivanti dall'applicazione di un impulso di eccitazione.

Per quanto concerne l'oscilloscopio, la misura è possibile quando esiste una determinata presa (ad esempio quella contrassegnata « BT » negli oscilloscopi di produzione « Centrad ») mediante la quale viene reso disponibile all'esterno dello strumento l'impulso di ritorno dei segnali di deflessione orizzontale presenti nello stesso oscilloscopio.

Inserendo la sonda o « probe » di cui sopra tra questa presa e l'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, si fa in modo che questi impulsi vengano applicati da un lato alla bobina che si desidera controllare, e dall'altro allo strumento di controllo ottico della forma d'onda. In tal modo, si ottiene sullo schermo la rappresentazione visiva dell'andamento delle oscillazioni.

Il « probe » che può essere realizzato assai facilmente, può essere inserita in due

diverse posizioni, come risulta evidente osservando la **figura 1**, in modo da consentire la misura con due diverse gamme di valori induttivi della bobina sotto prova.

Nella figura — infatti — si può osservare che la sonda contiene semplicemente due condensatori, uno dei quali ha una capacità di 500 picofarad, mentre l'altro presenta una capacità di soli 18 picofarad.

Supponiamo — ad esempio — di dover controllare un trasformatore EAT dello stadio di uscita orizzontale di un televisore. In tal caso, il cavetto facente capo ai due terminali in comune dei due condensatori contenuti nel « probe » deve essere collegato alla presa dell'oscilloscopio che fornisce gli impulsi di ritorno dei segnali di deflessione orizzontale.

Premesso che il « probe » deve essere munito di un contrassegno che ne individua la posizione (ad esempio un puntino rappresentato da A nella figura 1), esso deve far capo all'ingresso verticale dell'oscilloscopio in modo che risulti inserito il condensatore da 18 picofarad, mentre l'altro (da 500 picofarad) resta completamente estraneo al circuito.

Ciò fatto, il cordone bipolare di prova, che serve per controllare la bobina in dubbio stato di funzionamento, deve far capo da un lato a massa, e dall'altro al terminale libero del condensatore da 18 picofarad.

Dopo aver così predisposto la sonda e l'oscilloscopio, è sufficiente applicare i due terminali del cordone di prova ai capi dei diversi settori dell'avvolgimento del trasformatore EAT, vale a dire tra la placca della finale orizzontale e l'estremità del trasformatore o il condensatore di ricupero, e — successivamente — tra la placca della finale stessa e la placca della rettificatrice EAT.

Nei due esempi considerati, l'ingresso verticale dell'oscilloscopio deve essere applicato alla placca della finale di riga nel primo caso, ed alla placca della rettificatrice nel secondo, mentre il secondo terminale deve far capo all'estremità opposta dell'avvolgimento sotto prova.



Fig. 2 - Esempio di oscillogramma ottenuto con una bobina assolutamente priva di corto-circuiti.

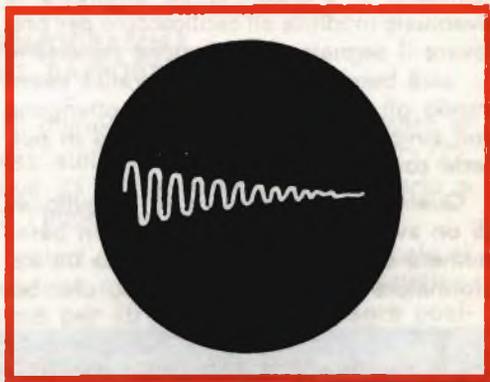


Fig. 3 - Esempio di oscillogramma ottenuto con una bobina in cui è presente un corto-circuito che abbraccia solo poche spire.

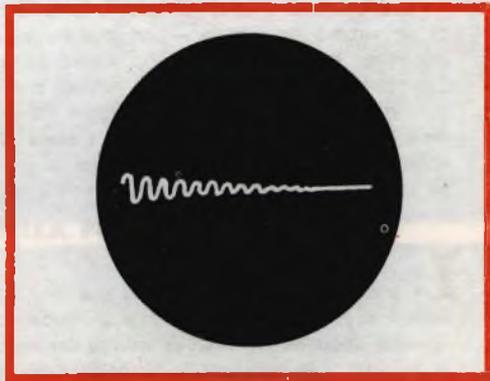


Fig. 4 - Esempio di oscillogramma ottenuto con una bobina in cui è presente un corto-circuito che abbraccia diverse spire.

Se il trasformatore di riga è in buone condizioni, predisponendo l'oscilloscopio in modo che la sezione di deflessione orizzontale funzioni con segnali della durata di 1000 microsecondi, si deve osservare sullo schermo l'oscillogramma illustrato alla **figura 2**. Se invece è presente un cortocircuito che interessa qualche spira dell'avvolgimento sotto prova, l'oscillogramma avrà l'aspetto illustrato alla **figura 3**. Se infine esiste un corto-circuito che abbraccia un numero rilevante di spire, l'oscillogramma assumerà l'aspetto illustrato alla **figura 4**.

Con un po' di esperienza, è altrettanto facile constatare lo stato di efficienza di un trasformatore. Ovviamente — una volta realizzato il dispositivo, ed effettuata la eventuale modifica all'oscilloscopio per prelevare il segnale di eccitazione necessario — sarà bene fare un po' di pratica osservando gli oscillogrammi che si ottengono con avvolgimenti di vario tipo, ed in perfette condizioni.

Quando il controllo viene eseguito su di un avvolgimento costituito da un basso numero di spire, come ad esempio un trasformatore di Media Frequenza, una bo-

bina di deflessione, o un trasformatore di Bassa Frequenza, il procedimento è il medesimo, con la sola differenza che occorre predisporre il « probe » in modo che risulti inserito il condensatore da 500 picofarad, anziché quello da 18 picofarad. Inoltre, la sezione di deflessione orizzontale dell'oscilloscopio deve essere predisposta in modo da funzionare con una base tempi di 5 microsecondi.

La misura è sempre possibile: l'unica difficoltà consiste nell'inserire il « probe » nella posizione esatta, e nello stabilire la velocità corrispondente dei segnali di deflessione orizzontale.

Purtroppo, la presa « BT » non viene applicata di solito sugli oscilloscopi di normale produzione commerciale. Tuttavia, qualsiasi tecnico che conosca bene il proprio oscilloscopio, e che ne possieda eventualmente lo schema elettrico, non avrà difficoltà a trovare il punto dal quale è possibile prelevare — tramite una capacità con buon isolamento — il segnale di ritorno dell'impulso di deflessione: si tenga presente che esso è normalmente disponibile all'ingresso del circuito di soppressione della ritraccia.

L'accostamento della parola orologio con la parola « atomico » è ancora abbastanza inusitato. In realtà è ora possibile controllare il funzionamento di un orologio di tipo tradizionale con un dispositivo atomico, il quale fornisce un'informazione di controllo sotto forma di tensione alternata di frequenza determinata e stabile. L'orologio atomico è dunque più precisamente uno standard di frequenza; il suo funzionamento è essenzialmente basato sul fenomeno della transizione di un atomo dallo stato fondamentale ad uno stato eccitato di energia più elevata, transizione la cui durata è assolutamente determinata.

Un'applicazione pratica di questo principio sfrutta le transizioni energetiche negli atomi di un vapore di rubidio — un metallo alcalino — e i conseguenti fenomeni collegati di risonanza magnetica che sono situati nella gamma delle radiofrequenze.

L'apparecchio, realizzato dalla società francese CSF, presenta una stabilità di 10^{-11} , cioè corrisponde in pratica ad un orologio il cui movimento varia di un secondo ogni mille anni. Un risultato altrettanto importante è stato ottenuto contenendo le dimensioni del dispositivo entro pochi decimetri cubi, il che ne fa prevedere utili applicazioni, per esempio in sistemi di controllo inerziale su satelliti.

In occasione della riunione della IV Commissione mista franco-sovietica per la TV a colori, è stato firmato a Mosca un nuovo protocollo.

Questo documento, fissa le norme tecniche dello standard televisivo SECAM III, nonché la tabella di marcia per la fabbricazione in Francia e nell'URSS di ricevitori TV a colori. Lo scambio di programmi tra i due Paesi, inizierà nell'ottobre del corrente anno in ragione di 12 ore settimanali.

Come relay verrà usato il satellite sovietico MOLNYA 1, col quale, tra Parigi e Mosca, sono già stati effettuati positivi scambi nel 1965 e nel 1966 a scopo sperimentale.

NOMOGRAMMI

Presentiamo una serie di nomogrammi utilissimi per il calcolo rapido nelle riparazioni, nelle installazioni di impianti ed apparecchi, nella manutenzione.

Di particolare interesse per il loro largo impiego sono i nomogrammi della potenza dissipabile nei resistori, delle resistenze in parallelo, della potenza e della corrente massima di un resistore.

Per l'Alta Fedeltà sono di uso comune i nomogrammi che danno la potenza d'uscita ed il guadagno dell'amplificatore.

NOMOGRAMMA DELLA COSTANTE DI TEMPO

Lo scopo di questo nomogramma è di semplificare il calcolo delle costanti di tempo. Sebbene si tratti di un'operazione molto semplice vi possono essere delle complicazioni nel maneggiare correttamente i numeri con le potenze di 10. Un grande vantaggio è inoltre l'opportunità di ricavare direttamente i valori di R e C che danno la costante di tempo desiderata. Vi sono diverse scale, sia per R che per C e per T, in modo che molto spesso si trovano i valori desiderati.

NOMOGRAMMA DELLE RESISTENZE IN PARALLELO

Tutti coloro che lavorano nel campo dell'elettronica si trovano spesso di fronte al problema del calcolo della resistenza in parallelo. Essi troveranno senza dubbio utilissimo questo nomogramma, che tra l'altro ha le scale direttamente tarate nei valori standard internazionali.

Valori di resistenza maggiori o minori di quelli delle scale possono essere calcolati agevolmente moltiplicando per 10^n tutte le scale, essendo n un numero positivo o negativo.

NOMOGRAMMA DEL RAPPORTO SPIRE

Il nomogramma del rapporto-spire si basa sull'equazione $N1/N2 = \sqrt{Z1/Z2}$, dove Z1 è l'impedenza del primario e Z2 l'impedenza del secondario.

Valori diversi da quelli delle scale si possono ottenere mediante moltiplicazione per 10^n , dove n può essere positivo o negativo.

Se Z1 e Z2 vengono entrambi moltiplicati per 10^n , evidentemente il rapporto spire N1/N2 resta invariato.

Se invece soltanto Z1 è moltiplicato per 10^n , il rapporto spire risulta moltiplicato a sua volta per $10^{n/2}$.

Se poi è Z2 ad essere moltiplicato per 10^n , il rapporto N1/N2 risulta moltiplicato per $10^{-n/2}$, che equivale a $1/10^{n/2}$.

NOMOGRAMMI DELLA POTENZA E DELLA RESISTENZA

Se qualcuno dei nostri lettori trova difficile o semplicemente noioso fare il calcolo della massima corrente o della massima tensione ammissibili in una resistenza di cui è nota la potenza, ebbene qui ha trovato quello che cercava.

Non è che si richieda qualche dote particolare per fare il calcolo applicando le due note formule: $P = E^2/R$ oppure $P = RI^2$, ma se non si possiede un regolo calcolatore può risultare abbastanza complicato trovare i valori di I e di E mediante calcoli a mano, per via della relazione quadratica tra questi parametri e la potenza.

Col diagramma (4-1) si possono trovare E , R o P , indifferentemente, quando sono noti almeno due di essi; il diagramma (4-2) permette il calcolo, con le medesime modalità, di I , R o P .

NOMOGRAMMA DEL GUADAGNO DI UN AMPLIFICATORE

Per calcolare il guadagno in potenza di un amplificatore è necessario calcolare il rapporto tra la potenza in uscita e la potenza in entrata, prenderne il logaritmo e moltiplicarlo per 10.

Quando l'impedenza d'entrata è identica all'impedenza d'uscita il guadagno in tensione dell'amplificatore può essere calcolato in maniera analoga moltiplicando per 20 il logaritmo del rapporto tra la tensione d'ingresso e la tensione d'uscita.

Il nomogramma che noi riportiamo elimina i noiosi calcoli necessari e permette di trovare il guadagno in maniera semplicissima.

Per valori 10^n o 10^{-n} volte quelli della scala V_1 , sottrarre o sommare rispettivamente n volte 20 dB dai o ai valori della scala del guadagno di tensione. Se invece si usa la scala P_1 sottrarre o sommare n volte 10 dB dai o ai valori di guadagno di potenza, secondo che P_1 sia 10^n o 10^{-n} volte quello della scala.

Per valori 10^n o 10^{-n} volte quelli delle scale V_2 o P_2 sommare o sottrarre rispettivamente n volte 20 dB ai o dai valori del guadagno di tensione e n volte 10 dB ai o dai valori del guadagno di potenza.

NOMOGRAMMA DELLA POTENZA D'USCITA

Questo nomogramma fornisce un mezzo rapido e sicuro per determinare la potenza d'uscita degli amplificatori audio.

I valori d'impedenza della scala Z vanno da 3 a 16 Ω e coprono così la gamma di tutti i tipi più diffusi.

Le tensioni sono in volt (valore efficace). Per tensioni d'uscita inferiori a 6 V si debbono usare le scale V_A e P_A . Per tensioni d'uscita superiori invece vanno usate le scale V_B e P_B .

NOMOGRAMMA DELLA POTENZA DI UN RESISTORE

Questo nomogramma è adatto a determinare la potenza di un resistore quando è nota solo la caduta di tensione ai suoi capi oppure la corrente che lo percorre.

Per quanto tale calcolo possa essere fatto senza difficoltà con le ben note formule $P = V^2/R$ e $P = RI^2$, è facile cadere in errore quando si tratta con mA e M Ω .

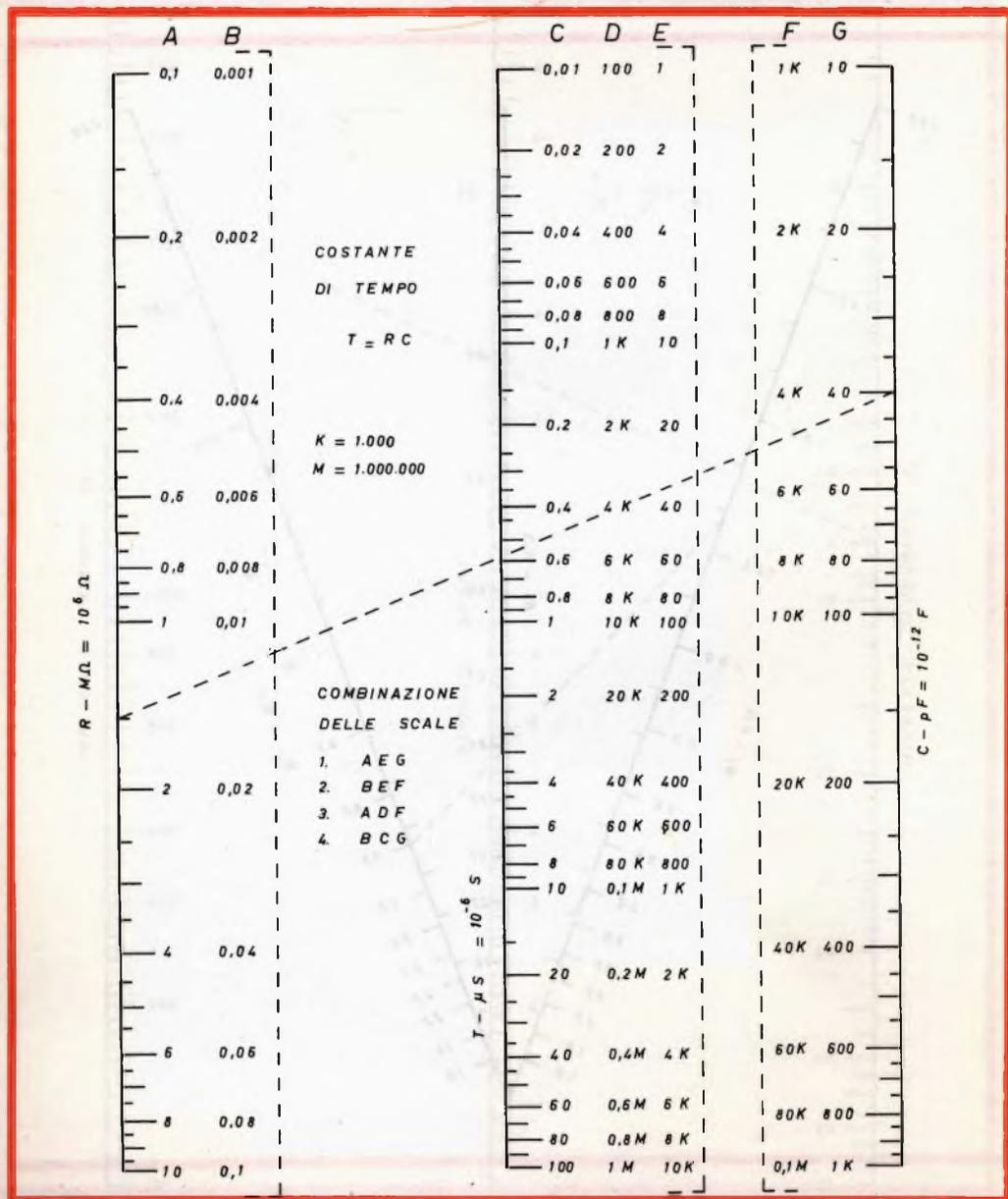
Ma se sono noti i valori della resistenza e della tensione, la potenza può essere determinata con la massima facilità tracciando una retta sul nomogramma. Analogamente, se sono già note la resistenza e la potenza, è facile trovare la massima tensione (o corrente) ammissibile.

La scala delle correnti è tripla e copre la gamma da 1 mA a 1 A, come pure la scala delle tensioni, che copre i valori da 1 a 1000 V.

I valori di resistenza vanno da 1 Ω a 1 M Ω . Solo la scala C comprende tutti i valori intermedi; le scale A e B vengono lette prendendo il valore della scala C moltiplicato per l'adatto fattore di conversione.

NOMOGRAMMA DELLA COSTANTE DI TEMPO

Permette di trovare immediatamente la combinazione di resistenza e capacità necessarie per produrre la costante di tempo voluta.

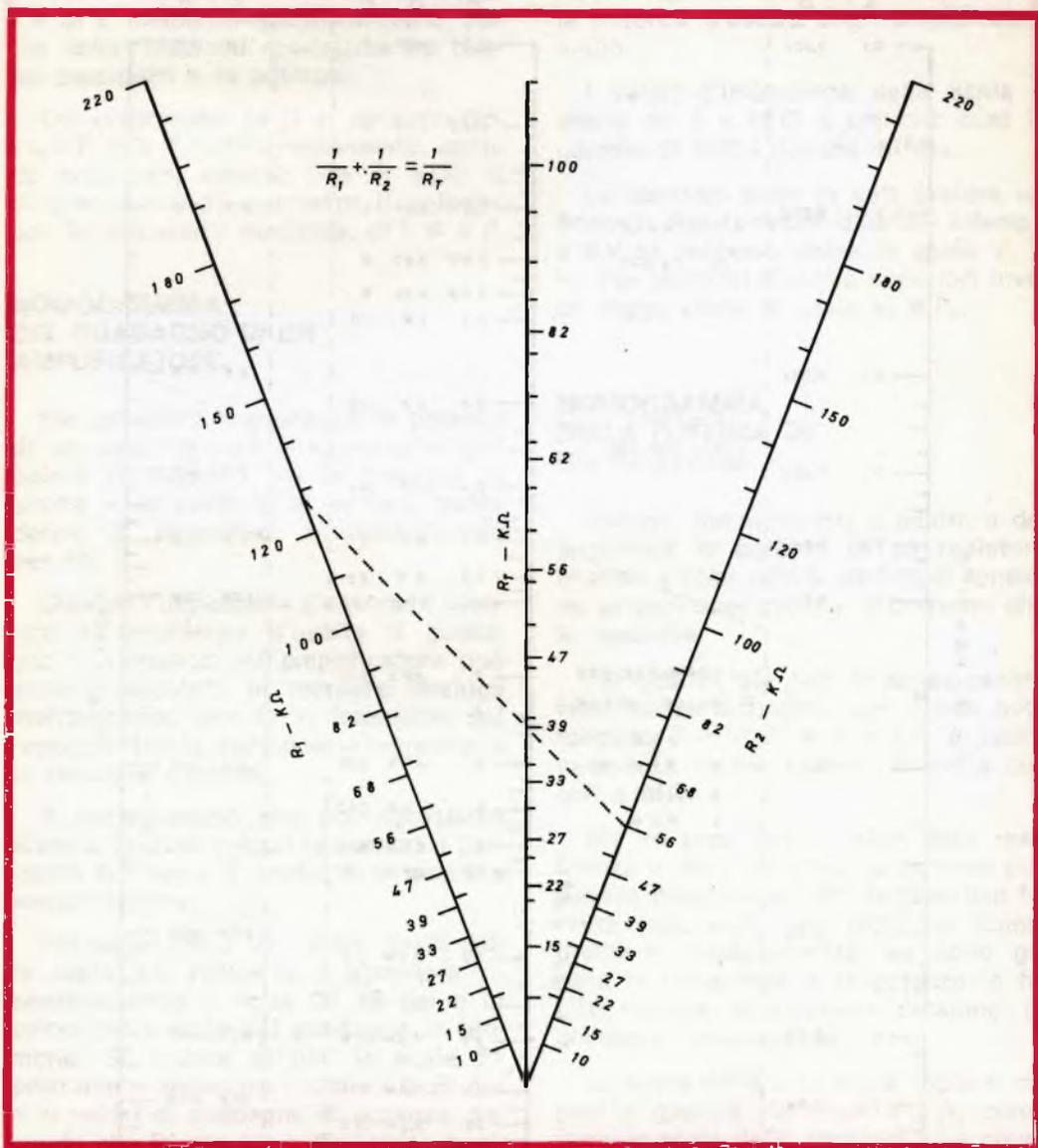


Esempio. Trovare la costante di tempo di una rete RC in cui la resistenza è di $1,5 M\Omega$ e la capacità è di $40 pF$.

Soluzione. Usando le scale A, E, G tracciare una retta da 1,5 (scala A) a 40 (scala G). Sulla scala E si trova il risultato: $60 \mu s$.

Il calcolo della resistenza risultante di due resistori in parallelo viene enormemente facilitato da questo nomogramma, che porta sulle scale i valori standard internazionali (EIA).

NOMOGRAMMA DELLE RESISTENZE IN PARALLELO



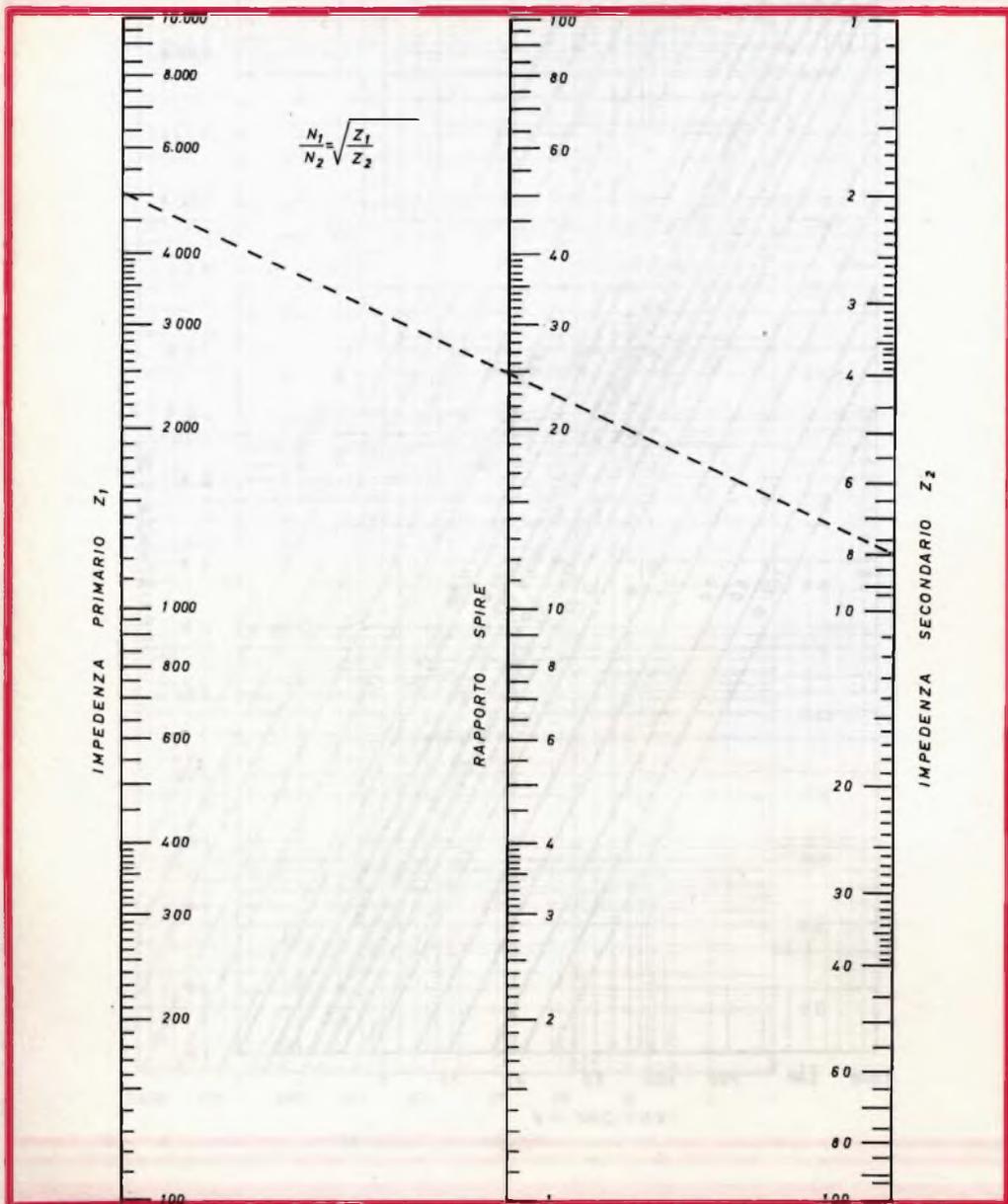
Esempio. Trovare il valore di resistenza necessario per shuntare un'altra resistenza da 560 kΩ e per ottenere una resistenza complessiva di 390 kΩ.

Soluzione. Tracciare una retta che unisce 56 (sulla scala R₂) e 39 (sulla scala R_T). L'intersezione della retta con la scala R₁ dà il valore cercato, che è di circa 130.

Il valore standard più vicino è 120. Moltiplicando, come deve essere fatto in questo caso, le scale per 10, si ottiene il valore finale di 1200 kΩ.

NOMOGRAMMA DEL RAPPORTO SPIRE

Un metodo semplice e pratico per la determinazione del rapporto-spire per trasformatore impiegati nell'accoppiamento d'impedenze.

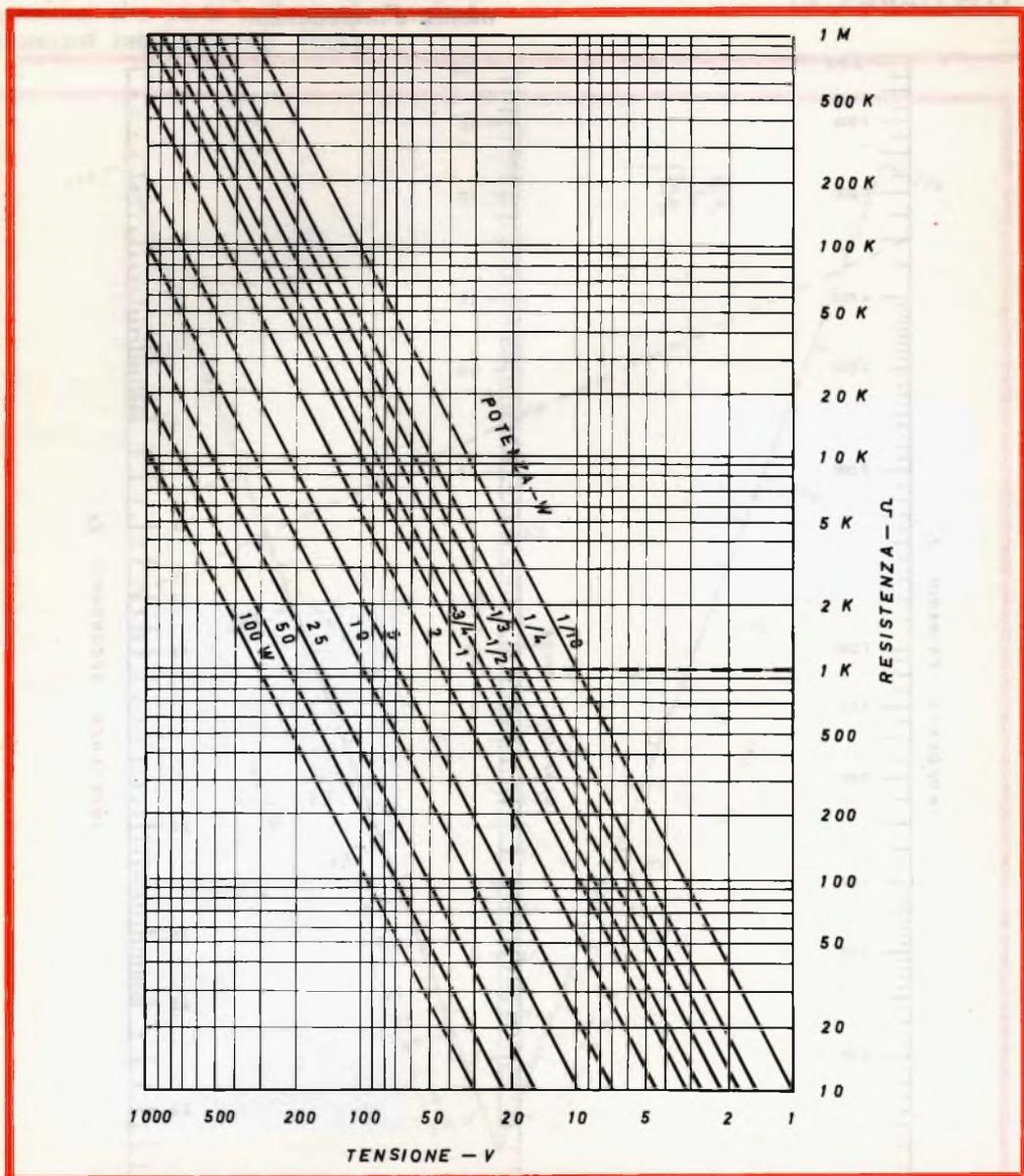


Esempio. Trovare il rapporto spire per un trasformatore d'uscita audio per accoppiare l'impedenza di placca di 500 kΩ all'impedenza dell'altoparlante di 8 Ω.

Soluzione. Tracciare una linea retta da 5.000 (sulla scala Z1) a 8 (sulla scala Z2). La retta taglia la scala del rapporto spire al valore 25.

Siccome in realtà il valore di Z1 è 500 000 Ω, cioè 5.000 moltiplicato per 100, il vero valore di N1/N2 sarà moltiplicato per 10, quindi: $N_1/N_2 = 250/1$.

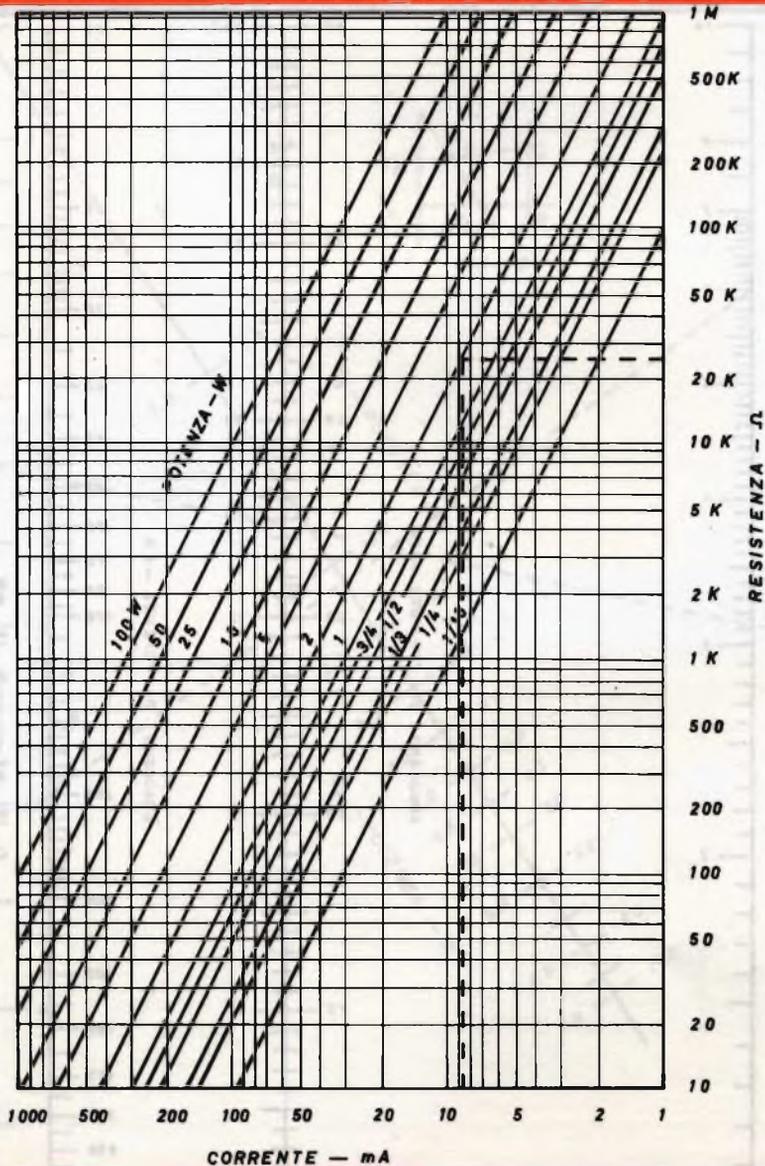
I diagrammi di queste due pagine semplificano la soluzione dei problemi che richiedono l'uso delle solite formule della potenza.



Esempio 1. Data una resistenza da 1.000 Ω , alla quale è applicata una tensione di 20 V, trovare la potenza dissipata nella resistenza. La soluzione esatta calcolata con la formula è: 0,4 W.

Vediamo come si procede invece col nomogramma. Si entra nel diagramma (4-1) col valore 1 k Ω nella scala delle resistenze e col valore 20 V nella scala delle tensioni e si tracciano due rette che s'incontrano in un punto P compreso tra le due linee di potenza 1/2 e 1/3 W, ovvero tra 0,5 e 0,33 W. Si prende il maggiore dei due valori precedenti, cioè 0,5 W e per prudenza si raddoppia; così si userà una resistenza da 1 W.

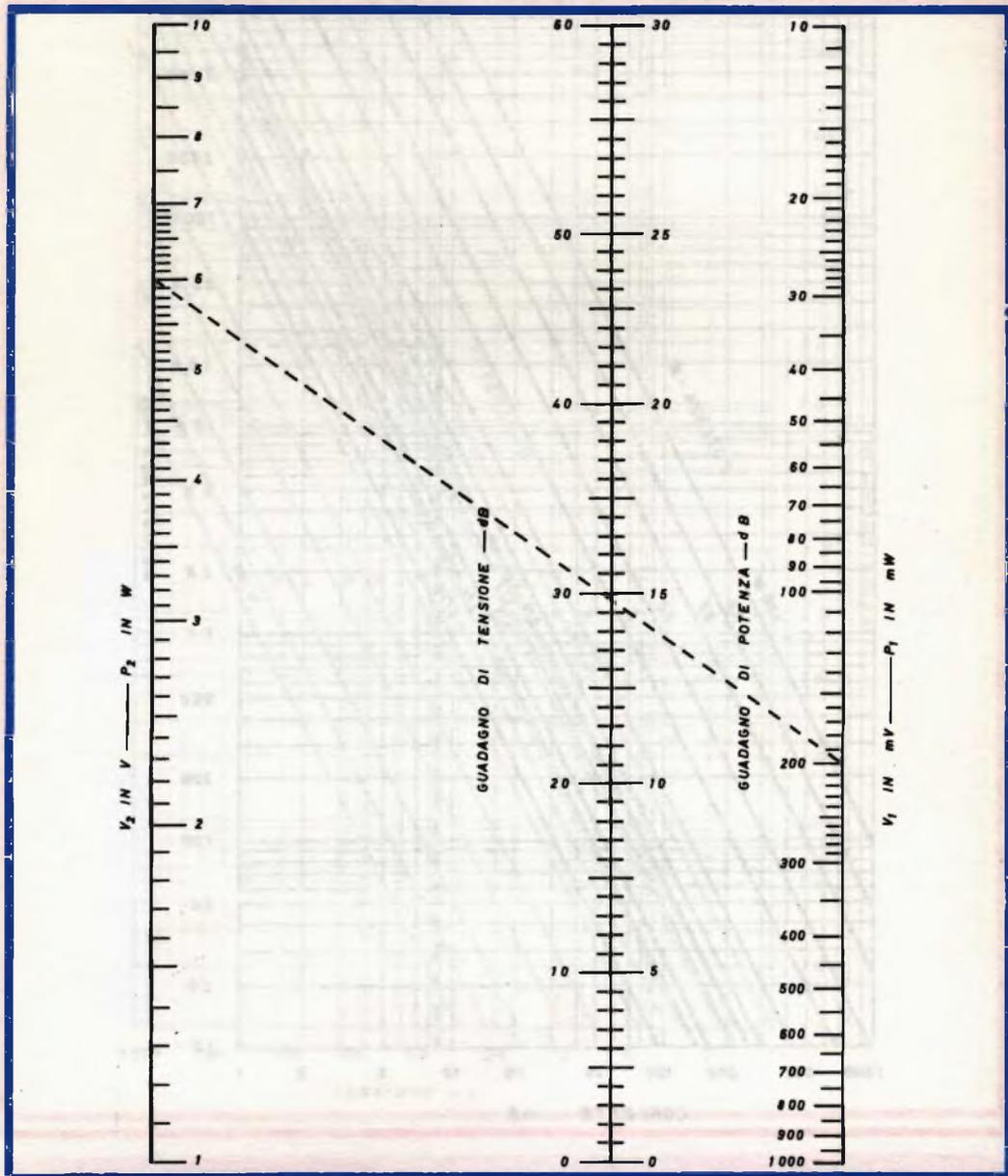
NOMOGRAMMI DELLA POTENZA E DELLA RESISTENZA



Esempio 2. Qual è la massima corrente ammissibile in una resistenza da 25 kΩ e 2 W?
Si entra nel diagramma (4-2) con i valori noti: 25 kΩ (scala degli Ω) e 2 W sulle linee di potenza. Dal punto P si manda una retta verticale che taglia la scala degli ampère molto vicino al valore 9 mA. Questa è appunto la corrente cercata.

Consente di trovare il guadagno in potenza ed in tensione di un amplificatore con impedenza d'entrata uguale all'impedenza d'uscita.

NOMOGRAMMA DEL GUADAGNO DI UN AMPLIFICATORE

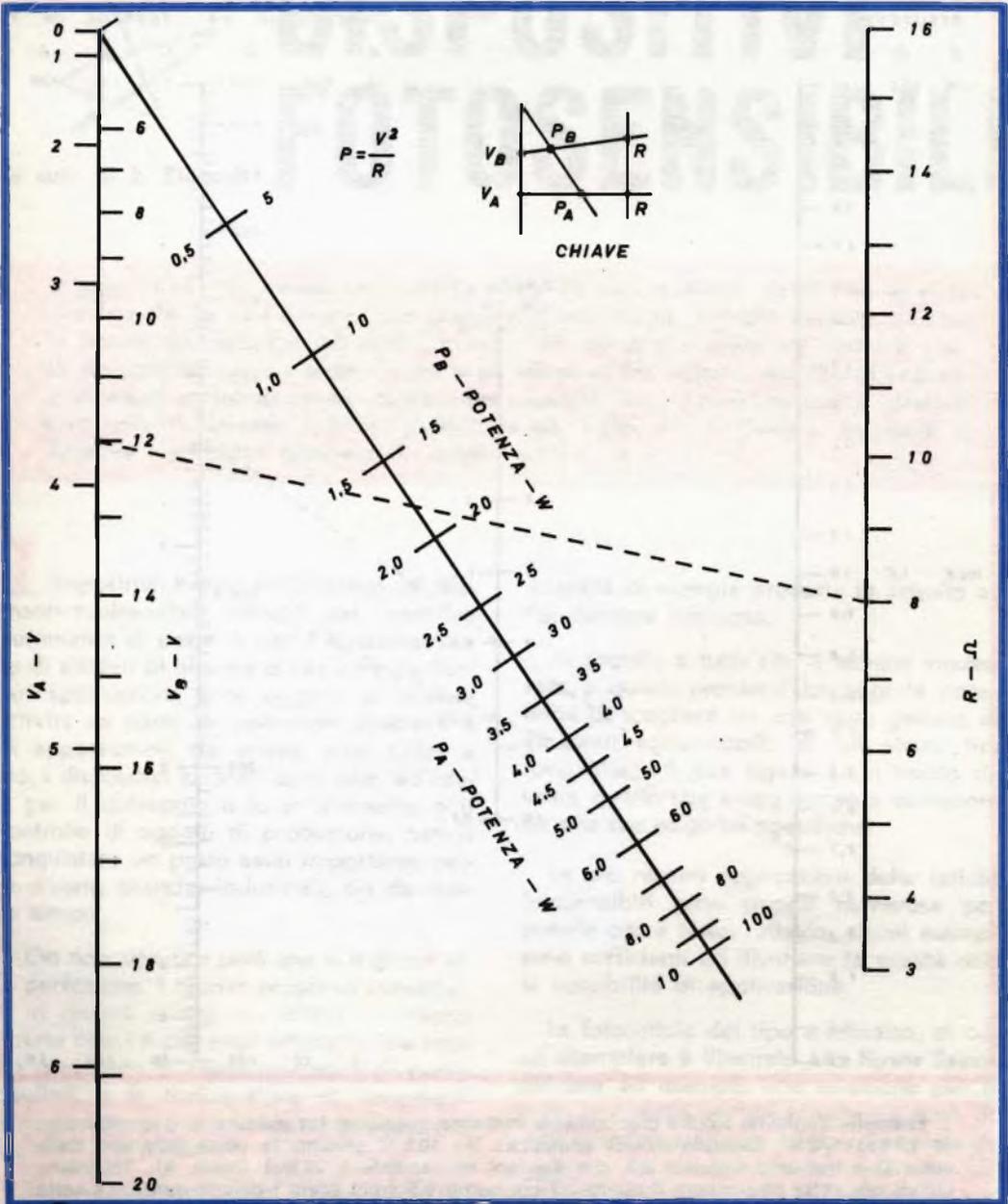


Esempio. Trovare il guadagno di tensione di un amplificatore avente impedenze d'ingresso e d'uscita uguali e in cui per una tensione d'ingresso di 200 mV si ha una tensione d'uscita di 6 V. Si ha quindi $V_1 = 200$ mV e $V_2 = 6$ V.

Soluzione. Si traccia una retta dal punto corrispondente a 6 V sulla scala di V_2 al punto corrispondente a 200 mV sulla scala di V_1 . Sulla scala centrale si legge il valore 29,5 dB per il guadagno di tensione.

NOMOGRAMMA DELLA POTENZA D'USCITA

Facilita il calcolo della potenza di uscita di un amplificatore per le più comuni impedenze degli altoparlanti.

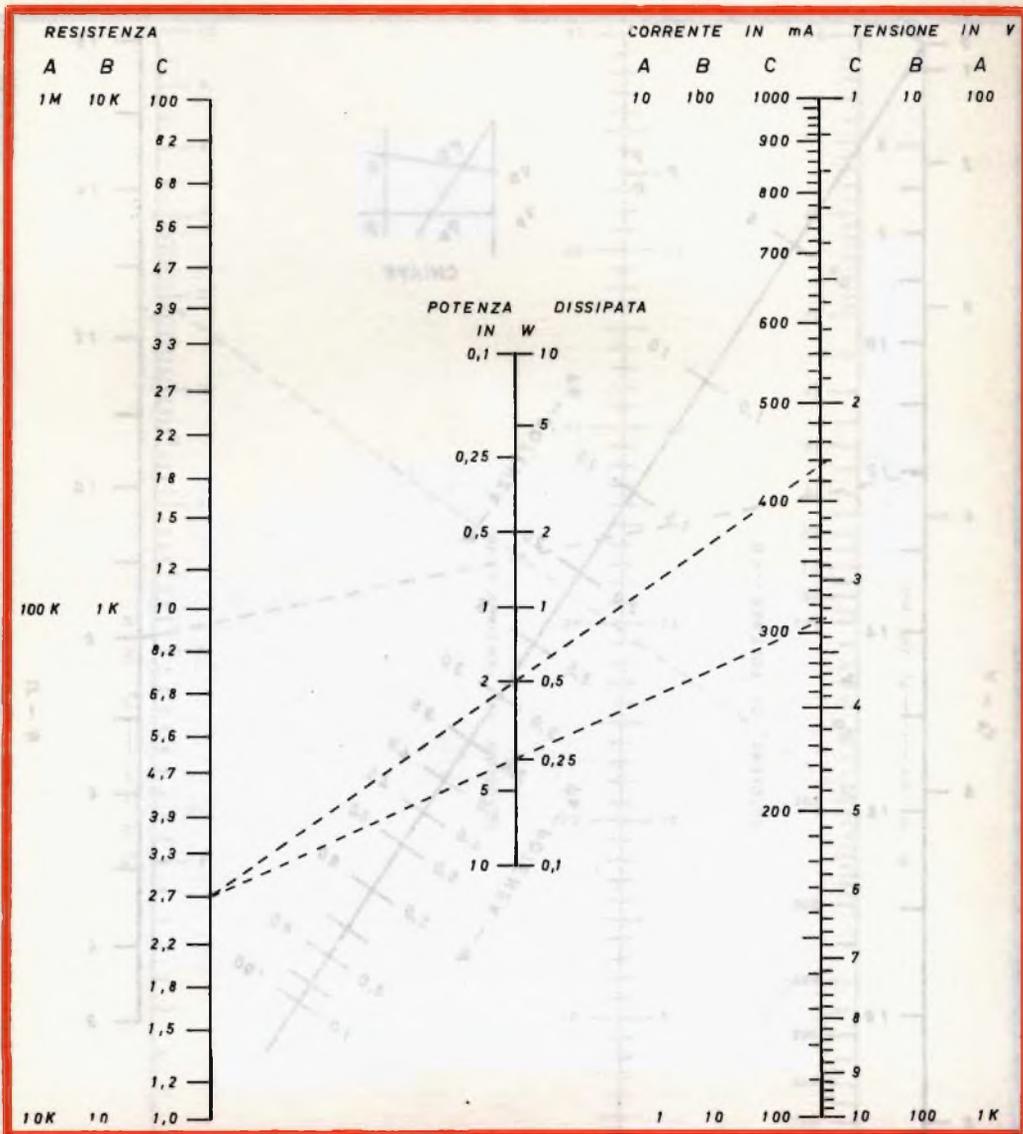


Esempio. Un amplificatore ha una caduta di 12 V su un carico di 8 Ω. Trovare la potenza dell'amplificatore.

Soluzione. Tracciare una retta che unisce il punto 8 Ω sulla scala Z ed il punto 12 V sulla scala V_B . La scala P_A viene tagliata nel valore di circa 18 W.

Semplifica i calcoli della potenza, specialmente quando si usano basse correnti e alti valori di resistenza.

NOMOGRAMMA DELLA POTENZA DI UN RESISTORE



Esempio. Vogliamo sapere che corrente massima possiamo far passare in una resistenza da $27\text{ k}\Omega \cdot 1/2\text{ W}$. Essendo $27\text{ k}\Omega$ compreso tra $10\text{ k}\Omega$ usiamo la parte inferiore della scala C e troviamo il punto 2,7, che per noi corrisponde a $27\text{ k}\Omega$ (scala A). Tracciamo quindi una retta che unisce il punto 2,7 col punto 0,5 sulla scala I della potenza. La retta taglia la scala delle correnti nel punto 430 mA sulla scala C, che equivale a 4,3 A sulla scala A.

Polchè infatti il valore di resistenza si trova sulla scala A, anche il valore di corrente corrispondente si trova sulla scala A.

La medesima retta ci dice anche che se abbiamo una caduta di 23 V (scala B) su una resistenza di $270\ \Omega$ (scala B) la potenza dissipata è pari a 2 W (scala E della potenza).

UN AGGIORNAMENTO SUI

DISPOSITIVI FOTOSENSIBILI

a cura di L. Biancoli

La sensibilità che alcune sostanze posseggono nei confronti della luce è stata sfruttata sin da vari decenni per azionare dispositivi di controllo di varia natura, in forma sperimentale all'inizio, e sotto un aspetto sempre più pratico poi. Le ricerche svolte in questo campo sugli elementi fotovoltaici, sui sali di cadmio e di piombo, sul germanio contenente impurità, ecc., hanno portato a risultati sorprendenti. Questo articolo, pubblicato da « Electronics World », enumera e descrive i principali progressi in questo campo.

I dispositivi basati sull'impiego di elementi fotosensibili, ed utili per l'apertura automatica di porte, o per il funzionamento di sistemi di allarme o per altre particolari applicazioni, sono oggetto di intensa attività da parte di costruttori dilettanti e di appassionati, da diversi anni. Oltre a ciò, i dispositivi azionati dalla luce, ed usati per il conteggio e lo smistamento o il controllo di oggetti di produzione, hanno conquistato un posto assai importante nelle diverse branche industriali, sin da molto tempo.

Ciò non significa però che si è giunti alla perfezione. I recenti progressi conseguiti in questo campo — infatti — hanno aperto nuovi e più ampi orizzonti, che hanno consentito il raggiungimento di nuovi risultati, e la realizzazione di importanti apparecchiature, nei vari settori industriali, sia civili che militari.

Si sono ottenuti risultati insperati agli effetti della sensibilità degli elementi, della rapidità di reazione (ossia di responso) alla luce, della larghezza dello spettro di frequenze luminose, e — nel caso degli elementi fotovoltaici — agli effetti della

quantità di energia prodotta in seguito all'eccitazione luminosa.

In seguito a tutto ciò, il tecnico interessato a questi problemi ha oggi la possibilità di scegliere tra una vasta gamma di elementi fotosensibili, di cui alcuni tipi sono illustrati alla **figura 1**, in modo da usare quello che maggiormente corrisponde alle sue esigenze specifiche.

Le più recenti applicazioni delle cellule fotosensibili sono troppo numerose per poterle citare tutte; tuttavia, alcuni esempi sono sufficienti ad illustrare la vastità delle possibilità di applicazione.

Le fotocellule del tipo a mosaico, di cui un esemplare è illustrato alla **figura 2**, costituisce ad esempio una soluzione per il problema della lettura ad alta velocità di schede o di nastri, per fornire il segnale di ingresso ai calcolatori elettronici. In tal caso, la luce concentrata sulla scheda o sul nastro riesce a colpire uno o più elementi costituenti il mosaico, in quei punti in cui sono presenti dei fori che ne consentono il passaggio, in modo da eccitare gli elementi così illuminati. Nella superficie in

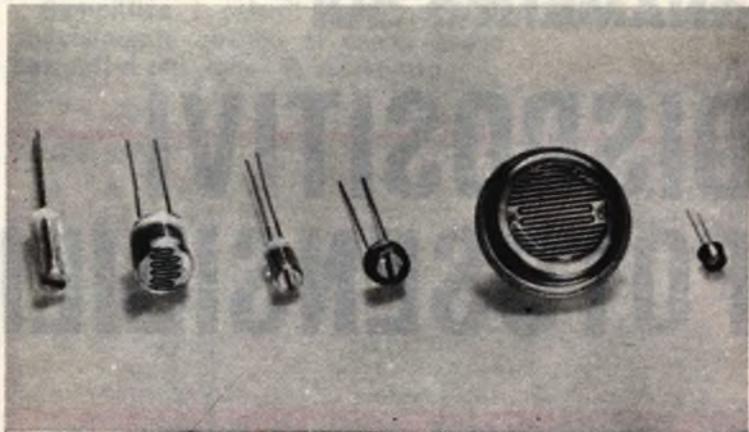


Fig. 1 - Aspetto tipico di alcune cellule di tipo fotoconduttivo al solfuro di cadmio ed al seleniuro di cadmio. Esse vengono realizzate in varie forme e dimensioni, per soddisfare diverse esigenze di impiego, di peso, di ingombro e di sensibilità.

cui non esistono fori — invece — la luce viene intercettata dal materiale opaco che costituisce appunto la scheda o il nastro.

In tal modo, il mosaico fotosensibile converte in segnali elettrici le informazioni riportate sotto forma di fori sull'oggetto da analizzare. I dispositivi di lettura funzionanti con questo sistema possono oggi lavorare con la rapidità di 1.000 segnali al secondo mediante un nastro, e possono analizzare ben 1.000 schede al minuto.

Per rivelare la presenza di incendi incipienti che si manifestano in ambienti li-

mitati quali piccoli locali, aerei, motori, ecc., cosa che risulta assai problematica con un controllo visivo, si usano oggi elementi rivelatori sensibili ai raggi infrarossi. La loro sensibilità e la loro rapidità di risposta sono oggi talmente elevate, che è possibile fare in modo che una sorgente di calore inaspettata ed indesiderata venga rivelata immediatamente, e faccia esplodere una piccola capsula la quale — a sua volta — mette in funzione un estintore predisposto appositamente. Si può così evitare l'incendio — ad esempio a bordo di un motore — prima che il ser-

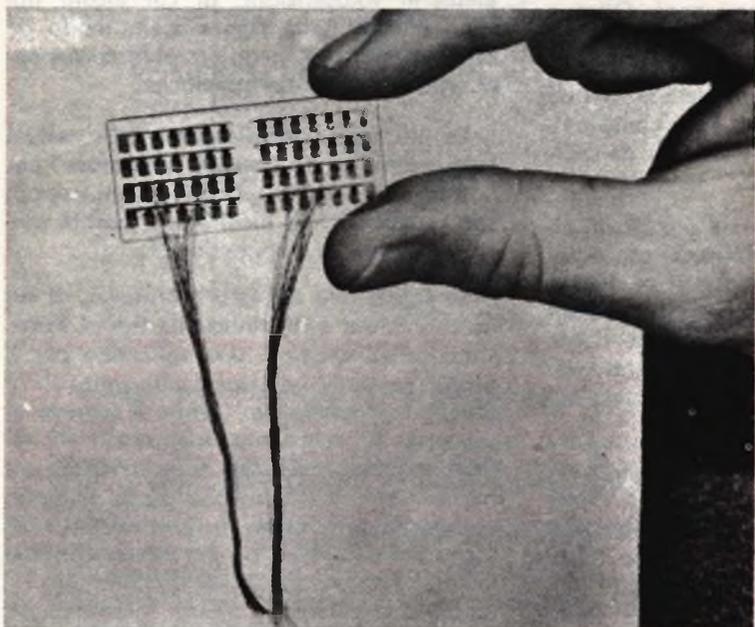


Fig. 2 - Un elevato numero di elementi fotoconduttivi può essere installato in un supporto detto a « mosaico », per ottenere una cellula complessa provvista di tanti terminali quanti sono i singoli elementi. Le cellule di questo tipo si prestano all'impiego per la lettura di schede perforate o di nastri, nelle apparecchiature di calcolo, di conteggio, o di controllo.

batoio prenda fuoco, e che questo si propaghi ulteriormente.

Le scatole di supporto degli assi presenti sui vagoni merci utilizzati nelle ferrovie, che una volta erano sede di inconvenienti quali la fusione di organi — con la conseguenza di deragliamenti — costavano un tempo parecchi milioni all'anno. Al giorno d'oggi, su ciascun lato della rotaia sono installati — in corrispondenza di vari punti di controllo — degli speciali rivelatori di calore, in grado di individuare la presenza di calore nelle suddette scatole, anche su di un treno che si sposti ad una velocità di 120 chilometri all'ora.

In questa particolare applicazione, il dispositivo rivelatore a raggi infrarossi produce un segnale che viene amplificato e registrato ad ogni passaggio di una scatola di supporto. L'ampiezza del segnale prodotto è direttamente proporzionale all'intensità del calore, e — se questa è superiore ad un determinato limite — si ottiene un segnale di allarme che avverte della necessità di una riparazione alla prima fermata.

Con le moderne fotocellule, oggi non è più necessario che un oggetto o un visitatore indesiderato intercetti un raggio invisibile, affinché ne venga rivelata la presenza. Questa viene infatti denunciata semplicemente dalle radiazioni termiche che da esso emanano spontaneamente.

In modo analogo, il funzionamento delle apparecchiature a raggi infrarossi per impieghi a carattere militare non dipende più dal controllo di una superficie che venga irradiata con raggi infrarossi. I cosiddetti rivelatori passivi sono infatti in grado attualmente di rivelare la presenza di truppe, di velivoli, ecc., sfruttando semplicemente i raggi infrarossi che essi stessi emettono spontaneamente.

Sebbene siano noti da anni gli elementi fotosensibili che producono energia elettrica quando vengono investiti dalla luce, e sebbene da molto tempo essi forniscono l'energia di eccitazione che determina lo spostamento di un indice in un indicatore di luce, è solo da poco tempo che essi possono essere impiegati per aprire o chiude-

re il diaframma di un obiettivo direttamente, senza l'aiuto dell'energia fornita da una batteria.

In aggiunta al loro impiego nelle macchine fotografiche o nelle cineprese a regolazione automatica del diaframma, le cellule di questo tipo vengono oggi usate persino per alimentare piccoli ricevitori o piccoli motori, direttamente con la luce fornita dal sole, e convertita in elettricità. Tipi analoghi vengono usati oggi per fornire la necessaria energia di alimentazione alle apparecchiature elettroniche installate a bordo dei satelliti spaziali.

CARATTERISTICHE DELLA LUCE

In conformità ai più moderni concetti della fisica, la luce non è altro che una radiazione elettromagnetica del tutto simile a quella costituita dalle onde radio, ma caratterizzata da una lunghezza d'onda assai minore. Per questo motivo, la lunghezza d'onda della luce non è espressa in metri, bensì in micron (rappresentati dal simbolo « μ »), pari ad un millesimo di millimetro.

Anche questa unità si è però rivelata piuttosto rilevante, per cui non è insolito riscontrare un valore di lunghezza d'onda espresso in millimicron (« $m\mu$ »), pari ad un millesimo di micron, e persino in Angstrom (« Å ») pari ad un decimillesimo di micron.

La **figura 3** rappresenta graficamente lo spettro ottico di una lampada ad incandescenza, espresso in millimicron, unitamente alla caratteristica di responso da parte dell'occhio umano medio.

Nel grafico, è possibile osservare che la lunghezza d'onda più ridotta nei confronti della quale l'occhio umano reagisce fornendo una sensazione luminosa è data dalla frequenza del colore viola (pari in lunghezza d'onda a circa 400 $m\mu$), mentre la lunghezza maggiore è quella della luce di colore rosso (pari a 750 $m\mu$), con un piccolo di sensibilità nella zona corrispondente ai colori giallo-verde, in cui la lunghezza d'onda è dell'ordine di 550 $m\mu$.

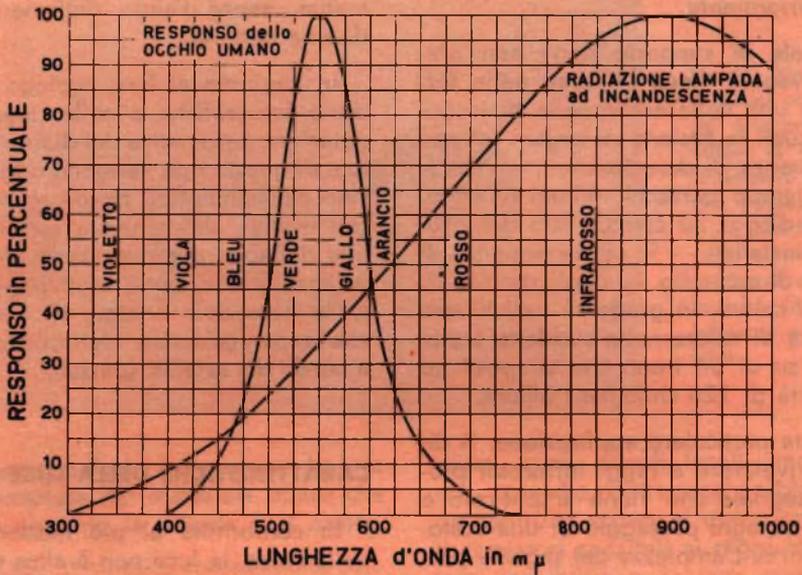


Fig. 3 - Rappresentazione grafica del responso spettrale dell'occhio umano, e della lunghezza d'onda della luce prodotta da una comune lampada del tipo ad incandescenza. La sensibilità dell'occhio umano è compresa tra lunghezze d'onda di 400 e di 750 millimicron, con un picco sui 550 millimicron. L'intensità massima della luce ad incandescenza si verifica invece su di una lunghezza d'onda di circa 900 millimicron.

Le lunghezze d'onda minori di quella della luce viola, e maggiori di quella della luce rossa, entrano rispettivamente nella regione dei raggi ultravioletti ed infrarossi.

Sebbene questi ultimi siano invisibili agli occhi umani, possono però essere percepiti mediante fotocellule: entrambi i tipi sono stati pertanto sfruttati per una grande varietà di impieghi. È inoltre interessante osservare che la comune lampada ad incandescenza, usata per l'illuminazione artificiale, dissipa il 90% dell'energia consumata per la produzione di raggi invisibili, appartenenti appunto alla gamma dei raggi infrarossi.

L'energia luminosa viene emessa da una sorgente, come è appunto una lampada ad incandescenza, sotto forma di particelle infinitesimali dette **fotoni**. L'energia di un fotone, espressa in **elettroni-volt**, equiva-

le al prodotto tra la frequenza della luce e la **costante di Planck**.

Dal momento che l'energia a raggi ultravioletti ha una lunghezza d'onda minore, e quindi una maggiore frequenza, rispetto alla luce visibile, i fotoni della luce ultravioletta contengono una quantità di energia maggiore che non quelli della luce percepibile dall'occhio umano. Entrambi i tipi di fotoni a luce ultravioletta ed a luce visibile presentano una energia maggiore di quelli della luce a raggi infrarossi. Per questo motivo la rivelazione della presenza di fotoni a luce infrarossa, e quindi a basso livello di energia, è assai più difficile.

ELEMENTI FOTOCONDUTTIVI

La scoperta della fotoconduttività risale al 1873, anno in cui si scoprì che un'astina di selenio, che veniva usata come elemen-

BANDA di
CONDUZIONE

BANDA
INTERDETTA

BANDA di
VALENZA

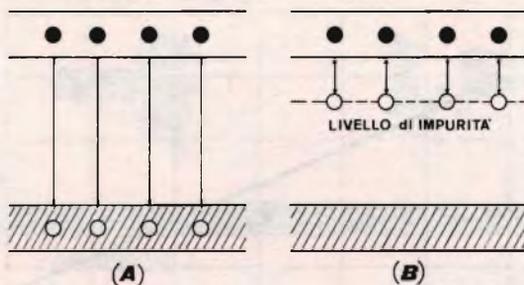


Fig. 4 - Questo disegno schematico mette in evidenza il principio della produzione di portatori di corrente, in un elemento fotoconduttore. In A il materiale fotoconduttore è del tipo denominato intrinseco, a causa dell'assenza di corpi estranei. In B si ha invece il materiale « drogato », ossia contenente delle impurità ad un certo livello.

to ad alta resistenza nelle apparecchiature per la prova di cavi sottomarini, denotava una minore resistenza quando veniva investita dalla luce.

L'effetto della luce sul selenio metallico è noto sotto il nome di **fotoconduzione intrinseca**, ed è illustrato alla **figura 4-A**.

L'involucro esterno di un atomo contiene elettroni liberi, che costituiscono la cosiddetta **banda di valenza**. Questi elettroni possono trasferirsi nella **banda di conduzione** quando assorbono una certa quantità di energia dalla luce.

Una volta giunti a far parte della banda di conduzione, essi possono prendere parte al passaggio di una corrente attraverso il materiale di cui fanno parte, diminuendone così la resistenza elettrica.

La banda di conduzione è separata dalla banda di valenza dalla cosiddetta **banda interdotta**. A tale riguardo, è importante osservare che la quantità dell'energia necessaria per spostare un elettrone da una banda all'altra, passando per quest'ultima, dipende dalla frequenza della luce, e non dalla sua intensità.

Come si è detto poc'anzi, l'energia della luce è massima in corrispondenza delle lunghezze d'onda minori. Di conseguenza

se un elemento fotoconduttivo reagisse — ad esempio — alla luce blu, potrebbe non reagire affatto alla luce di colore rosso, anche se di notevole intensità. L'energia della luce rossa verrebbe assorbita in modo tale da aumentare la temperatura dell'elemento, ma non potrebbe determinare il passaggio degli elettroni dalla banda di valenza a quella di conduzione, con l'attraversamento della banda interdotta, a causa del basso livello di energia dei fotoni.

Tuttavia, una luce a raggi ultravioletti, ossia caratterizzata da una lunghezza d'onda minore di quella dei raggi a luce blu, e quindi da fotoni aventi un maggiore livello di energia, determinerebbe una reazione da parte dell'elemento.

Le caratteristiche della banda interdotta variano col variare del materiale: inoltre, sebbene quasi tutti i materiali presentino una certa sensibilità nei confronti dei fotoni ad alto livello di energia che caratterizzano i raggi « X », sono tuttavia pochi quelli che reagiscono alla luce visibile, ed ancora meno quelli che reagiscono ai raggi infrarossi.

Questa limitazione è stata tuttavia superata mediante l'introduzione di impurità in

RESISTENZA in FUNZIONE della LUCE

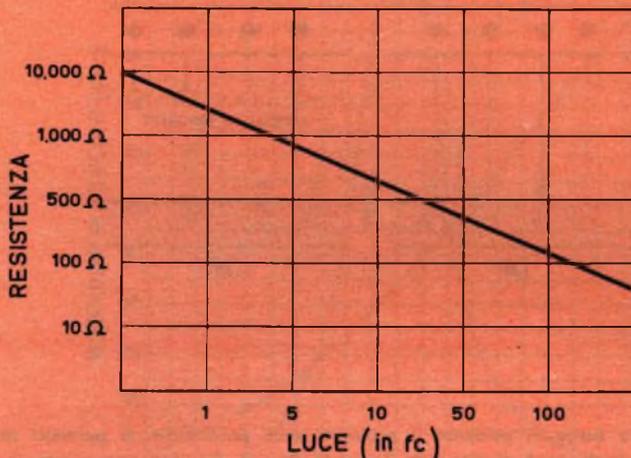


Fig. 5 - Caratteristica di responso di una cellula al solfuro di cadmio. La resistenza ohmica è di valore massimo (pari a 10 mila ohm) in assenza di luce, e di valore minimo (80 ohm) in corrispondenza dell'esposizione dell'elemento ad una intensa sorgente luminosa.

vari tipi di sostanze, in modo tale che il livello di impurità risulti prossimo alla banda di conduzione, così come si osserva alla figura 4-B.

Questo sistema permette di ottenere una maggiore flessibilità di impiego, agli effetti della scelta della gamma di frequenze di funzionamento.

SALI DI CADMIO E DI PIOMBO

Nei confronti della luce percepibile dall'occhio umano, gli elementi fotoconduttivi al solfuro di cadmio consentono una notevole sensibilità. La sensibilità di picco è compresa approssimativamente tra 515 o 615 millimicron, a seconda del livello delle impurità, e del trattamento del materiale durante il processo di fabbricazione degli elementi.

È stato realizzato un elemento fotosensibile con una sensibilità di picco corrispondente a 550 millimicron, per riprodurre la sensibilità media dell'occhio umano.

Questa sensibilità si è rivelata particolarmente utile agli effetti della produzione di strumenti atti alla misura dell'intensità della luce, di dispositivi di accensione automatica della rete di illuminazione stradale, e di apparecchiature per colorimetria.

Le cellule al solfuro di cadmio aventi una sensibilità di picco con lunghezze d'onda maggiori vengono invece usate nelle macchine di nuova concezione per il cambio delle banconote, le quali analizzano la autenticità della carta e dell'inchiostro prima di effettuare il cambio.

La variazione di resistenza da parte del solfuro di cadmio, col variare dell'intensità della luce, è relativamente lineare. La figura 5 illustra appunto un esempio tipico di curva di responso. Questo tipo di cellula — tuttavia — presenta un'inerzia apprezzabile, che ne rallenta il responso alle variazioni di intensità della luce.

Le cellule al solfuro di cadmio presentano inoltre un effetto tipico di isteresi, che determina una certa dipendenza dalle precedenti eccitazioni luminose, delle caratteristiche di responso della resistenza alla luce.

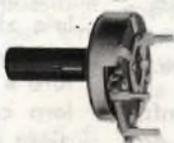
Tipi di cellule a funzionamento più rapido, e dotate di maggiore sensibilità, sono stati realizzati a base di seleniuro di cadmio, con una sensibilità di picco compresa tra 690 e 735 millimicron.

La minima costante di tempo di questi elementi, che consente un tempo di un milisecondo per il passaggio da 0 al 63% della conduttanza, li rende assai utili per

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo



MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura



LESA

Potenzimetri speciali per TV a colori

CAMBIADISCHI



GIRADISCHI



**Altri prodotti
per l'industria**

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

modelli a corrente alternata e a corrente continua,
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

Invio gratuito dei cataloghi

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO

Uffici Regionali: TORINO - GENOVA - PADOVA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di INGEGNERIA sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

l'impiego nei calcolatori ad alta velocità e nei cosiddetti « chopper ». Essi — inoltre — presentano una sensibilità assai elevata, in quanto la loro resistenza diminuisce assai rapidamente, anche se l'eccitazione avviene mediante una luce assai debole.

Nei confronti della luce a raggi infrarossi, vari tipi di sali — solitamente drogati a base di ossigeno — permettono la realizzazione di cellule fotosensibili caratterizzate da una notevole efficacia. I tipi principali di uso comune consistono in elementi al solfuro di piombo (PbS), al seleniuro di piombo (PbSe), ed al telluriuro di piombo (PbTe).

In genere, i sali di piombo vengono depositati per evaporazione sotto vuoto sotto forma di una pellicola avente lo spessore di un micron, su di un supporto di vetro o di quarzo. Diversamente, possono essere ottenuti mediante procedimenti chimici.

In entrambi i casi, l'ossigeno viene introdotto durante il processo di fabbricazione, onde conseguire un aumento della sensibilità.

Tutti e tre i tipi di rivelatori a sali di piombo presentano una sensibilità di piccolo con lunghezze d'onda maggiori di un micron in condizioni normali di temperatura, e — se vengono raffreddati a circa — 195° — si rivelano utili nella gamma compresa tra 4 e 6 micron.

Le fotocellule a sali di piombo presentano la caratteristica di una maggiore sensibilità rispetto ai tipi al cadmio, di cui si è detto dianzi, e presentano inoltre costanti di tempo inferiori. Ad esempio, una cellula tipica al solfuro di piombo rivela una costante di tempo di 50 microsecondi, mentre sono state raggiunte costanti di tempo dell'ordine di meno di 5 microsecondi con i tipi al seleniuro di piombo.

La larghezza della gamma spettrale e la rapidità di responso hanno fatto conquistare alle fotocellule a sali di piombo un posto assai importante come rivelatori nelle apparecchiature a carattere militare, in quanto esse sono sensibili alle radiazioni a notevole lunghezza d'onda emesse da oggetti aventi una temperatura elevata, come pure alle radiazioni a lunghezza d'on-

da inferiore emesse da oggetti alla temperatura di incandescenza.

È assai interessante rilevare che le cellule al solfuro di piombo trovano ampie possibilità di impiego nelle apparecchiature a carattere industriale, a causa delle loro caratteristiche che risultano vantaggiose anche quando non interessa la sensibilità ai raggi infrarossi.

Le cellule al solfuro di piombo — infatti — vengono impiegate nei dispositivi di lettura di schede o di nastri del tipo a mosaico, di cui alla citata figura 2, che possono funzionare altrettanto bene con eccitazione a luce visibile. È però da notare che la caratteristica di sensibilità ai raggi infrarossi permette di far funzionare le lampade che forniscono l'energia di eccitazione con una temperatura inferiore a quella di incandescenza, ottenendo così una durata assai maggiore. Oltre a ciò, le cellule di questo tipo vengono comunemente impiegate anche per la riproduzione sonora da pellicole cinematografiche.

IL GERMANIO CONTENENTE IMPURITÀ

Le radiazioni a raggi infrarossi con elevata lunghezza d'onda compresa tra 4 e 40 micron possono essere rivelate mediante elementi sensibili a base di germanio, contenente come impurità particelle di oro o di zinco.

L'oro consente un maggiore responso, ma impedisce il funzionamento con lunghezze d'onda superiori a 10 micron. Lo zinco compensa invece la minore sensibilità col funzionamento soddisfacente nei confronti di lunghezze d'onda maggiori.

In entrambi i casi — tuttavia — è necessario portare l'elemento sensibile alle temperature criogeniche, onde evitare che l'energia termica consenta agli elettroni lo scavalco della banda interdotta, che risulta assai sottile. Nelle cellule contenenti impurità di zinco è necessario usare del gas elio allo stato liquido.

Il vetro ed il quarzo comuni non lasciano passare frequenze a lunghezza d'onda elevata. Per questo motivo, occorre adot-

tare speciali tipi di finestre, onde consentire alle radiazioni infrarosse di raggiungere la cellula raffreddata. Fino ad una lunghezza d'onda di 10 micron è possibile usare una finestra di silicio, ma per lunghezze d'onda maggiori è necessario usare lo zaffiro.

Queste esigenze particolari, ed i costi di produzione e di impiego che da esse derivano, consentono l'impiego del germanio drogato solo nei casi di applicazione di importanza rilevante.

CELLULE FOTOVOLTAICHE

Le cellule ad effetto fotovoltaico, nelle quali si produce una tensione a seguito dell'esposizione alla luce, sono in pratica tutte costituite da elementi semiconduttori la cui zona attiva consiste in una giunzione del tipo « p-n ».

Non appena una certa quantità di luce viene assorbita in prossimità della suddetta giunzione, vengono liberate delle cavità mobili (cariche positive) unitamente ad un dato numero di elettroni, determinando così la presenza di una differenza di potenziale. Ovviamente, se tale differenza di potenziale è applicata ai capi di un circuito chiuso, si ha il passaggio di una corrente elettrica.

Esattamente come accade nelle cellule di tipo fotoconduttivo, le cellule fotovoltaiche non reagiscono alla luce, se questa presenta un'energia insufficiente a determinare lo spostamento degli elettroni dalla banda di valenza a quella di conduzione, passando attraverso la banda interdetta. Tale caratteristica dipende in primo luogo dalla natura del materiale di cui è composta la cellula.

Uno dei materiali più comuni impiegati a tale scopo è il selenio, le cui prerogative, come si è detto a proposito della cellula al solfuro di cadmio, corrispondono a quelle dell'occhio umano.

Gli elementi fotosensibili di questo tipo vengono prodotti depositando un sottilissimo strato di selenio su di un supporto metallico, mediante un procedimento sot-

to vuoto e con l'aiuto di una elevata temperatura, che provoca il deposito in forma cristallina, e formando poi una giunzione attraverso un deposito di cadmio sotto vuoto. Per aumentarne la conduttività, è successivamente possibile depositare sulla superficie un sottilissimo strato di oro.

I terminali, ossia i conduttori di collegamento, sono costituiti da una lega di cadmio applicata a spruzzo, ai quali è possibile applicare successivamente dei conduttori flessibili. Al termine del procedimento di fabbricazione, si applica infine uno strato protettivo di resina trasparente.

La tecnica di fabbricazione degli elementi al silicio è alquanto più complessa, ed assomiglia a quella adottata per la produzione di transistori al silicio.

Il silicio allo stato puro viene fuso in un crogiuolo di quarzo, e ad esso viene quindi aggiunta una certa quantità di impurità costituite da fosforo, arsenico o antimonio, in modo da ottenere del silicio di tipo « n ».

In condizioni soggette a rigidi controlli, si ottiene quindi dal silicio fuso un cristallo unico di forma allungata. Da questo cristallo vengono tagliate delle piastrine, le quali vengono successivamente lucidate e pulite, per essere poi introdotte in un forno elettrico all'interno del quale avviene la diffusione di particelle di boro nella superficie esterna: in tal modo viene a costituirsi una giunzione del tipo « p-n ».

In seguito ad un procedimento di nicelatura e di stagnatura, si applica poi una sottile piattina sullo strato « p », che costituisce il terminale positivo. Lo strato « n » agisce invece da terminale negativo.

Le cellule fotovoltaiche al silicio funzionano in un'ampia gamma spettrale, compresa tra 400 e 1.100 millimicron, con una sensibilità di picco in corrispondenza di una lunghezza d'onda di 800 millimicron circa.

Entrambi i tipi di cellule fotovoltaiche al selenio ed al silicio possono essere usate per fornire l'energia di alimentazione a piccoli motori, circuiti radio, o relé di elevata sensibilità. Nei casi in cui un'unica cellula non è sufficiente a fornire una data quantità di energia, è possibile collegar-

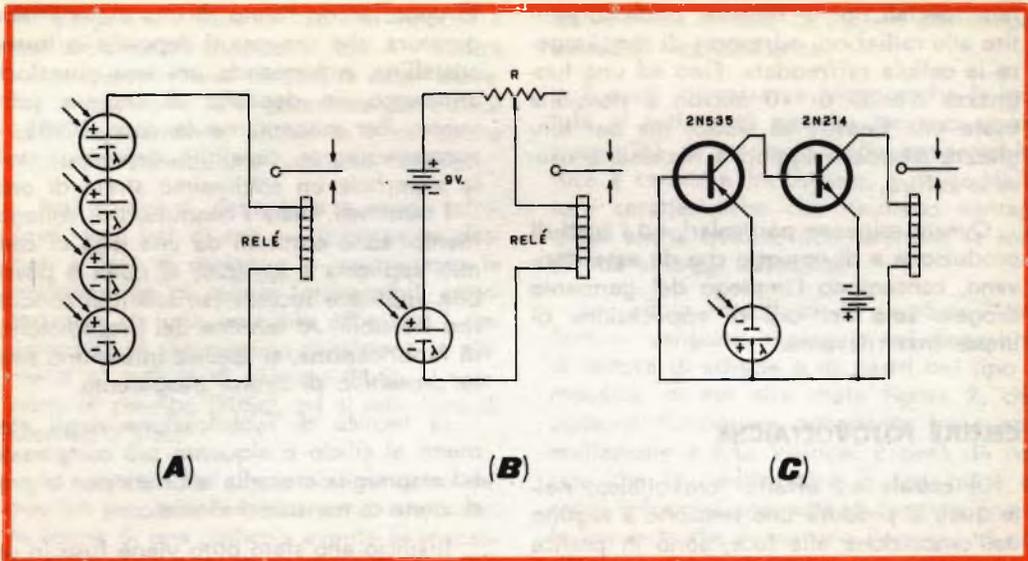


Fig. 6 - Esempi di circuiti elementari per l'impiego di elementi fotosensibili. In A quattro cellule in serie determinano il funzionamento di un relé. In B una sola cellula controlla l'erogazione di corrente da parte di una batteria. In C — infine la sensibilità di una sola cellula viene aumentata con l'impiego di transistori amplificatori, per l'eccitazione di un relé che controlla un circuito secondario.

ne il numero necessario in serie o in una combinazione serie-parallelo, fino ad ottenere la tensione e la corrente di uscita di cui si desidera disporre, naturalmente in funzione delle esigenze, e dell'intensità della luce disponibile.

Alla **figura 6-A** è illustrato un circuito che impiega quattro cellule fotovoltaiche al selenio, collegate in serie, e facenti capo ad un relé che chiude un circuito secondario in seguito all'esposizione alla luce, senza ricorrere ad altre fonti di alimentazione.

Le cellule fotovoltaiche possono essere usate anche come elementi fotoconduttivi nei circuiti di alimentazione a batteria, come si osserva alla **figura 6-B**. In questo caso, esse richiedono una tensione minore di quella necessaria in un circuito analogo consistente in cellule del tipo fotoconduttivo, grazie alla corrente prodotta dagli stessi elementi.

Quando si desidera una elevata sensibilità con una debole intensità di luce, questo dispositivo può essere realizzato con l'aiuto di un transistor amplificatore, come si osserva alla **figura 6-C**.

L'antimoniuro di indio (InSb) è stato oggetto di intense ricerche per la produzione di cellule fotovoltaiche sensibili ai raggi infrarossi. Gli elementi di questo tipo presentano una banda interdotta assai sottile, e devono essere raffreddati per diminuire i segnali spuri e la produzione spontanea di portatori di corrente a causa dell'esposizione al calore. Essi trovano inoltre vaste possibilità di impiego nelle apparecchiature a carattere militare più perfezionate.

Il loro impiego può avvenire sia come elementi fotoconduttivi, sia come elementi fotovoltaici, e raggiungono una sensibilità di picco con lunghezze d'onda dell'ordine di 6 micron.

TEMPORIZZATORE

10 ÷ 300 s

Il temporizzatore qui descritto è notevole soprattutto per la sua precisione, ottenuta con l'impiego, per la carica del condensatore e per lo scatto, di multivibratori opportunamente collegati. Per questa ragione e per il notevole campo di lavoro esso si presta a numerose applicazioni, tra cui per esempio il comando di lavatrici elettriche.

L funzionamento dei temporizzatori è quasi sempre basato sull'impiego di una capacità di notevole valore, la quale viene caricata attraverso una successione di impulsi. Nell'esempio mostrato dalla fig. 1, la lunghezza del tempo di ritardo viene regolata da una costante RC, determinata da una catena di resistenze inseribili a piacere. Il tempo comincia a scorrere a partire dal momento in cui vengono chiusi gli interruttori S_1 ed S_2 ed aperto l'interruttore S_3 , in modo che il condensatore C_1 viene caricato attraverso le resistenze R_1 ed R_2 .

In un primo momento si presenta ai capi della resistenza di alto valore R_1 quasi l'intera tensione di esercizio che poi diminuisce in egual misura con la corrente di carica del condensatore, dunque secondo una funzione esponenziale.

Se a questa resistenza viene collegato un amplificatore con valore di soglia prefissato, si ottiene così un circuito di ritardo che lavorerà con poca esattezza.

Dato che il valore di soglia viene raggiunto molto lentamente, risulta che piccole variazioni del valore di soglia provocano già grandi variazioni del tempo di ritardo.

Inoltre la resistenza del ramo RC deve essere proporzionalmente di basso valore ohmico, poiché altrimenti la resistenza di ingresso del transistor influenza il tempo di ritardo.

Per ottenere lunghi tempi di ritardo è poi necessario un condensatore con elevato valore di capacità, perciò devono essere usati condensatori elettrolitici. L'influenza della temperatura sulla capacità di questo condensatore provocherebbe una proporzionale variazione del tempo di ritardo.

Per queste ragioni è inserito nello stadio temporizzatore un multivibratore, che modula in modo tale la curva di carica, che alla tensione sulla resistenza R_1 vengono sovrapposte punte di tensione di ambedue le polarità di circa 5 V.

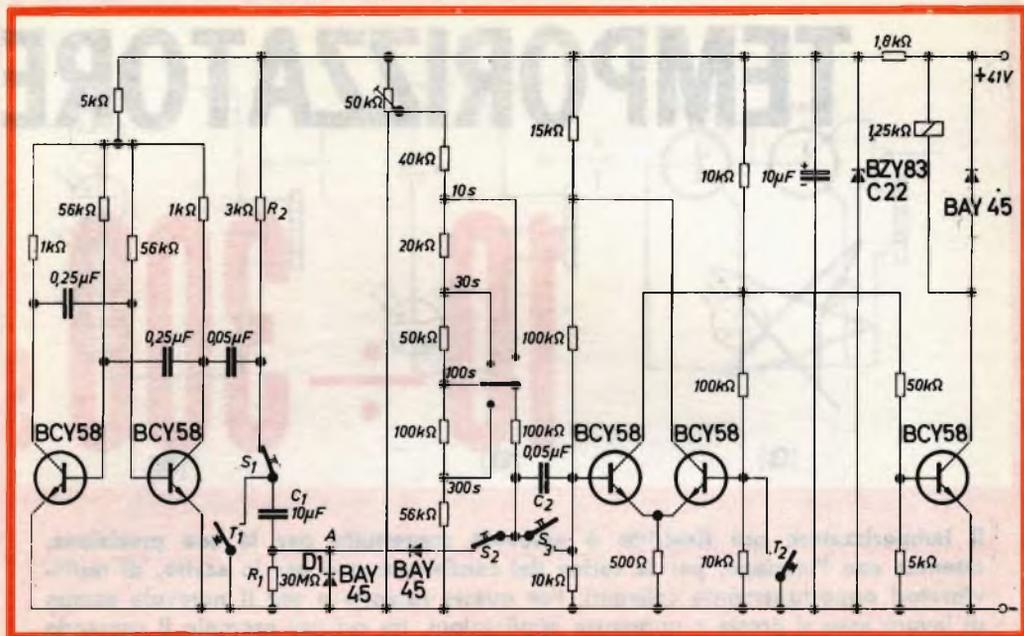


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito temporizzatore descritto nell'articolo.

Verso la fine dell'azione di carica del condensatore C_1 queste punte di tensione sono molto maggiori della caduta di tensione continua alla resistenza R_1 , con ciò al punto A dello schema si presentano anche punte di tensione negative.

Queste, quando raggiungono una determinata grandezza, provocano, tramite il condensatore C_2 , la commutazione di un multivibratore bistabile. La grandezza necessaria per l'impulso dipende dal valore della contotensione che, tramite una catena di resistenze, è applicata all'ingresso del multivibratore. La commutazione avviene non appena gli impulsi negativi diventano maggiori della contotensione. Essa è, nell'esempio mostrato in fig. 1, commutabile a gradini secondo i tempi di ritardo da 10" a 300". È naturalmente anche possibile anziché a gradini scegliere il tempo di ritardo con un potenziometro. Come è evidente dallo schema, può venire usato in questo circuito di sovrapposizione degli impulsi un elemento RC di valore ohmico molto elevato, e così con piccoli valori di capacità vengono raggiunti lunghi tempi di

ritardo. Si può allora usare per esempio un condensatore a carta. Al multivibratore bistabile è collegato tramite uno stadio amplificatore un relé, che si attira dopo il decorso del tempo di ritardo. Prima di una nuova messa in funzione del circuito devono venire aperti gli interruttori S_1 e S_2 e venire chiuso l'interruttore S_3 .

Con l'interruttore S_3 viene scaricato il condensatore di accoppiamento C_2 . Inoltre devono venire azionati i tasti T_1 e T_2 , mediante il tasto T_1 e il diodo D_1 viene scaricato il condensatore C_1 determinante il tempo, e con il tasto T_2 viene portato di nuovo il multivibratore in posizione iniziale.

A temperatura ambiente l'errore nel tempo di ritardo è contenuto entro l'1%; mentre alle temperature di 50 °C e 70 °C l'errore risulta rispettivamente del 5% e del 10%.

Estratto da: « Halbleiter Schaltbenpiele » 1966 della Siemens & Halske.

IL PUNTO SUI TRANSISTORI NELL' HI-FI

Un rapporto aggiornato sui componenti Hi-Fi a transistori, sui problemi di progetto e di costruzione, sull'affidabilità, sul fenomeno del « transistor sound ».

Tutti i nostri lettori conoscono i nuovi apparecchi Hi-Fi transistorizzati, che da tempo hanno fatto la loro comparsa sul mercato e stanno inesorabilmente soppiantando gli apparecchi tradizionali a valvole. Non pochi tuttavia sono ancora scettici nei riguardi dei transistori. A torto o a ragione? È quello che cercheremo di appurare con questo rapido « rapporto sui transistori ». A rafforzare le diffidenze di alcuni ci sono stati gli insuccessi di alcuni apparecchi, che sono comparsi sul mercato « prematuri », senza cioè aver subito la necessaria « gestazione ». D'altra parte si sa che tutte le innovazioni tecniche sono destinate a nascere tra i fallimenti. Si pensi alla vera e propria rivoluzione nell'industria elettronica causata dall'introduzione dei semiconduttori.

La nostra intenzione qui non è quella di alimentare sterili polemiche, ma di fare un esame obiettivo, semi-tecnico e lineare dei fattori che interessano i

progettisti e, in particolar modo, i possibili compratori degli apparecchi a transistori.

A parte la cosiddetta « affidabilità » (reliability) dei transistori, su cui torneremo poi, il punto più discusso pare sia quello che gli americani hanno denominato con un termine rapido ed incisivo « transistor sound », letteralmente: suono a transistor.

La superiore qualità della riproduzione Hi-Fi a transistori, che si traduce in un suono più pulito, più aperto, più nitido (il transistor sound) è stato attribuito all'azione di tre fattori concomitanti:

- 1) un altissimo fattore di smorzamento;
- 2) una risposta di frequenza estremamente ampia;
- 3) una potenza istantanea di picco molto elevata.

FATTORE DI SMORZAMENTO

Alcuni tipi di altoparlanti traggono particolare beneficio dall'elevato fattore di smorzamento manifestato dalla maggior parte degli amplificatori a transistori. L'effetto si può sentire di solito sotto forma di maggiore nitidezza dei toni bassi.

Probabilmente non è il fattore di smorzamento in sé che dà questo risultato, ma il fatto che esso si mantiene anche alle frequenze più basse. Per comprendere meglio il fenomeno esaminiamo l'impiego abituale della controreazione negativa nello stadio finale dell'amplificatore.

Senza addentrarci in complicazioni costruttive, basterà dire che la controreazione negativa viene impiegata negli stadi finali di potenza degli amplificatori principalmente per migliorare la risposta di frequenza e ridurre la distorsione. Inoltre essa ha l'effetto di aumentare il fattore di smorzamento dello stadio d'uscita.

L'anello di controreazione di solito è tra i morsetti d'uscita dell'amplificatore e uno degli stadi d'ingresso.

In un amplificatore a valvole nell'anello è compreso il trasformatore d'uscita, perché proprio ai suoi morsetti secondari si collegano gli altoparlanti. Lo scopo principale della controreazione in questo caso è di compensare le perdite in alta frequenza e bassa frequenza proprie del trasformatore d'uscita.

Gli amplificatori transistorizzati invece non hanno trasformatori in uscita, quindi già questo è un punto a loro vantaggio, perché il fattore di smorzamento non viene diminuito.

Il miglioramento ai fini della riproduzione del suono dipende poi anche dagli altoparlanti e dall'influenza del fattore di smorzamento sul movimento della membrana vibrante. Come abbiamo già detto alcuni altoparlanti ne traggono grandi benefici, altri no.

RISPOSTA DI FREQUENZA

È noto ormai a tutti che l'orecchio umano non riesce a sentire suoni di frequenza superiore ai 15-16 kHz, quindi molti sostengono che è inutile cercare negli amplificatori Hi-Fi una risposta che vada oltre i 20-30 kHz, perché nessun miglioramento ne verrebbe alla qualità del suono, nonostante il maggior costo dell'apparecchio. D'altra parte c'è chi sostiene a gran voce l'utilità, anzi, la necessità di cercare di ottenere la risposta più ampia possibile, per migliorare la riproduzione delle brevissime punte dei transistori musicali.

Per questo scopo occorre che l'amplificatore abbia un « tempo di salita » estremamente breve e ciò si ottiene appunto con un'ampia risposta di frequenza. In pratica l'amplificatore deve essere capace di lasciar passare le frequenze che noi non siamo in grado di percepire per poter riprodurre esattamente i transistori che noi invece siamo in grado di apprezzare. Nonostante tutto anche i costruttori che sostengono l'inutilità della risposta alle alte frequenze fanno i loro apparecchi con una risposta che si estende molto al di sopra dell'estremo limite di udibilità.

POTENZA ISTANTANEA DI PICCO

I sistemi di misura della potenza per gli apparecchi Hi-Fi hanno creato spesso degli equivoci e perciò non tutti sanno destreggiarsi ugualmente bene tra tutte le definizioni di potenza che si sentono nell'ambiente dell'Alta Fedeltà.

Quando si legge potenza continua o sinusoidale (sine-wave power) si deve intendere la potenza che l'amplificatore può fornire agli altoparlanti per un lungo periodo di tempo. In pratica detto periodo s'intende pari al tempo necessario per fare la misura con la necessaria precisione, cioè cinque o dieci minuti.

Se, per esempio, un amplificatore ha la potenza massima d'uscita di 50 watt all'1% di distorsione per 30 secondi, probabilmente è in grado di fornire la stessa potenza per 30 minuti e più. In termini di potenza musicale (music power) questo amplificatore fornisce 65-70 watt all'1% di distorsione per circa 1 secondo.

Un amplificatore a valvole dopo un picco di 65 watt scenderebbe poi a 50 watt per non più risalire.

Alcuni costruttori nell'intento di dare maggior lustro ai propri apparecchi hanno cominciato a definire la potenza musicale « di picco » o potenza istantanea, che nel caso delle valvole è semplicemente il doppio della potenza musicale.

I limiti ai valori della potenza istantanea di un amplificatore a valvole vengono posti dalla tensione d'alimentazione, dalle valvole finali e dal trasformatore d'uscita.

Detto in parole semplici, le valvole possono dare un certo valore di amplificazione del segnale d'ingresso e quando si richiede un'amplificazione maggiore le punte della curva sinusoidale di potenza vengono appiattite. Questo fenomeno, detto « clipping », può verificarsi in uno qualunque degli stadi di amplificazione, quando questo non è sufficientemente dimensionato.

Anche il trasformatore d'uscita può essere sovraccaricato da un segnale troppo forte e quindi porre una ulteriore limitazione al valore della potenza di picco di un amplificatore a valvole.

Gli amplificatori a transistori non hanno trasformatori d'uscita e pure i transistori non hanno le stesse limitazioni delle valvole.

La differenza sostanziale fra un transistorore d'uscita e una valvola finale è che il primo è in grado di dare sempre il massimo di sé, mentre la seconda ha delle limitazioni costruttive insuperabili.

Per esempio un transistorore da 40 watt, se viene fatto lavorare a 70 o 80 watt, fonde la propria giunzione, nel generoso tentativo di dare la potenza che gli viene richiesta.

Se invece un amplificatore a valvole viene chiuso su un'impedenza troppo bassa o viene alimentato con un segnale eccessivo non subisce alcun danno, distorce e basta. È evidente quindi che un amplificatore a transistori dovrà essere protetto contro i sovraccarichi tramite fusibili o altri sistemi.

I limiti posti alla potenza erogabile da un transistorore provengono unicamente dalle tensioni e dalle correnti che l'alimentazione è in grado di offrire e dalla propria dissipazione termica.

La vulnerabilità dei transistori ai sovraccarichi dipende in maniera essenziale dalla durata delle punte di potenza, per cui una punta elevatissima di dieci o venti volte, la potenza nominale ma che dura un tempo brevissimo può passare senza alcun danno. L'importante è che non abbia inizio la fusione della giunzione.

La capacità di un amplificatore a transistori, anche di potenza limitata, di trattare le punte di potenza musicale come se fosse un amplificatore di grande potenza contribuisce a dare quel « transistor sound » di cui parliamo.

Può darsi il caso che queste impressioni non siano giustificate da prove sufficientemente sicure. D'altra parte si sa che anche tra due amplificatori a valvole apparentemente uguali possono esistere notevoli differenze per quel che riguarda i risultati, senza che dalle misure effettuate si possa ricavare una spiegazione per tale fatto.

Non si tratta evidentemente di mancanza di precisione nelle misure, ma piuttosto sono i fattori che vengono misurati che non sono significativi.

È chiaro che se un amplificatore viene posto su una bilancia e pesato con la precisione di un milligrammo, se ne ottiene il peso esatto, ma questo dato nulla dice sulla qualità della riproduzione.

Il nostro parere è che, a pari potenza, generalmente gli amplificatori a transistori sono superiori a quelli a valvole, nel senso che sono in grado di fornire un suono più limpido e più aperto. Inoltre possono far muovere senza difficoltà altoparlanti di basso rendimento, che costringerebbero un amplificatore di pari potenza a valvole a lavorare con forte distorsione e con perdite nei toni bassi, soprattutto ad alto volume di ascolto.

AFFIDABILITÀ

Abbiamo visto le cause che provocano la fusione dei transistori e perché invece gli amplificatori a valvole non corrono questi rischi.

Nel progetto di amplificatore transistorizzato bisogna quindi prevedere le dovute protezioni. Un modo semplice ma poco elegante è di « ammorbidire » il circuito di alimentazione in modo che esso non riversi sui transistori una potenza troppo elevata anche in caso di corto circuito. È evidente però che così si limita anche la potenza continua disponibile e in definitiva si peggiora volontariamente la qualità dell'amplificatore.

Restano i fusibili ed i circuiti protettivi elettronici, per i quali sorgono i problemi collaterali della distorsione, dell'instabilità e della perdita di potenza.

Vi sono altoparlanti che per certe condizioni hanno un'impedenza ben diversa dal valore nominale di 4,8 o 16 Ω .

Se l'impedenza diminuisce, sorge il pericolo di un surriscaldamento dei

transistori per eccesso di potenza, perché gli amplificatori transistorizzati tendono a comportarsi come circuiti a tensione costante.

Supponiamo ad esempio che per un certo segnale in ingresso un amplificatore dia una tensione in uscita di 15 volt su un carico di 8 Ω (altoparlante). La potenza risulta: $V^2/Z = 225/8 = 28$ watt.

Se ora col medesimo segnale d'ingresso l'impedenza diventa 4 ohm, l'amplificatore tende sempre a dare 15 volt, ma in questo caso la potenza d'uscita raddoppia, come pure la corrente che passa nel transistor. Se questo non è in grado di sostenere un tale sovraccarico è inevitabile che « parta » qualche cosa, fusibile o transistor.

Tutto ciò non significa affatto che un amplificatore a transistori non possa essere collegato con un altoparlante da 4 Ω , è necessario però che sia prevista anche questa eventualità.

CONCLUSIONE

Sulla base delle tendenze attuali è facile prevedere che entro pochi anni gli apparecchi a transistori avranno completamente soppiantato i componenti a valvole. Ma c'è di più: è probabile che i semiconduttori sostituiscano anche alcuni componenti tradizionali degli apparecchi audio, come ad esempio i condensatori variabili.

C'è stato già qualche tentativo in tal senso con diodi SCR (controllati al silicio).

È certo che avremo entro pochi anni apparecchi Hi-Fi meno costosi, più sicuri e, in una parola, di migliori prestazioni medie rispetto a quelli tradizionali a valvole.

A. B.

SINTONIZZATORE FM MULTIPLEX MIRAPHON MST/3



Il sintonizzatore FM multiplex MST-3 si presenta come un indispensabile completamente al vertice della gamma dei prodotti Miraphon. Un impianto completo di alta classe può essere realizzato unendo l'amplificatore con cinghiati tipo Miraphon II, questo sintonizzatore MST-3 e due diffusori acustici tipo Miraphon 40.

Naturalmente le elevate caratteristiche di questo apparecchio lo rendono adatto in impianti di qualsiasi tipo e marca. La linea è quella ormai famosa della serie Miraphon, che si è fatta apprezzare per la semplicità e la compattezza del disegno, per la sobria scelta e l'elegante accostamento dei colori.

La tecnica è senz'altro preminente; esaminiamola dal punto di vista del funzionamento. La parte ricevente è eccellente grazie alla elevata sensibilità — $2 \mu\text{V}$ — e alla notevole selettività, cosicché è possibile un ascolto efficace anche di stazioni trasmettenti deboli e vicine tra loro.

La parte riproduzione è in grado di soddisfare le esigenze più severe: la risposta di frequenza è estremamente lineare, fin oltre i limiti di frequenza irradiati comunemente dai centri di trasmissione; la distorsione totale viene mantenuta entro valori minimi — 0,2% — che consentono di ottenere una eccezionale purezza di suono.

Per quanto riguarda la ricezione stereofonica il decoder multiplex incorporato agisce in maniera efficace, mantenendo una elevata separazione tra i canali fino alle più alte frequenze della banda audio.

RADIO STEREOFONIA

Vi sono due modi per trasmettere un segnale via radio: in ampiezza modulata ed in frequenza modulata; in entrambi i casi l'onda portante radio viene modulata dalle caratteristiche di forma del segnale audio da trasmettere. Nel primo caso — AM — la frequenza della portante rimane costante e viene variata l'ampiezza in maniera proporzionale all'intensità ed alla frequenza dell'informazione; con questo genere di trasmissione non è possibile raggiungere risultati qualitativamente elevati. Infatti la necessità di consentire la azione di numerose emittenti su gamme molto affollate, come quella delle onde medie, ha costretto a limitare la banda disponibile per ogni stazione a 9 kHz ed anche meno; di conseguenza risultano tagliate tutte le frequenze più elevate del segnale audio trasmesso. Nel secondo caso — FM — viene variata, in maniera proporzionale all'informazione, la frequenza dell'onda portante radio. Qui però la portante ha frequenza molto più elevata, e la gamma è molto più estesa che in AM, VHF tra 30 e 300 MHz, per cui la larghezza di banda disponibile per ogni stazione è di circa 75 kHz. Ciò permette la riproduzione all'interno spettro audio, da 20 fino a 18-19000 Hz; quindi la trasmissione va classificata di alta fedeltà.

Un sintonizzatore FM è costituito essenzialmente da tre sezioni distinte. Prima è la sezione RF che riceve il segnale captato dall'antenna e influisce in maniera decisiva sulla « sensibilità », cioè sulla capacità di percepire segnali anche molto deboli. Segue la sezione MF che determina la « selettività » dell'apparecchio, cioè la capacità di distinguere emittenti che trasmettono su frequenze vicine. Da ultimo vi è il rivelatore dove il segnale radio viene demodulato per ottenere la bassa frequenza.

I più moderni sintonizzatori sono dotati di speciali circuiti per il controllo automatico della frequenza e del guadagno; dispositivi tali che consentono di « seguire » con efficacia eventuali variazioni nelle caratteristiche del segnale ricevuto.

I vantaggi delle trasmissioni FM sono di duplice ordine: qualitativo e tecnico. Abbiamo già accennato a come, dal punto di vista qualitativo, la risposta in bassa frequenza sia molto estesa; inoltre c'è da dire che la distorsione viene mantenuta entro limiti molto stretti, inferiore all'1%. Il vantaggio determinante dal punto di vista tecnico è dato dalla possibilità di trasmettere programmi stereofonici.

A questo punto conviene forse richiamare un momento il concetto di stereofonia, il quale è legato al modo naturale di ascoltare i suoni.

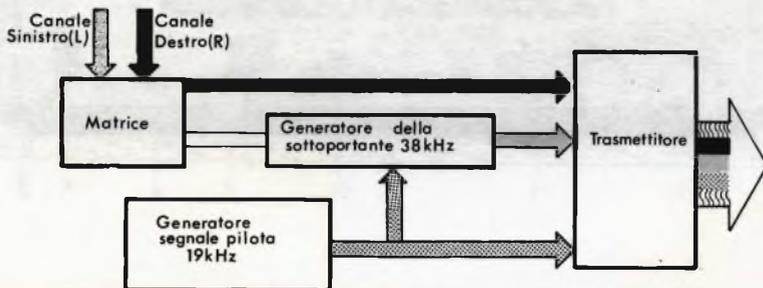
Quando un ascoltatore è posto di fronte ad una orchestra percepisce il suono, proveniente da un largo fronte spaziale, con entrambi gli orecchi, e attraverso un processo fisiologico riesce a localizzare la distanza e la direzione di provenienza di ogni singolo suono.

La realizzazione di un programma radio monofonico comporta l'uso, sia in registrazione sia in ascolto diretto, di un solo microfono; durante la riproduzione è possibile mantenere la fedeltà ai suoni originali però non si ha alcuna informazione sulla loro distribuzione nello spazio. Invece le registrazioni stereofoniche vengono effettuate mediante due microfoni posti davanti all'orchestra ad una certa distanza tra loro, cosicché le interazioni dei due segnali forniscono informazioni sulla posizione di ciascuna sorgente sonora. Durante l'ascolto di un programma FM così realizzato, il suono, purché emesso da due altoparlanti distinti, rigenera tutti gli effetti di « presenza » dell'orchestra avvertibili in origine.

La prima esigenza da rispettare tecnicamente nella progettazione di un sistema di trasmissioni radio stereofoniche è quella della compatibilità: il programma deve poter essere ascoltato sia mediante gli appositi ricevitori stereofonici, sia anche mediante i normali apparecchi monofonici. Questo obiettivo è stato realizzato nel modo seguente:

I segnali destro — R — e sinistro — L — provenienti da due microfoni nel caso di riprese dirette, oppure da un giradischi o da un registratore nel caso di riproduzioni, vengono inviati ad una matrice che compie la somma $L + R$ e la differenza $L - R$. La somma modula direttamente la frequenza portante, mentre la differenza modula in ampiezza una sottoportante a 38 kHz, conservando così l'ampia banda di frequenza audio.

TRASMISSIONE STEREO



RICEZIONE STEREO



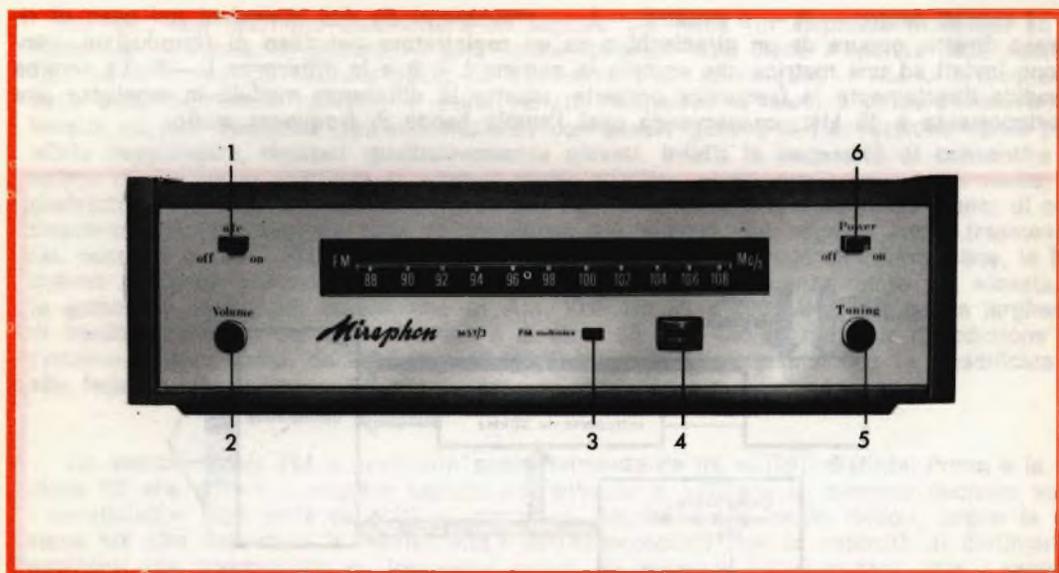
Successivamente la componente a 38 kHz viene soppressa e rimangono le sue bande laterali modulate che vengono impresse, insieme ad un segnale pilota a 19 kHz, sulla portante principale e quindi trasmesse.

Un ricevitore monofonico non utilizza tutte le informazioni contenute nel segnale ricevuto, ma lascia passare solo la parte compatibile $L + R$.

Invece per riottenere i due segnali stereofonici L ed R occorre introdurre un circuito decodificatore o « decoder multiplex », il quale utilizza completamente il segnale ricevuto per ricostruire le due informazioni originarie.

Le due illustrazioni qui sotto rappresentano in maniera schematica il procedimento descritto di trasmissione e ricezione.

DESCRIZIONE ED IMPIEGO DEI COMANDI FRONTALI



1) a.f.c.

Controllo automatico di frequenza. Conviene effettuare la ricerca della sintonia per una qualsiasi trasmittente lasciandolo disinserito, su posizione **off**; quando la stazione è localizzata l'inserimento del controllo automatico, su posizione **on**, assicura una ricezione stabile per lunghi periodi di tempo compensando eventuali « derive » nel segnale ricevuto.

2) Volume

Comanda il livello del segnale d'uscita e quindi il volume sonoro ottenibile; il volume aumenta ruotando la manopola in senso orario.

3) Spia multiplex

Questa lampada spia si illumina automaticamente quando l'apparecchio è sintonizzato su una trasmissione FM stereo e il decoder multiplex entra in funzione.

4) Indicatore di sintonia

Serve ad indicare il corretto punto di sintonia quando si compie la ricerca delle stazioni. È costituito da un microamperometro inserito sul circuito di controllo automatico di guadagno. L'accordo migliore è indicato dall'ago dello strumento che si sposta verso il fondo scala a destra.

5) Tuning

Comando di sintonia; ruotando la manopola si esplora tutta la gamma di frequenza FM.

6) Power

Interruttore generale che comanda il funzionamento, su posizione **on**, dell'intero apparecchio.

DESCRIZIONE ED IMPIEGO DEI TERMINALI POSTERIORI



7) Cavo rete

Va collegato alla rete di alimentazione.

8) Fuse

Fusibile da 0,2 A per la protezione dell'intero circuito; può essere facilmente sostituito svitando il tappo porta fusibile.

9) Cambio tensione

Commutatore a due posizioni per la scelta della tensione di alimentazione; l'apparecchio può funzionare a 110 oppure a 220 V.

10) a.c. outlet

Uscita diretta, in essa compare sempre tensione di rete, anche quando l'interruttore power è sulla posizione off, purché l'apparecchio sia collegato alla rete; questa uscita risulta utile per alimentare qualche altro componente.

11) Output

Coppia di terminali per l'uscita del segnale B.F. separatamente sui due canali; va collegata all'amplificatore.

12) Antenna

Per la ricezione ottima delle trasmissioni FM è necessaria un'antenna. A questi terminali vanno collegati i due capi del cavo d'antenna; l'impedenza è di 300 Ω .

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza d'antenna:	300 Ω
Gamma di frequenza:	88 \div 108 MHz
Sensibilità:	2 μ V per 300 mV d'uscita
Rapporto segnale-disturbo:	> 60 dB
Distorsione:	< 0,2%
Risposta di frequenza audio:	30 \div 20000 Hz \pm 1 dB
Separazione decoder:	> 35 dB
Impedenza d'uscita:	8 k Ω
Alimentazione:	110-220 V, 50 Hz
Dimensioni:	335 x 85 x 230

SIGNIFICATO DEI SIMBOLI USATI NELLO SCHEMA ELETTRICO

RESISTORI

Res. generico	
Res. 1/8 W	
Res. 1/4 W	
Res. 1/2 W	
Res. 1 W	
Res. 2 W	
Res. 3 W	
Res. 4 W	

Res. a filo	
Res. fusibile	

CONDENSATORI

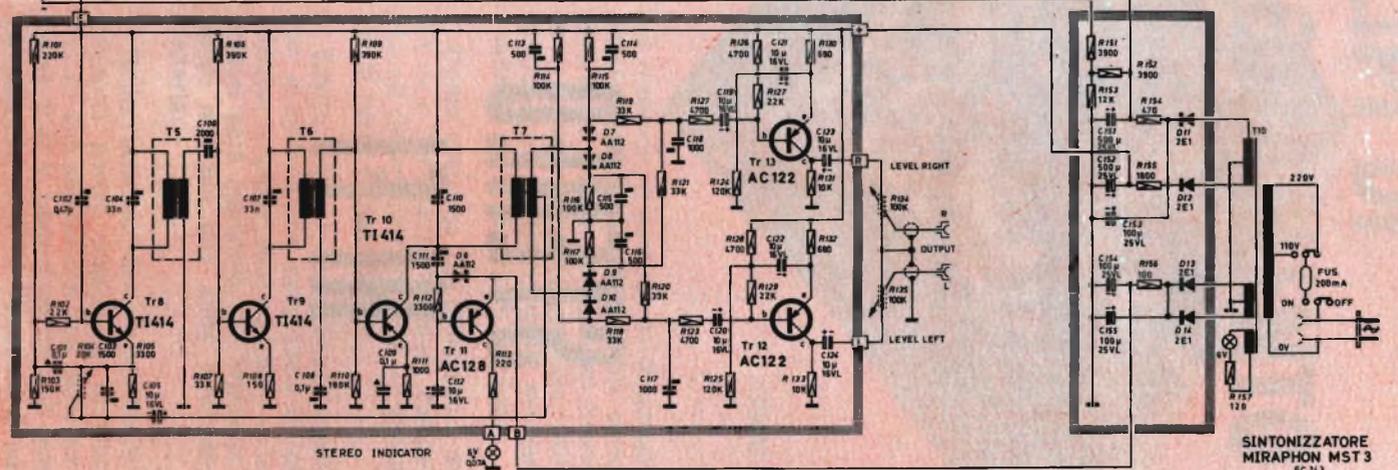
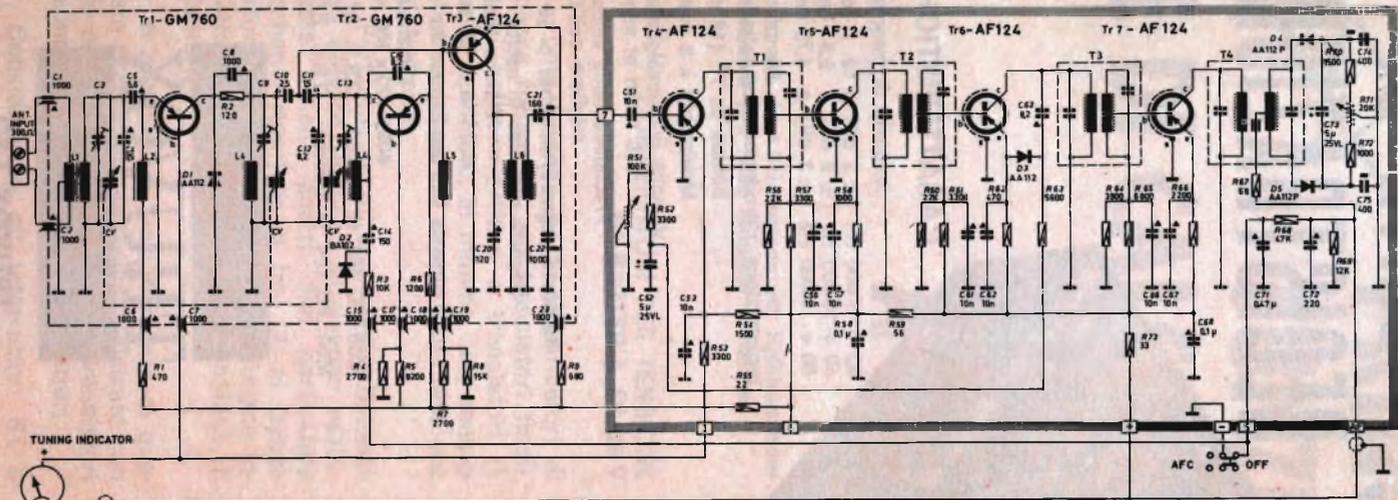
Cond. carta	
Cond. ceramica	
Cond. mica	
Cond. poliestere	
Cond. styroflex	

NAPOLI



C.so V. Emanuele 700/A
Tel. 388100

Via Camillo Porzio 10/A - 10/D
Tel. 221551



SINTONIZZATORE
 MIRAPHON MST 3
 SC 241

UNITA' DI REGISTRAZIONE



**STEREO
HI-FI**

CARATTERISTICHE:

Risposta di frequenza:

30 ÷ 17.000 Hz (± 2 dB) a 19 cm/s.

40 ÷ 10.000 Hz (± 2 dB) a 9,5 cm/s.

60 ÷ 8.000 Hz (± 3 dB) a 4,75 cm/s.

Tre testine:

registrazione, riproduzione, cancellazione.

Bobine da 7" (18 cm).

Movimento a 3 motori.

Velocità di riavvolgimento:

360 metri al minuto.

Precisione della velocità:

migliore dell'1 %.

Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB.

Segnale massimo in uscita: 1 V.

Wow e flutter:

< 0,1 % a 19 cm/s.

Frequenza dell'oscillatore: 90 kHz.

Dimensioni:

405 x 420 x 200 mm.

Mod. PD 102 (2 tracce) - G.B.C. S/178

Mod. PD 104 (4 tracce) - G.B.C. S/180

TRUVOX

**TRUVOX LTD.
NEASDEN LANE
LONDON
ENGLAND**

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E DI CALCOLO DEI CONVERTITORI A TRANSISTOR

Estratto da « Schaltungen mit Halbleiterbauelementen B, » della Siemens & Halske.

Parte IV

CONVERTITORI PER TENSIONE DI BATTERIA DI 36 V

Come avviene negli amplificatori di bassa frequenza, sui transistori finali, così nei convertitori a transistori risulta applicata, al minimo, una tensione inversa pari al doppio della tensione di batteria.

Pertanto, se si vuol usare batterie ad elevate tensioni, si devono realizzare schemi adatti. Nel particolare schema riportato in fig. 14, ai transistori risulta applicata una tensione inversa pari al valore della tensione di batteria.

Il principio di funzionamento di questo tipo di circuito viene illustrato con lo schema di fig. 15 in cui i transistori sono rappresentati da interruttori.

Consideriamo gli interruttori S1 e S2 chiusi, scorre così attraverso l'avvolgimento n1 una corrente in una determinata direzione, durante la secon-

da metà di un periodo si chiudono gli interruttori S3 e S4 mentre saranno aperti S1 e S2 — transistori interdetti —; scorre ora una corrente, nell'avvolgimento primario, della medesima intensità e in direzione opposta.

Come vediamo gli interruttori S3 e S4 — e durante l'altra metà del periodo, gli interruttori S1 e S2 — si trovano in serie sulla batteria.

Sostituendo i transistori agli interruttori si ottiene che nello stato di interdizione — interruttori aperti — ai transistori sarà applicata una tensione inversa non più alta della tensione di batteria.

Nello schema del convertitore si possono perciò impiegare transistori AD131 che sopportano una tensione inversa di 64 V, usando batteria di tensione massima 43 V. La frequenza di oscillazione può venire scelta elevata ottenendo così di impiegare un trasformatore di più piccole dimensioni.

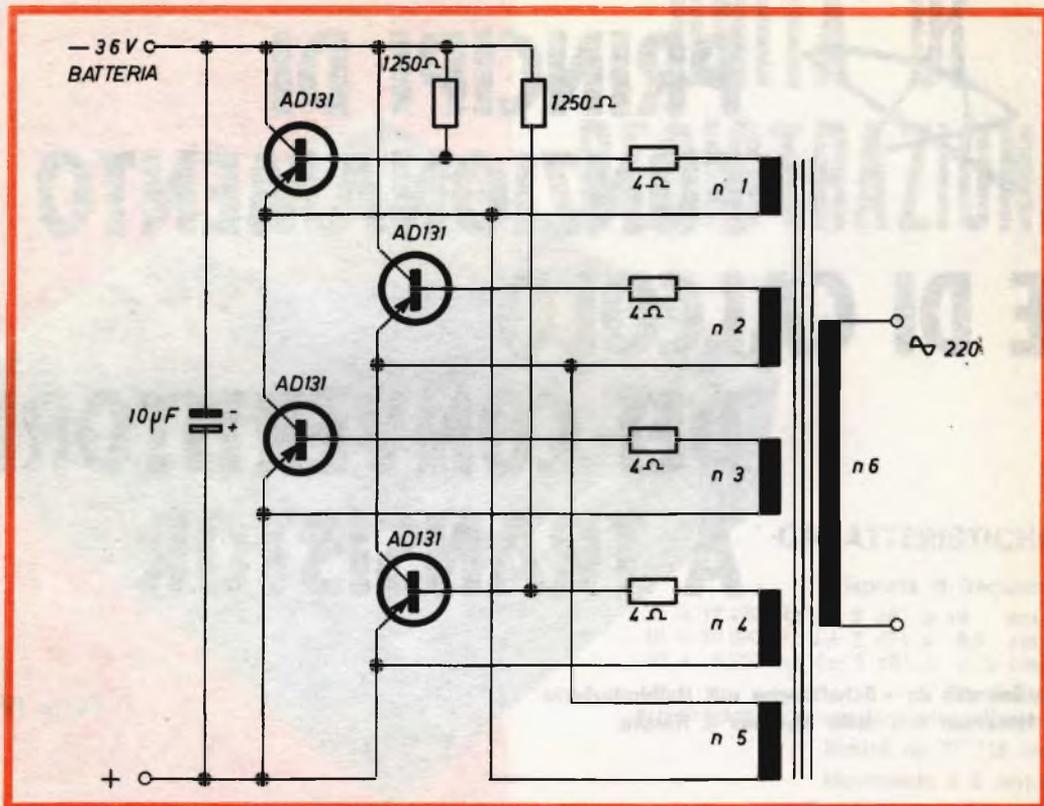


Fig. 14 - Schema elettrico del convertitore funzionante con tensione di batteria di 36 V

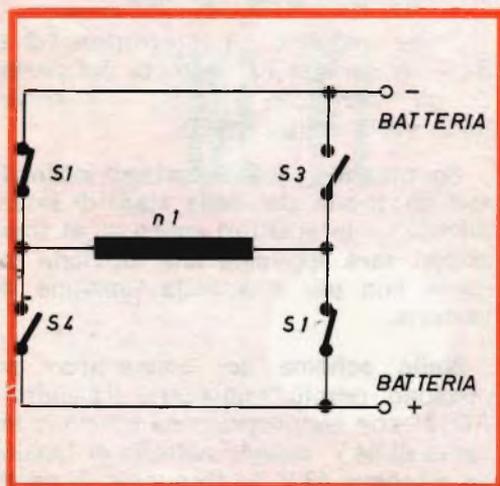


Fig. 15 - Schema di principio del circuito di figura 14.

Dati tecnici del convertitore:

Tensione di batteria	36 ÷ 43 V
Corrente di batteria	3 A
Tensione di uscita	220 V
Potenza di uscita	100 W
Rendimento	85 %
Frequenza di oscillazione	circa 2,5 kHz
Trasformatore	
nucleo in ferrite a E tipo B	66251 - A 0800K026
numero spire	
n1 = n2 = n3 = n4	= 2 spire Ø 0,6
n5	= 50 spire Ø 1,4
n6	= 320 spire Ø 0,55

Gli avvolgimenti n1, n2, n3, n4 vanno avvolti contemporaneamente.

CONVERTITORE A FREQUENZA COSTANTE

La frequenza di oscillazione dei convertitori controfase, quando il trasformatore 1 lavora nel campo di saturazione, è sempre un po' variabile dipendentemente dalla tensione di batteria e dal carico.

Se per particolari impieghi queste variazioni non sono tollerate, si deve impiegare un convertitore sincronizzato, di cui esponiamo un esempio nello schema di fig. 16.

La parte di potenza è realizzata come un convertitore ad avviamento automatico. Un oscillatore, che viene sintonizzato sulla frequenza desiderata, fornisce la sincronizzazione, che tramite un adatto avvolgimento dal trasformatore di comando — TR 1 — riporta sullo stadio di potenza per accoppiamento la necessaria tensione di sincronismo.

La potenza di sincronizzazione, che deve venire procurata dall'oscillatore, è tanto più piccola quanto più vicina è la frequenza propria dello stadio di potenza alla frequenza di oscillazione da controllare.

La tensione di uscita è rettangolare.

Dati tecnici:

Tensione di batteria: $6\text{ V} \pm 15\%$.

Corrente di batteria: 11 A circa.

Potenza nominale: 40 W.

Tensione di uscita: 220 V.

Frequenza di oscillazione: 50 Hz.

Rendimento: 65% circa.

Corrente dello stadio oscillatore:

$1 \div 1,5\text{ A}$.

Massima temperatura della custodia del transistor: $65\text{ }^\circ\text{C}$.

Trasformatore:

Tr1 - lamierino a mantello di mm 55 di lato, spessore 0,35 mm, traferro 0,5 mm, montati nello stesso senso. Spessore del pacco 20 mm.

Avvolgimenti: $n1 = 40$ spire $\varnothing 0,4$, $n2 = 4420$ spire $\varnothing 0,16$, $n3 = 70$ spire $\varnothing 0,3$, $n4 = n5 = 13$ spire $\varnothing 0,6$, avvolgere bifilari.

Tr2 - lamierino a mantello di mm 85 di lato spessore 0,35 mm senza traferro, montati alternati. Spessore del pacco mm 35.

Avvolgimenti: $n1 = n2 = 23$ spire $\varnothing 1,5$, avvolgere bifilari, $n3 = n4 = 10$ spire $\varnothing 0,5$, avvolgere bifilari, $n5 = 1100$ spire $\varnothing 0,4$.

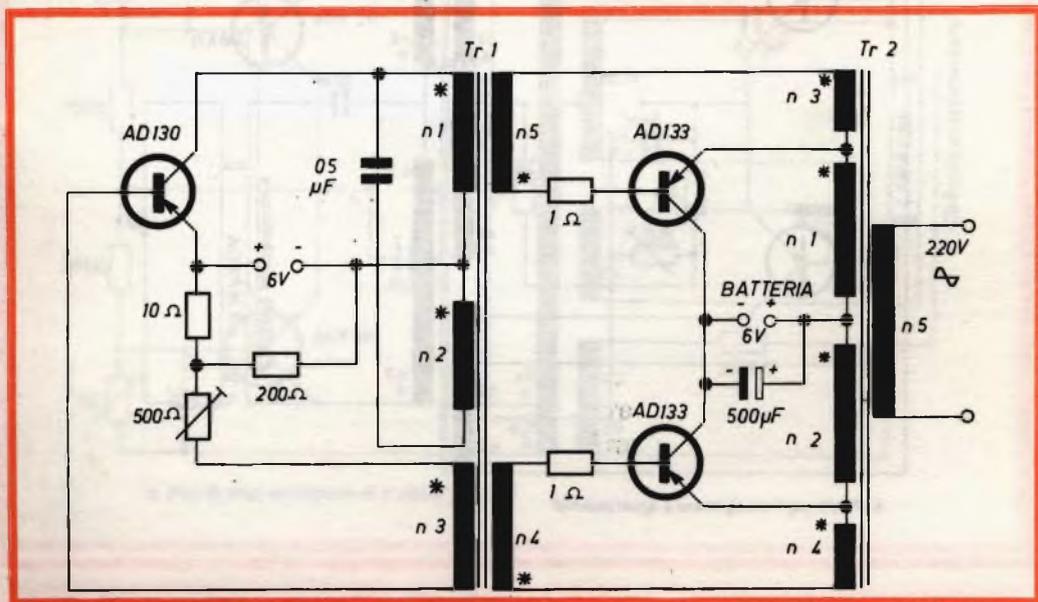


Fig. 16 - Schema elettrico del convertitore a frequenza costante - 50 Hz.

CONVERTITORI PER ALIMENTAZIONE DI LAMPADIE FLUORESCENTI

Essi vengono usati quali alimentatori in caso di interruzione della corrente di rete o per l'impiego su mezzi mobili.

Questi particolari convertitori eliminano, nell'installazione della lampada fluorescente, lo starter ed il reattore, necessari invece in impianti normali; deve però essere applicato un elettrodo supplementare, costituito da una striscia di carta metallizzata, sulla lunghezza del bulbo di vetro — sistema Tachistart —, con ciò si ottiene l'accensione rapida della lampada con l'innesco immediato, inoltre, usando convertitori con frequenza di oscillazione di qualche migliaio di Hz, la luminosità della lampada risulta migliorata in stabilità e rendimento, e risulta diminuito il consumo della lampada stessa.

Lo schema di fig. 17 è previsto per l'alimentazione di una lampada da 6 W con batteria da 6 o 12 V.

L'alta tensione di innesco viene prodotta da un avvolgimento separato del secondario e applicata fra un elettrodo e il bulbo di vetro.

L'accensione della lampada in questo esempio viene azionata chiudendo il tasto T, provocando così il riscaldamento dei catodi, il quale ad accensione avvenuta, viene riaperto. La corrente dei catodi viene limitata dal condensatore in serie.

L'alta tensione a vuoto, ad innesco avvenuto, si abbassa al valore normale di funzionamento.

Gli asterischi in corrispondenza degli avvolgimenti del trasformatore indicano i punti di egual polarità, condizione da tener presente nell'effettuare i collegamenti e rilevabile dagli inizi e fine dei vari avvolgimenti.

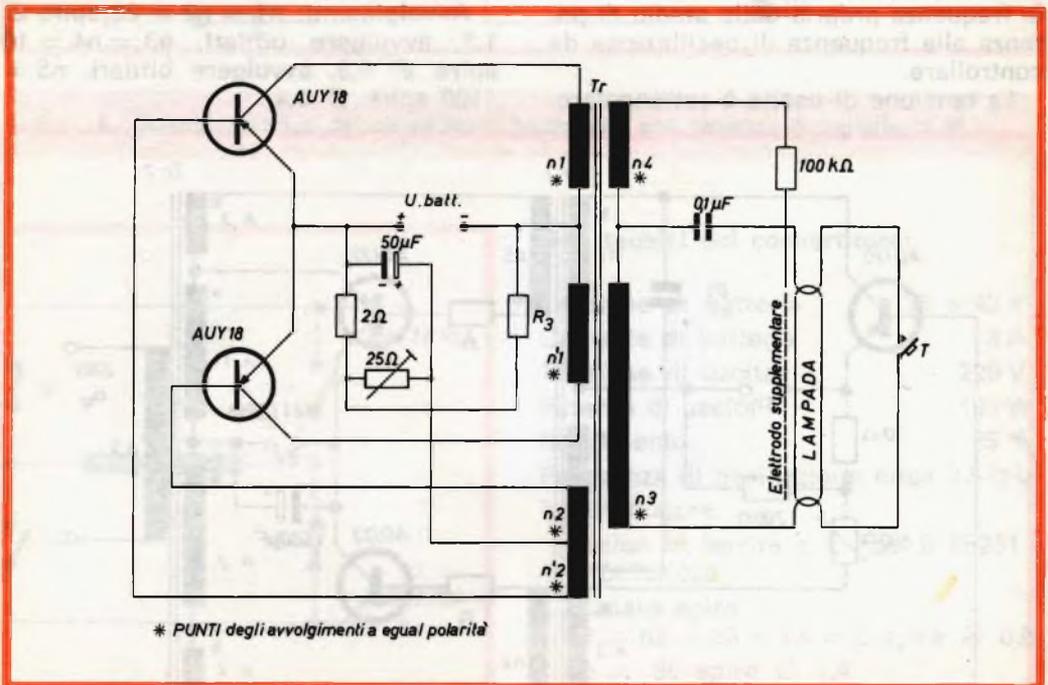


Fig. 17 - Schema elettrico del convertitore per lampade fluorescenti da 6 W.

Dati tecnici:

Tensione di batteria = U_{batt}	12 V	6 V
R_3	500 Ω	200 Ω
Tr = Nucleo in ferrite B65581	\varnothing 28 mm	\varnothing 28 mm
A0250 - A022	traferro 0,6 mm	traferro 0,6 mm
Spire $n_1 = n_1'$	25 \varnothing 0,4	12 \varnothing 0,6
Spire $n_2 = n_2'$	6 \varnothing 0,2	6 \varnothing 0,2
Spire n_3	105 \varnothing 0,3	105 \varnothing 0,3
Spire n_4	750 \varnothing 0,06	750 \varnothing 0,06
Corrente di batteria	0,59 A	1,2 A
Potenza della lampada	6 W	6 W
Tensione di riscaldamento	20 V	20 V
Tensione di innesco	400 V	400 V
Corrente della lampada	155 mA	155 mA
Frequenza di oscillazione a vuoto	11 kHz	11 kHz

Le spire $n_1 = n_1'$ e $n_2 = n_2'$ devono essere avvolte bifilari.

CONVERTITORE PER LAMPADA FLUORESCENTE DA 20 W

Lo schema di fig. 18 è previsto per lampada fluorescente da 20 W con ac-

ensione automatica e rapida, alla inserzione della batteria.

Al secondario del trasformatore vi sono due avvolgimenti separati per il riscaldamento degli elettrodi, oltre ai secondari dell'alta tensione.

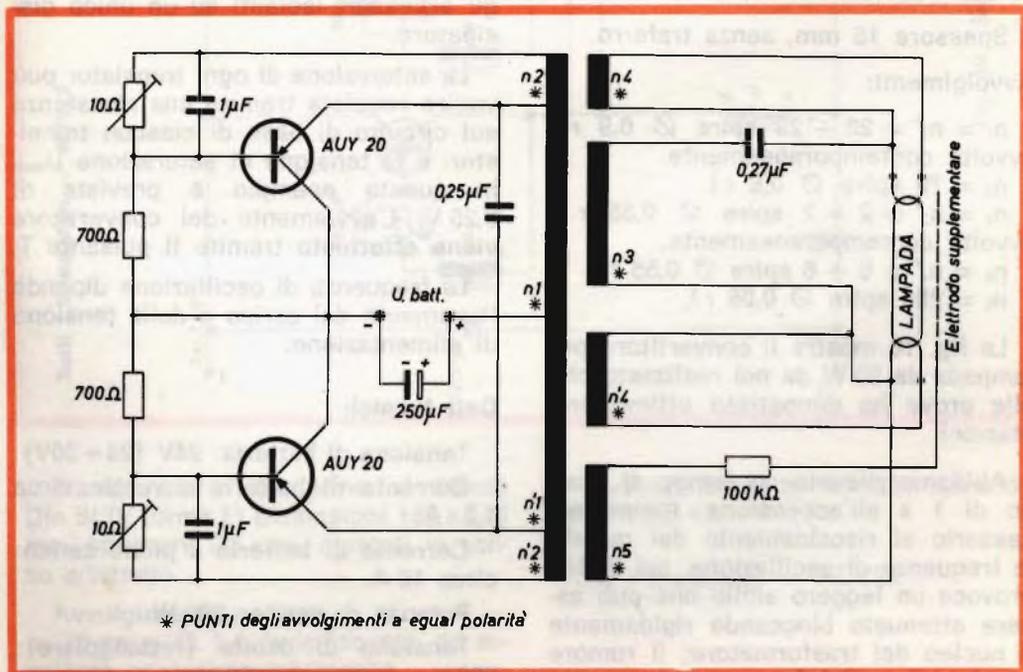


Fig. 18 - Schema elettrico del convertitore per lampade fluorescenti da 20 W.

Dati tecnici:

Tensione di batteria	24 V	30 V
Corrente di batteria	1,38 A	1,66 A
Frequenza di oscillazione	3,5 kHz	4 kHz
Tensione di accensione	26 V	24 V
Corrente della lampada	0,38 A	0,54 A
Tensione di innesco	300 V	360 V

Con le resistenze di base R_b tarabili si deve regolare la punta di corrente di collettore al valore di 2,3 A, con batteria da 24 V. Il principio di funzionamento è come quello dello schema di fig. 17.

I due transistor AUY 20 vanno montati ciascuno su piastre dissipatrici di alluminio di circa 220 cm² di superficie, spessore mm 1,5.

Trasformatore:

Nucleo in ferrite a E mm 42 x 21 - (B 66241 - Aoooo-R026).

Spessore 15 mm, senza traferro.

Avvolgimenti:

$n_1 = n_1' = 23 + 23$ spire \varnothing 0,9 r.l. avvolte contemporaneamente.

$n_3 = 70$ spire \varnothing 0,6 r.l.

$n_2 = n_2' = 2 + 2$ spire \varnothing 0,35 r.l., avvolte contemporaneamente.

$n_4 = n_4' = 6 + 6$ spire \varnothing 0,55 r.l.

$n_5 = 280$ spire \varnothing 0,08 r.l.

La fig. 18 mostra il convertitore per lampada da 20 W da noi realizzato che alle prove ha dimostrato ottime prestazioni.

Abbiamo rilevato un tempo di ritardo di 1 s all'accensione, tempo necessario al riscaldamento dei catodi; la frequenza di oscillazione, sui 3 kHz, provoca un leggero sibilo che può essere attenuato bloccando rigidamente il nucleo del trasformatore; il rumore residuo, dato dal fenomeno di magnetostriazione, può essere eventualmente eliminato annegando il trasformatore in materiale assorbente antifonico.

I transistor vanno scelti di egual fattore di amplificazione e meglio a fattore elevato; le correnti di collettore della coppia vanno equilibrate regolando le due apposite resistenze di base, in modo che i due transistor lavorino col medesimo carico.

Il controllo del buon funzionamento del convertitore può essere praticamente effettuato osservando la corrente prelevata dalla batteria, che non deve superare i valori riportati sulle caratteristiche sopra segnate.

CONVERTITORE DA 200 W - 50 Hz Transistor = AUY 22

Nello schema di fig. 19 in ogni ramo di corrente sono collegati in parallelo 2 transistor AUY 22 e per ogni transistor è previsto un avvolgimento primario separato, onde ottenere un carico simmetrico. I collettori dei transistor hanno tutti uguale potenziale per cui è possibile montare i transistor senza gli accessori isolanti su un unico dissipatore.

La saturazione di ogni transistor può venire regolata tramite una resistenza sul circuito di base di ciascun transistor, e la tensione di saturazione U_{cesat} in questo esempio è prevista di 0,25 V. L'avviamento del convertitore viene effettuato tramite il pulsante T.

La frequenza di oscillazione dipende lievemente dal carico e dalla tensione di alimentazione.

Dati tecnici:

Tensione di batteria: 24V (24÷30V).

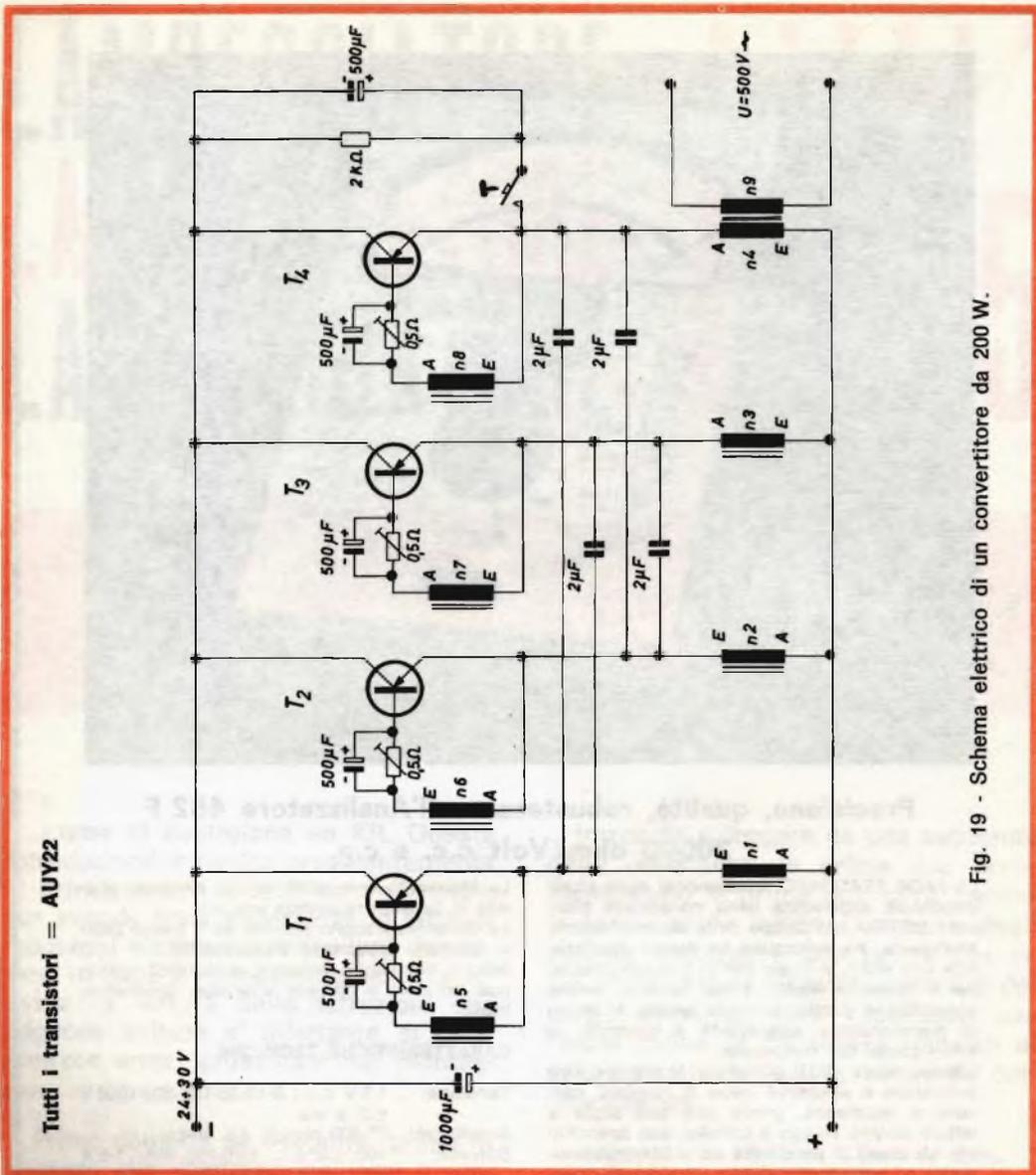
Corrente di batteria a vuoto: circa 1,3 A.

Corrente di batteria a pieno carico: circa 10 A.

Potenza di uscita: 200 W.

Tensione di uscita (rettangolare): 500 V - frequenza: 50 Hz.

Massima temperatura ambiente con un dissipatore di 100 cm² per ogni transistor: 45 °C.



Trasformatore: lamierino al silicio Djn BI IV forma EI dimensioni 130 x 105 mm, spessore 0,5 mm, montati in senso alternato.

Avvolgimenti: $n_1 = n_2 = n_3 = n_4 =$
 $= 75$ spire $\varnothing 1,4$ rame laccato, da avvolgere contemporaneamente.

Avvolgimenti: $n_5 = n_6 = n_7 = n_8 =$
 $= 6$ spire $\varnothing 1,0$ r.l. da avvolgere contemporaneamente.

Avvolgimento: $n_9 = 1500$ spire diametro 0,5 r.l.

Tutti i transistor = AUY22

* Ogni avvolgimento a schema porta le lettere E e A che corrispondono alla fine e inizio dell'avvolgimento stesso, cioè il senso dell'avvolgimento.



Precisione, qualità, robustezza nell'Analizzatore 462 F 20000 ohm/Volt c.c. e c.a.

La FACE STANDARD, avvalendosi della pluridecennale esperienza della consociata francese METRIX nel campo della strumentazione elettronica, ha sviluppato un nuovo analizzatore tipo 462 F, il quale per la sua robustezza, per l'ingombro ridotto e per la sua elevata sensibilità è particolarmente adatto ai lavori di manutenzione, riparazione e controllo in tutti i campi dell'elettronica.

L'analizzatore 462 F consente di rilevare con precisione e sicurezza valori di tensioni, correnti e resistenze, grazie alle sue scale a lettura diretta, all'ago a coltello, allo specchio per gli errori di parallasse ed al suo galvanometro ad equipaggio mobile ultraleggero, perfettamente ammortizzato e protetto contro i sovraccarichi e gli urti meccanici.

Il collaudo preciso e meticoloso, l'alta qualità dei componenti impiegati ed il controllo tempestivo ed efficace delle varie fasi di lavorazioni consentono di ottenere uno strumento in grado di soddisfare le esigenze tecniche dell'elettricista, dell'installatore, del riparatore radio TV e del progettista di circuiti elettronici.

Lo strumento è montato in una elegante scatola in cicolac resistente agli urti.

Le dimensioni molto piccole ed il basso peso lo rendono facilmente trasportabile.

Misure eseguibili: tensioni e correnti continue, tensioni e correnti alternate, resistenze, livelli.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione: 1,5 V c.c.; 3-10-30-100-300-1000 V c.c. e c.a.

Sensibilità: 20.000 ohm/V c.c. e c.a.

Correnti: 100 µA c.c. 1-10-100 mA; 1-5 A c.c. e c.a.

Precisione: ± 1,5 % c.c.; ± 2,5 % c.a.

Resistenze: 5 ohm ÷ 10 Mohm in 3 gamme.

Livelli: da -10 a +52 dB.

Accessori: sonda AT, pinza amperometrica, astuccio di cuoio.

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche - Standard - S.p.A.

Milano, Viale L. Bodio 33/39 - Tel. 37.72

FACE STANDARD

LAMPEGGIATORE LAMPEGGIATORE LAMPEGGIATORE



UK 45



Come si costruisce un Kit. Questa introduzione è rivolta prevalentemente ai principianti e a tutti coloro i quali, pur avendo poca esperienza in fatto di montaggi elettronici, intendono cimentarsi in questa interessante ed utile attività; la lettura delle istruzioni che seguono eviterà al dilettante di commettere errori grossolani nel montaggio.

Primo compito da eseguire, prima di passare alla realizzazione vera e propria del montaggio, è quello di procedere alla identificazione dei componenti. I valori delle resistenze vengono indicati dalle fasce colorate stampate sul loro corpo cilindrico; esiste un codice internazionale dei colori così concepito:

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

Iniziando a leggere da una estremità della resistenza, le prime due fasce identificano le prime due cifre mentre la terza fascia indica il numero degli zeri da aggiungere alle prime due cifre significative; all'altra estremità del corpo cilindrico della resistenza una fascia indica la tolleranza rispetto al valore nominale, con la seguente corrispondenza:

argento = 10 % oro = 5 %

La potenza elettrica che una resistenza può dissipare viene desunta grosso modo dalle sue dimensioni, cioè quanto più grande è la potenza dissipabile, tanto maggiori sono le dimensioni del corpo della resistenza.

I condensatori invece portano sempre indicato dai costruttori il valore della capacità in microfarad e quello della tensione di funzionamento in volt.

I transistor impiegati vengono agevolmente individuati tramite la sigla, l'unico problema è quello di riconoscere i vari terminali: collettore, base ed emettitore; a questo scopo è allegata alle istruzioni contenute nella scatola una figura dove vengono illustrate le varie disposizioni possibili.

In fase di realizzazione la prima operazione da compiere è il montaggio meccanico dei vari componenti sulla piastra a circuito stampato, come per esempio il fissaggio con viti e dadi dei transistori di potenza. In un secondo tempo si procede alla saldatura di tutti gli altri pezzi, tenendo presenti le seguenti regole:

- 1) Lavare accuratamente la piastra con alcool, in modo da eliminare ogni traccia di sporcizia sul strato conduttore.
- 2) Installare i componenti a filo con il lato conduttore passandoli attraverso gli appositi fori.
- 3) Rispettare le varie polarità nella disposizione di condensatori, diodi e transistor.
- 4) Tagliare i reofori lasciandoli sporgenti per circa 5-6 mm di lunghezza, quindi piegare i monconi contro lo strato conduttore.
- 5) Appoggiare la punta del saldatore alla giunzione tra il reoforo e lo strato conduttore della piastra e applicare lo stagno. Questa operazione deve essere rapida e precisa, poichè un contatto troppo prolungato con la fonte di calore può danneggiare sia il circuito stampato che gli stessi componenti.
- 6) Una volta terminate tutte le operazioni di saldatura vanno montati i supporti meccanici della piastra, che consentono l'inserimento della stessa su telaietti metallici, in scatole contenitrici, ecc....

Funzionamento del circuito

Nel progetto di questo lampeggiatore è stato adottato uno degli schemi

più classici della elettronica impulsiva, quello del multivibratore astabile, illustrato in figura 1. La completa simmetria della disposizione dei componenti rende facile la comprensione del funzionamento del circuito. Non appena l'alimentazione a 6 V fornita dalla batteria viene applicata al circuito, tramite la chiusura dell'interruttore di comando, il dispositivo comincia a funzionare. Entrambi i transistor pnp Tr_1 e Tr_2 sono disposti a emettitore comune e inizialmente conducono corrente in quanto le giunzioni emettitore base sono polarizzate direttamente. Questa però è una condizione di equilibrio instabile in quanto è sufficiente un minimo segnale di rumore applicato alla base di un transistor per provocare una reazione rigenerativa che porta un transistor in saturazione e l'altro all'interdizione. Per esempio se sulla base di Tr_1 arriva un piccolo segnale positivo, il transistor conduce meno corrente per cui la caduta di tensione ai capi della lampada L_1 diminuisce.

Questo segnale negativo viene riportato, tramite la capacità C_1 , sulla base di Tr_2 che viene portato verso le condizioni di saturazione.

L'ampia caduta di tensione così ottenuta ai capi di L_2 viene riportata nuovamente sulla base di Tr_1 tramite la capacità C_2 . Al termine di questa fase quindi Tr_1 risulta interdetto, Tr_2 è in saturazione, L_2 è accesa.

Da questo momento inizia la scarica della capacità C_2 attraverso la resistenza R_1 , per cui la base di Tr_1 ritorna verso valori negativi, cioè il transistor Tr_1 viene riportato in condizioni di condurre corrente.

La spira di reazione agisce questa volta in senso inverso al precedente, per cui alla fine di essa risulterà Tr_1 in saturazione e Tr_2 interdetto; ciò in pratica corrisponde alla accensione della lampada da L_1 . La frequenza di commutazione dipende dal valore delle costanti di tempo formate dalla resistenza e dalla capacità. Nel nostro caso la costante di tempo ha un valore vicino ad

un secondo ($C = 500 \mu\text{F}$; $R = 1,5 \text{ k}\Omega$) e il tempo di commutazione risulta leggermente più breve.

Montaggio dei componenti

Bisogna innanzitutto individuare esattamente i punti di saldatura di ciascun terminale. Per questo è opportuno riferirsi alla figura 2, dove sulla piastra a circuito stampato appaiono già montati tutti i componenti sul lato isolato. Si passa quindi alle operazioni di fissaggio e saldatura che vanno eseguite con le solite modalità: dapprima vanno collocate nelle rispettive posizioni le due resistenze da $1,5 \text{ k}\Omega$, poi i due condensatori da $500 \mu\text{F}$. È di importanza fondamentale rispettare le polarità indicate in fig. 2, sia per i condensatori, sia per i terminali dei due transistori. Questi ultimi devono corrispondere ai fori indicati con **e** (emettitore), **b** (base), **c** (collettore); la saldatura va effettuata lasciando il corpo del transistor un po' staccato dalla piastra.

I due porta lampade vanno collegati tramite fili alle due coppie di punti

A-B e C-D. La disposizione di questi porta lampade può essere variata a piacere secondo le esigenze di utilizzazione dell'apparecchio.

La batteria di alimentazione da 6 V va collegata ai terminali + e - chiaramente indicati sulla piastra; tra il polo negativo della batteria ed il corrispondente punto di collegamento sul circuito stampato conviene sempre inserire un interruttore di comando.

Applicazioni

Il dispositivo, facilmente portatile grazie alle ridotte dimensioni, deve anche essere pronto all'uso in qualsiasi situazione di emergenza; conviene perciò adottare per il montaggio complessivo un contenitore, entro cui sistemare sia la piastra con i componenti montati, sia la batteria di alimentazione, portando all'esterno della scatola l'interruttore di comando e le due lampadine.

Seconda esigenza fondamentale è quella della visibilità del lampeggiatore: per questo le due lampadine devono

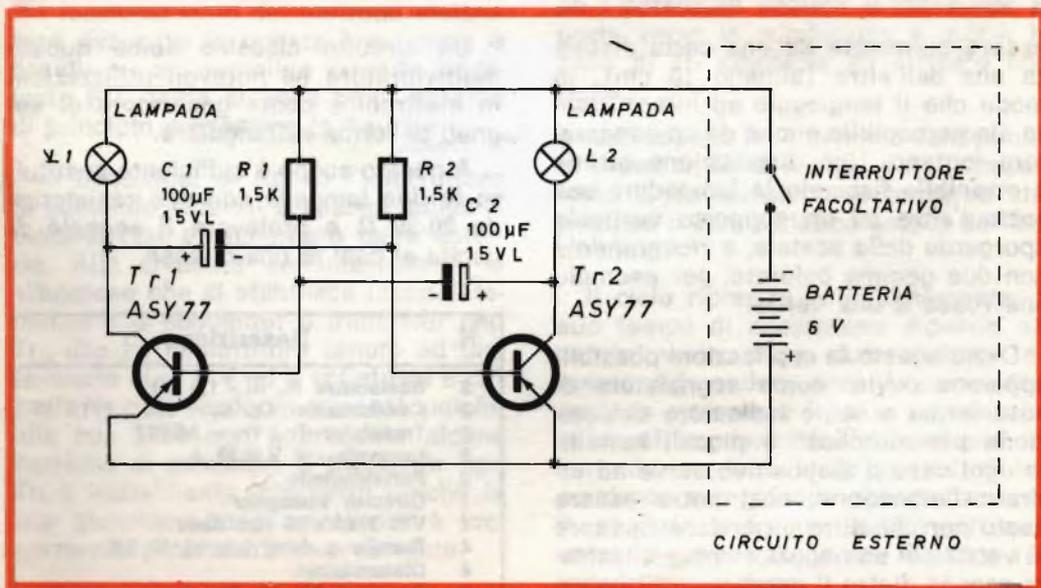


Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico del lampeggiatore.

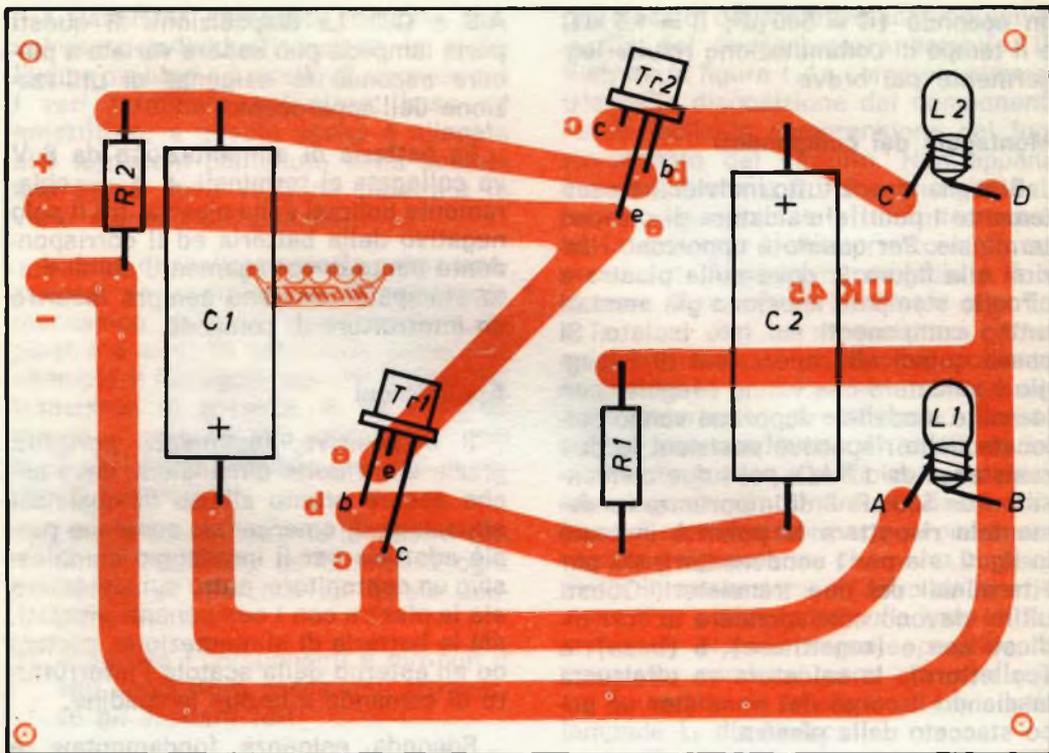


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a montaggio ultimato.

essere sistemate ad una certa distanza una dall'altra (almeno 10 cm), in modo che il lampeggio ad intermittenza sia percepibile anche da un osservatore lontano. Una disposizione ottima è ottenibile fissando le lampadine una sotto l'altra ad un supporto verticale sporgente dalla scatola, e ricoprendole con due gemme colorate, per esempio una rossa e una verde.

Detto questo le applicazioni possibili appaiono ovvie: come segnalatore di auto ferma o come indicatore di posizione per motoscafi o piccoli battelli. In ogni caso il dispositivo serve ad attirare l'attenzione, così potrà essere usato per abbellire e per fare risaltare le vetrine di un negozio; oppure, lasciato acceso dietro il parabrezza di un'automobile, potrà aiutare il proprietario a rintracciare il suo veicolo in un posteggio affollato e male illuminato.

Un circuito classico come questo multivibratore ha notevoli utilizzazioni in elettronica come generatore di segnali di forma rettangolare.

A questo scopo è sufficiente sostituire le due lampade con due resistenze da 20-30 Ω e prelevare il segnale di uscita ai capi di una di esse.

N.	Descrizione
2	Resistenze R_1 , R_2 - 1,5 k Ω
2	Condensatori C_1 , C_2 - 500 μ F/15 V
2	Transistor Tr_1 , Tr_2 - ASY77
2	Lampade - 4 V/0,23 A
2	Portalampane
1	Circuito stampato
4	Viti 3MA x 15 con dado
4	Ranelle a denti interni \varnothing 3,2
4	Distanzatori
2	Spezzoni filo cm 50

Kit completo UK 45 - SM/1045 In confezione « Self Service ». Prezzo di listino L. 4.400.

METRONOMO



ELETTRONICO

UK 35

Il funzionamento di questo metronomo elettronico, presentato in scatola di montaggio, è basato sull'azione di un circuito oscillante RC, il quale genera impulsi udibili attraverso un altoparlante. La frequenza di ripetizione di questi impulsi è regolabile a piacere, cosicchè il dispositivo risulta utilizzabile in numerose applicazioni.

Funzionamento del circuito

Lil funzionamento del metrono elettronico descritto in queste brevi note è basato su un semplice circuito oscillante RC, come si vede nello schema di principio presentato in figura 1.

In condizioni di riposo l'interruttore di comando esterno è aperto, quindi il circuito non è alimentato dalla batteria. Alla chiusura dell'interruttore la situazione che si stabilisce immediatamente è la seguente: il transistor pnp Tr_1 , che ha l'emettitore tenuto ad una tensione di + 6 V ed il collettore a circa 0 V, non conduce corrente poichè alla sua base non è presente alcuna corrente di comando. Il transistor npn Tr_2 è inizialmente interdetto poichè la sua giunzione base emettitore è leggermente polarizzata inversamente.

Mediante il potenziometro R_2 si regola l'intensità di corrente che scorre nel ramo R_1 - R_2 - C_1 e di conseguenza la velocità di carica del condensatore C_1 ,

da cui dipende la tensione di base di Tr_2 . Man mano che quest'ultima va verso i potenziali positivi il transistor si porta verso la conduzione e quindi in base di Tr_1 comincia ad arrivare corrente.

Non appena Tr_1 è in piena conduzione la capacità, C_1 si scarica e sull'altoparlante si ha un picco di tensione che produce il caratteristico battito del metronomo.

Il ciclo riprende immediatamente; il suo tempo di esecuzione dipende essenzialmente dalle due costanti di tempo del condensatore: la carica che avviene attraverso R_2 e la scarica che si ha sull'impedenza dell'altoparlante. Inserendo un altoparlante con 8 Ω di impedenza e regolando opportunamente R_2 si varia la frequenza di ripetizione entro la gamma compresa tra 20 e 150 impulsi per minuto.

Comunque volendo ottenere una più rapida ripetizione dei battiti si può scegliere un altoparlante con impedenza

za più bassa ottenendo variazioni tra 40-50 impulsi per minuto e circa 300 impulsi per minuto.

Montaggio dei componenti

Prima di iniziare la realizzazione pratica conviene innanzitutto individuare con precisione i punti cui vanno collegati i vari componenti. Per questo bisogna osservare con attenzione la figura 2 dove sulla piastra a circuito stampato appaiono già disposti tutti i componenti e si vedono chiaramente i punti di contatto.

Si procede quindi al fissaggio della resistenza e del condensatore, secondo il solito procedimento più volte enunciato; cioè si appoggiano i componenti sul lato isolato della piastra, si piegano i reofori ad angolo retto e li si infilano negli appositi fori. Si tagliano quindi i reofori lasciandoli sporgere per 5-6 mm, si piegano a filo con lo strato ramato e si saldano.

Prima di montare il potenziometro bisogna collegare con un ponte di filo saldato il suo terminale centrale con uno laterale, in modo che esso lavori come carico variabile senza derivazione. Il terminale centrale e quello late-

rale libero, vanno collegati ai due punti E ed F sulla piastra. Si possono utilizzare due disposizioni diverse, collocando il potenziometro appoggiato alla piastra, sul lato isolante, e saldando i suoi terminali ai punti E ed F tramite brevi monconi di filo, cosicché la piastra stessa serve anche da supporto meccanico per il potenziometro.

Una sistemazione più elegante prevede che il potenziometro sia fissato separatamente, per esempio su un telaio di supporto, e venga collegato ai punti citati tramite due fili di lunghezza opportuna.

Successivamente vanno saldati sulla piastra i due transistori, avendo cura di rispettare la disposizione dei terminali quale è indicata in figura 2 con le lettere c (collettore), b (base), e (emettitore).

Si passa quindi all'allacciamento dei componenti esterni. I due poli della batteria di alimentazione da 6 V vanno collegati rispettivamente ai punti A (+) e B (-) indicati sulla piastra; tra il polo negativo della pila e il punto B conviene comunque inserire un interruttore di comando. Tra i punti B1 e C deve essere inserito l'altoparlante.

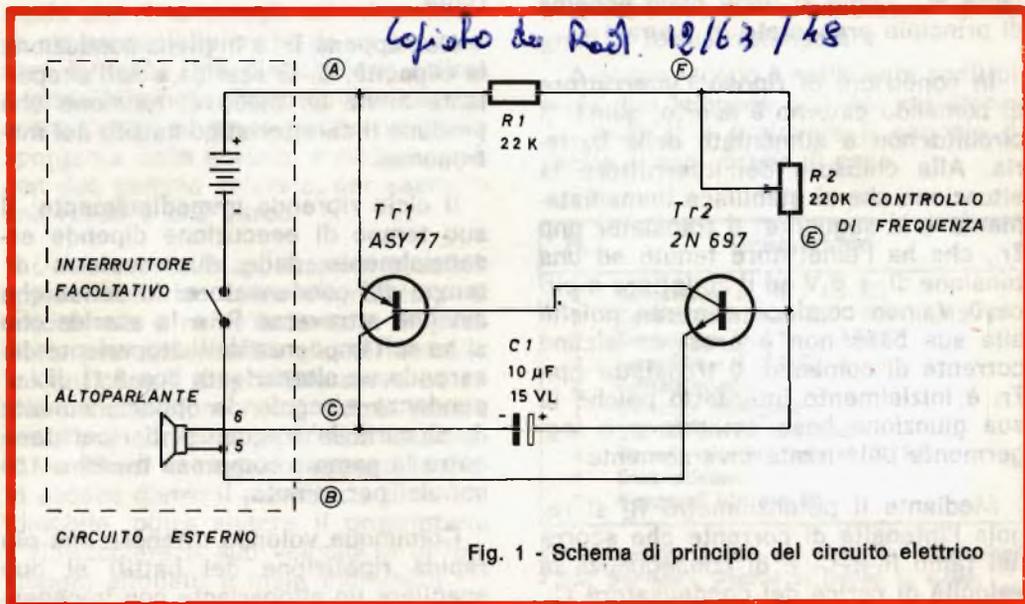


Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico

Applicazioni

Una volta completato il montaggio, il metronomo a due transistor è pronto a funzionare e a rendersi utile in una infinità di applicazioni nei campi più svariati, dove sia necessario avere un efficace segnatempo.

È un ottimo ausilio in studi di musica o di dattilografia, ed anche nel campo degli sport quando si stia imparando il coordinamento di movimenti difficili.

Da non sottovalutare poi l'utilizzazione che può avere un circuito del genere nel campo delle misure elettroniche. In questo caso si può escludere l'altoparlante ed inviare il segnale direttamente all'ingresso di un altro circuito, come un amplificatore, un multivibratore, ecc... Si ha così a disposizione un impulso la cui ampiezza è notevole, in quanto durante la scarica di C_1 si viene a trovare ai capi della resistenza di carico quasi l'intera tensione fornita dalla batteria, cioè circa 6 V. Inoltre la frequenza di ripetizione di questi impulsi può essere variata entro limiti notevoli agendo sia sul valore del potenziometro R_2 sia sul valore della resistenza di carico. Per esempio

se quest'ultima varia tra 3 e 10 Ω si ottengono frequenze da 15 impulsi per minuto fino a 350-400 impulsi per minuto. I distanziatori forniti in dotazione risultano utili per fissare il circuito, una volta completato il montaggio, su un telaio metallico o in un contenitore qualsiasi. Una sistemazione elegante e funzionale si ottiene inserendo l'altoparlante in una apposita cassetta, entro la quale si possono poi collocare, grazie alle loro modeste dimensioni, le altre parti del dispositivo; all'esterno vengono fissati per maggiore comodità l'interruttore di comando ed il potenziometro di regolazione. L'insieme risultante risulta compatto, leggero e facile da trasportare ovunque.

N.	Descrizione
1	Resistenza R_1 - 22 k Ω
1	Potenziometro R_2 - 220 k Ω
1	Condensatore C_1 - 10 μ F/15 V
1	Transistor Tr_1 - ASY77
1	Transistor Tr_2 - 2N697
1	Circuito stampato
4	Viti 3MA x 15 con dado
4	Ranelle a denti interni \varnothing 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo cm 50

Kit completo UK 35 - SM/1035 in confezione « Self Service ». Prezzo di listino L. 4.300.

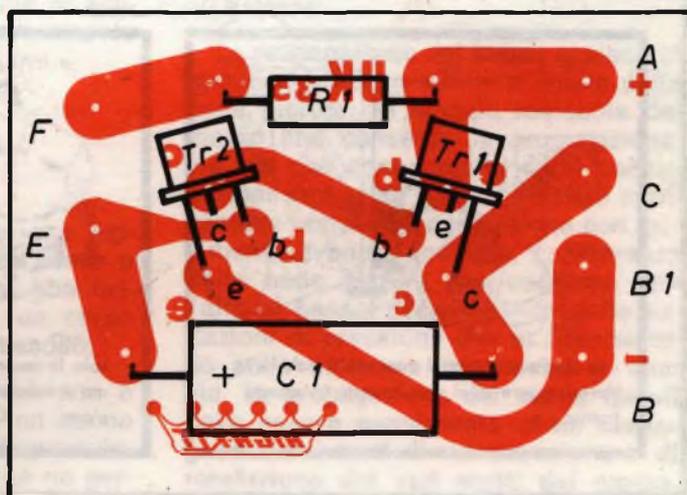


Fig. 2 - Disposizione dei componenti a montaggio ultimato sulla piastra a circuito stampato.



VIDEO RISATE

TV - SPORT



« Cari telespettatori, vi trasmettiamo dallo stadio civico dove si sta svolgendo in questo istante l'esame finale per i neo-arbitri... ».



« Non mi stia a seccare: me l'ha detto il mio allenatore di "MARCARE" il n. 9... ».



« Le dispiace alzare al massimo il volume? Vorrei sapere quel che succede in questa partita... ».



« UNO — ehi svegliati!... — DUE — è solo la seconda ripresa... — TRE — abbiamo il contratto con la televisione per mezz'ora... — QUATTRO... ».



Gli ultrasuoni - I Parte

Giorno per giorno aumenta il numero dei tecnici che si trovano nella necessità di effettuare la messa a punto o la riparazione di apparecchiature che si valgono degli ultrasuoni per applicazioni mediche, industriali o navali di conseguenza riteniamo opportuno passarne in rassegna i principi di funzionamento e le principali applicazioni pratiche. Naturalmente prima di addentrarci in tale campo riteniamo doveroso premettere qualche nozione di acustica, almeno per quanto concerne le principali proprietà dei « suoni ».

IL SUONO

Il suono è una sensazione che agisce sull'organo dell'udito dell'uomo e degli animali e che trova la sua origine nel moto vibratorio di un corpo allo stato solido, liquido o gassoso.

Il movimento vibratorio però non è la condizione unica affinché un suono possa essere udito ma è indispensabile la presenza di un **mezzo** che ne per-

metta la propagazione dal corpo in vibrazione all'orecchio. Tale mezzo a sua volta può essere solido, liquido o gassoso, e nel caso più comune è costituito dall'aria o dall'acqua. Che il suono non si propaghi nel vuoto è stato dimostrato a suo tempo mediante il noto esperimento della campana, nella quale era stato fatto il vuoto spinto, e nel cui interno veniva fatta vibrare una suoneria il cui suono non era udibile all'esterno.

La **propagazione del suono** avviene in maniera del tutto simile a quella delle onde marine: le singole molecole del mezzo che consente la propagazione, via via che sono colpite dalle perturbazioni provocate dalle vibrazioni meccaniche entrano in oscillazione con movimento avanti e indietro, a differenza delle onde marine che oscillano dall'alto al basso, determinando delle variazioni di pressione che si ripercuotono sulle molecole successive e così via. **La propagazione del suono quindi deve essere considerata come conseguenza dei moti di compressione e di rarefazione dei vari strati del mezzo.**

Mentre nei gas e nei liquidi si forma soltanto un movimento **longitudinale** nei solidi si notano anche dei movimenti **trasversali**.

La **velocità di propagazione** è strettamente legata al mezzo e dipende inoltre da molti altri fattori quali la **temperatura**, la **densità**, la **compressibilità**, il **modulo di elasticità** (dei solidi), la **salsedine** (dell'acqua marina), la **profondità** o l'**altitudine** ecc.

Nei gas la velocità di propagazione, secondo la legge di **Laplace**, può essere calcolata con la formula:

$$1,4 \cdot P/d$$

nella quale **P** indica la pressione del gas e **d** la sua densità.

Le velocità del suono nell'aria, a 0°, è di circa 333 metri al secondo mentre a 20° è di 343 m/s ed aumenta con l'aumentare della temperatura in funzione della formula $V = 333 + 0,6 t^\circ$, dove **t** indica la temperatura in gradi centigradi.

Nell'acqua, a 10°, la velocità di propagazione è di 1435 m/s, a 20° di 1480 m/s, mentre nei solidi raggiunge i 5130 m/s nell'acciaio, 5000 m/s nel ferro ecc.

CARATTERISTICHE DEL SUONO

Un suono è caratterizzato dal nostro orecchio per mezzo di tre fattori d'ordine psico-fisiologico: l'**altezza**, l'**intensità** ed il **timbro**.

L'**altezza** dipende strettamente dalla frequenza di oscillazione del moto vibratorio, cioè dalle oscillazioni che si succedono in un secondo. Un suono è definito **basso** o **grave** quando è originato da un numero esiguo di vibrazioni, mentre è definito alto o acuto se prodotto da un numero elevato delle stesse. Da notare che i suoni sottomarini generalmente sono compresi fra 50 e 2000 oscillazioni.

L'**intensità** è invece quella proprietà per cui un suono può essere udito più o meno forte. Essa dipende dall'ampiezza del moto vibratorio e quindi dal massimo spostamento che subiscono le molecole nel mezzo.

Nell'acqua il minimo suono percettibile ha un'ampiezza di 1/1000000 di millimetro mentre nell'aria la minima compressione possibile è di 1/1000000 di grammo per cm quadrato.

Il **timbro** infine è quella proprietà per cui è possibile distinguere fra loro due note aventi identica altezza e identica intensità qualora siano emesse da sorgenti diverse. Esso dipende dalla forma delle vibrazioni e dal numero delle armoniche che accompagnano il suono fondamentale.

Non è inopportuno ricordare che il famoso effetto **Doppler** per cui un suono aumenta la sua altezza (cioè la frequenza) qualora il dispositivo che lo genera sia in movimento e si avvicini all'ascoltatore (o viceversa che sia l'ascoltatore ad avvicinarsi al suono) e la diminuisce quando se ne allontana, si spiega con il fatto che nel primo caso, cioè in fase di avvicinamento, in un dato intervallo di tempo arrivano all'orecchio un numero di vibrazioni maggiore di quelle che arriverebbero se il mezzo fosse fermo mentre ne riceve un numero inferiore nel secondo caso, cioè in fase di allontanamento (il fenomeno lo abbiamo trattato ampiamente nello studio della propagazione delle onde em, in questa stessa rubrica).

I fenomeni di rifrazione, riflessione e diffrazione, già trattati per le onde em, sono comuni anche alle onde sonore.

L'orecchio umano in genere può percepire suoni compresi fra i 16 ed i 18.000 Hz però la maggior parte degli individui normali percepisce le sole frequenze fra i 25 ed i 12.000/14.000 Hz, sebbene vi sia qualche elemento avente la possibilità di udire note superiori ai 20.000 Hz.

Naturalmente non possiamo intrattenerci sulla funzione e sulla costituzione dell'orecchio per non uscire fuori dai limiti che ci interessano è però il caso di ricordare la legge di **Webber-Fechner** la quale afferma che « **l'entità della sensibilità auditiva non cresce proporzionalmente all'aumento della intensità sonora ma bensì cresce in funzione del logaritmo a base 10 che rappresenta tale intensità sonora** ».

Ciò in definitiva significa che affinché l'orecchio abbia la sensazione che un suono sia **raddoppiato** di intensità è necessario **centuplicarlo**.

Può essere utile sapere che se si fa crescere l'intensità di un suono, mantenendo rigorosamente costante la sua frequenza, l'orecchio proverà la sensazione che la frequenza stessa diminuisca se si tratta di un suono basso e che cresca se si tratta di un suono acuto. Così pure, se si mantiene costante l'intensità e si fa crescere la frequenza di un suono l'orecchio accuserà una variazione notevole delle intensità auditiva (impressione suggestiva) con un massimo per le frequenze comprese fra i 1000 ed i 5000 Hz. Ciò dimostra ampiamente come l'orecchio sia uno strumento la cui sensibilità dipende prevalentemente dall'altezza dei suoni.

ULTRASUONI

Mentre si definiscono come **infrasuoni** quelle vibrazioni meccaniche aventi una frequenza inferiore a quelle percettibili dall'orecchio umano, cioè inferiori ai 16 Hz, si chiamano **ultrasuoni** le vibrazioni meccaniche aventi una frequenza superiore ai 16.000 Hz ed alla quale l'orecchio umano è insensibile.

Gli ultrasuoni furono oggetto di esperienze già all'inizio del nostro secolo e fra i primi fisici che si dedicarono a tale studio il **Galton** riuscì a realizzare un fischietto ad aria compressa con il quale ottenne frequenze dell'ordine dei 30.000 Hz. Tali ricerche però non uscirono dall'ambito sperimentale e fu soltanto verso il 1913 che furono effettuati i primi tentativi di applicazioni pratiche, atte a sfruttare le proprietà riflettenti degli ultrasuoni nella ricerca degli ostacoli sottomarini.

Tale orientamento ebbe un ulteriore sviluppo durante la prima guerra mondiale ad opera del prof. **Langevin** il quale realizzò il primo apparecchio destinato alla ricerca dei sommergibili sfruttando le proprietà piezo-elettriche del quarzo: apparecchi simili furono costruiti contemporaneamente dai tedeschi. Superato il primo periodo bel-

TABELLA 1

Tipo del suono	Definizione	Frequenza in Hz
non udibili	infrasuoni	inferiore ai 16
udibile	suoni bassi o gravi	da 16 a 200
	suoni medi	da 200 a 2.000
	suoni alti o acuti	da 2.000 a 16.000
non udibile	ultrasuoni a BF ultrasuoni a MF ultrasuoni a AF	da 16.000 a 150.000 da 150.000 a 1.500.000 oltre il 1.500.000

lico le ricerche scientifiche sugli ultrasuoni si estesero pur restando generalmente limitate al campo degli scandagli navali e dei rivelatori di ostacoli sottomarini. Anche in Italia furono eseguiti numerosi esperimenti, e furono spese ingenti somme ad opera della Marina Militare la quale negli anni 1931-1932 destinò a tale scopo il cacciatorpediniere « Poerio »: purtroppo i risultati raggiunti a differenza di quanto avvenne in altri paesi furono deludenti.

L'evoluzione subita dalla tecnica elettronica dopo la seconda guerra mondiale naturalmente ebbe particolari riflessi anche nei confronti degli ultrasuoni. Studi ben coordinati oltre a consentire di constatare come la stessa natura fosse una sorgente insospettata di vibrazioni ultrasonore, dette il via a innumerevoli applicazioni pratiche di carattere industriale e biomedicale.

GENERALITÀ

Gli ultrasuoni godono delle stesse leggi del suono, della luce e delle onde em dato che essi sono soggetti ai fenomeni di riflessione, rifrazione e diffrazione di conseguenza nel passare ad un mezzo avente densità diversa da quello normale di propagazione, possono essere in parte riflessi ed in parte rifratti, ma oltre un certo limite, che come è noto è detto **angolo limite**, sono completamente riflessi.

L'energia irradiata dagli ultrasuoni è sempre rilevante rispetto ai suoni normali per il fatto che **essa cresce proporzionalmente al quadrato della frequenza di lavoro**, secondo la formula:

$$E = kp (A + F)^2$$

dove **E** è uguale all'energia, **F** alla frequenza, **A** all'ampiezza e **kp** rappresenta un coefficiente di proporzionalità.

Gli ultrasuoni possono essere generati in tre modi distinti e precisamente: per **effetto meccanico**, per **magnetostriazione** e per **effetto piezo-elettrico**.

I sistemi meccanici più noti sono il fischietto di **Galton** con il quale, ad opera del perfezionamento apportatovi da **Edelman**, si possono raggiungere delle frequenze fino a 100 kHz, il generatore di **Holtzmann** costituito da un tubo di vetro eccitato da due cinghie di cuoio morbido, che sfregano il tubo stesso, il generatore di **Hartmann** a correnti di gas, di cui quello a idrogeno consente di raggiungere i 600 kHz, la **sirena di Parsons**, eccetera.

Vale la pena di descrivere il fischietto di Galton dato che ha un interesse fisico-storico notevole. Esso si basa sul principio fisico per cui è possibile ottenere suoni a frequenze molto elevate soffiando su un tubo chiuso. In questo caso l'aria entrando nel tubo viene ad urtare contro l'apertura e provoca delle vibrazioni, cioè dei suoni, dei quali viene rinforzato quello che corrisponde alla frequenza di risonanza. Se la corrente d'aria è molto intensa si ottiene la risonanza anche per gli armonici di tale frequenza e quindi si hanno note ancor più elevate. Nei tubi chiusi la lunghezza d'onda fondamentale corrisponde a quattro volte la lunghezza del tubo.

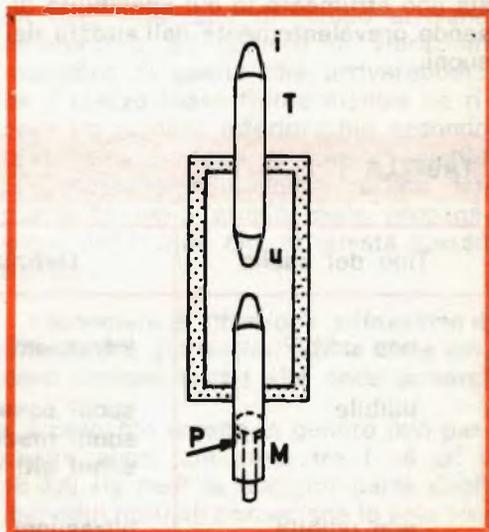


Fig. 1 - Fichietto di Galton: T = tubo d'ingresso aria (i); u = uscita aria; M = tubo per la regolazione della frequenza con pistoncino P.

In figura 1 è visibile un fischiotto di Galton costituito da un tubo T dal quale esce l'aria compressa, che partendo dall'imboccatura i arriva all'uscita u e va ad urtare con l'apertura di un altro tubo M le cui dimensioni interne possono essere variate a piacere tramite il pistoncino mobile P. Se la colonna d'aria che vibra nella cavità è lunga L centimetri il suono fondamentale ha λ vicina a $4L$ e la frequenza degli ultrasuoni è uguale a:

$$f = 34.300/4L$$

Dato che come abbiamo detto, la frequenza del suono dipende principalmente dalle dimensioni della cavità risonante del tubo M riducendo, a mezzo del pistone le sue dimensioni si otterranno suoni sempre più alti che superano largamente la gamma iniziale degli ultrasuoni.

La **magnetostrizione** è quel fenomeno per cui si **ottengono delle variazioni di lunghezza in un materiale magnetico** (in modo particolare il nichel) **quando esso sia sottoposto a delle variazioni cicliche del campo magnetico**. Con tale sistema è possibile ottenere degli ultrasuoni aventi frequenze prossime al MHz.

Il terzo metodo per generare degli ultrasuoni è quello **piezo-elettrico**, che consente di raggiungere frequenze elevatissime. Questo fenomeno che è comune a molti cristalli, ed in modo particolare al quarzo, consiste nel fatto che quando essi sono sollecitati meccanicamente, in adatte direzioni nei confronti dei loro assi cristallografici, si notano in alcune facce delle cariche elettriche che sono proporzionali alle sollecitazioni meccaniche subite.

Negli ultrasuoni naturalmente è sfruttato il fenomeno inverso per cui applicando al cristallo una differenza di potenziale esso subisce delle contrazioni tali e quali fosse sottoposto a delle pressioni meccaniche.

Tanto sulla magnetostrizione quanto sulla piezoelettricità ritorneremo in seguito.

GLI ULTRASUONI NEI FENOMENI NATURALI

Come abbiamo detto più sopra le ricerche sugli ultrasuoni hanno fatto progressi decisivi soltanto in questi ultimi decenni: ciò è dovuto al fatto che solo recentemente sono stati costruiti dei microfoni aventi frequenze di risposta superiori a quelle dei suoni normali. Attualmente infatti si costruiscono dei microfoni che sono lineari fino a 100 e più kHz. Essi generalmente sono del tipo a quarzo ma la fabbricazione sintetica di sali piezoelettrici a base di fosfati e di tartaro di ammonio ha consentito la costruzione di microfoni aventi una curva di risposta così lineare da non dover più tenere conto delle diversità di rendimento alle varie frequenze.

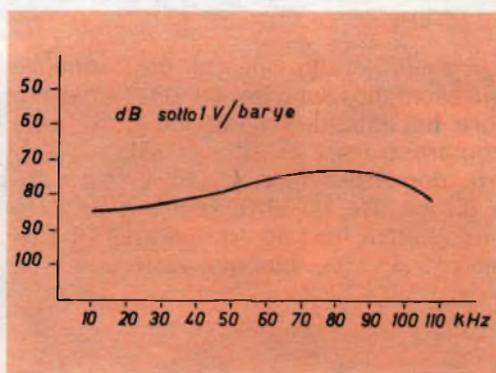


Fig. 2 - Caratteristica di un microfono per ricerche nel campo degli ultrasuoni.

Inoltre sono stati costruiti degli analizzatori di frequenza particolarmente sensibili i quali danno la possibilità di effettuare l'analisi spettrale anche di frequenze elevatissime.

Con le suddette apparecchiature è stato possibile constatare come molti strumenti di uso comune e quotidiano, emettano ultrasuoni caratteristici e che naturalmente il nostro udito non può udire. Il **Lehmann** ad esempio segnala che in una suoneria elettrica ha notato un elevato numero di frequenze

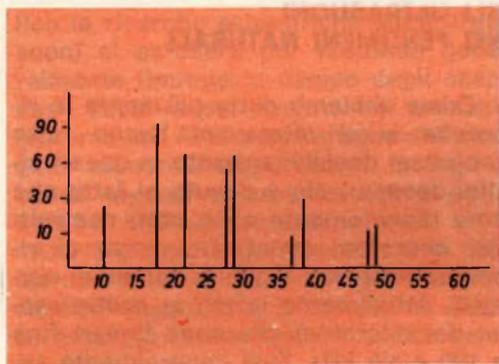


Fig. 3 - Spettro ultrasonoro di una suoneria elettrica.

ultrasonore comprese nella banda dai 15 ai 50 kHz con una pressione globale superiore di circa 35 dB al disopra di 0,0002 barye. Un mazzo di chiavi può emettere suoni compresi fra i 15 ed i 135 kHz.

L'analisi dello spettro di frequenze ultrasoniche emesse da un turboreattore ha dato due spettri distinti: uno compreso fra i 25 ed i 41 kHz e un'altro, dopo una zona d'ombra, fra i 70 e gli 85 kHz, un altro reattore ha dato uno spettro fra i 50 ed i 65 kHz ed altri spettri diversi. Innumerevoli sono gli

esempi che si potrebbero portare a questo riguardo.

Ciò che è stato detto per gli oggetti si deve ripetere anche per gli animali. Il cane ad esempio può dire frequenze molto più elevate dell'uomo tanto che esso può essere comandato tramite un fischiotto ultrasonoro, fatto questo che è stato sfruttato ampiamente in tempo di guerra. Molti sono gli animali che sono in grado di percepire ed emettere frequenze ultrasonore: le api ad esempio emettono ultrasuoni compresi nella gamma fra i 14 ed i 35 kHz con un massimo d'intensità verso i 17 kHz, moltissimi insetti quali le cavallette, i grillotalpa, le cicale emettono suoni che possono variare in una gamma che dalle frequenze sonore si estende a quelle ultrasonore oltre gli 80 kHz.

Notevoli sorprese si attendono nello studio dei pesci i quali anch'essi, a seconda delle varie specie, sono in grado di emettere ultrasuoni. Accurati esperimenti hanno già consentito di stabilire che i suoni e gli ultrasuoni emessi dagli animali generalmente variano in relazione agli scopi per cui sono state emesse ad esempio, accoppiamento, combattimento, ricerca di cibo ecc.

TABELLA 2

Tabella di Bussel e Chavasse sull'osservazione di un insetto della specie:

Tipo del canto	Temperatura	Ora	Limite inferiore in Hz	Limite superiore in Hz
conversazione	33°	mattino	6.500	16.000
risposta	34°	mattino	14.000	75.000
risposta	28°	mattino	6.000	18.000
maschio	25°	mattino	15.000	90.000
maschio	15°	sera	15.000	65.000



Alta Fedeltà Lenco

L'alto livello produttivo dell'industria svizzera di precisione, una elevata qualità tecnica e una assoluta razionalità formale sono le principali caratteristiche dei giradischi Lenco che, costruiti in una vasta gamma di tipi, sono in grado di soddisfare ogni esigenza.

L 77 Hi-Fi stereo superprofessionale

Giradischi a 4 velocità costruito per l'amatore più esigente. La piastra di montaggio è in acciaio. Il piatto, in lega antimagnetica, ha un diametro di mm 300 e un peso di kg 3,7.

Il braccio, il cui corpo poggia verticalmente su cuscinetti a sfere radiali di precisione e orizzontalmente su due piani autoregolabili a scorrimento è in equilibrio statico e dinamico. La pressione di lettura può essere regolata con assoluta precisione da 0 a 8 g.

Il braccio è provvisto di un dispositivo ad ammortizzamento idraulico per la posa e il sollevamento del disco che assicura la massima durata della puntina e del disco stesso.

La testa del braccio sfilabile permette il montaggio di qualsiasi tipo di testina. Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri. È dotato di un cambiatensioni per 115 V, 145 V e 220 V / 50 Hz.

Dimensioni della piastra: mm 385 x 330.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

APPLICAZIONI PRATICHE DEGLI ULTRASUONI NELL'INDUSTRIA

Numerosissime attualmente sono le applicazioni degli apparecchi ad ultrasuoni. Ci limitiamo a segnalare le principali mentre nella prossima puntata di queste note ci riserviamo di elencare una buona bibliografia delle opere che trattano in modo più completo l'argomento.

1) Scandagli subacquei, Sonar o periferi adatti a consentire la misura delle profondità marine, all'individuazione di relitti, sottomarini e banchi di pesci. 2) Fari ad ultrasuoni per la guida delle navi all'ingresso dei porti in caso di nebbia. 3) Comunicazioni sottomarine fra sommergibili, fra sommergibili e navi o viceversa. 4) Rivelatori d'ostacoli per automobili (dispositivo questo piuttosto complesso in considerazione della potenza necessaria, e usabile per distanze non superiori ai 50 metri). 5) Rivelatore d'ostacoli per i ciechi. 6) Misura dello spessore dei metalli e relativo esame. Esistono diversi sistemi fra i quali il metodo Muehlhauser, Sokoloff (nel quale il

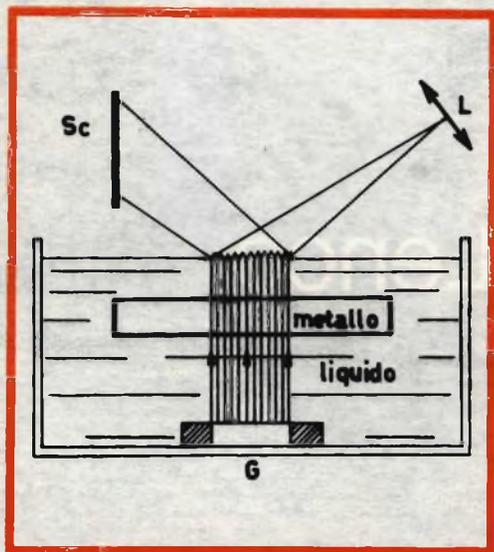


Fig. 4 - Apparecchio per l'esame dei metalli con ultrasuoni tipo Sokoloff.

pezzo da esaminare è collocato in un recipiente pieno di liquido in modo da essere attraversato dalle onde ultrasonore emesse dal generatore G — figura 4 — che giunte in superficie mettono il liquido in vibrazione. Un fascio di luce emesso dalla lampada L riflettendosi sulla superficie del liquido da luogo sullo schermo Sc ad un'immagine composta da linee scure in un fondo chiaro. Se nel pezzo metallico da esaminare sono presenti delle imperfezioni, cioè dei punti non omogenei le onde ultrasonore, in tali punti, sono arrestate e sullo schermo le linee scure risultano interrotte dando luogo ad una macchia chiara). Interessanti anche i metodi Hughes e quello della società italiana RNR. 7) Vibratori per molteplici usi medici ed industriali. 8) Analisi delle leghe metalliche. 9) Invecchiamento artificiale dei vini, liquori ed alcoolici in genere. 10) Addestramento dei cani da guardia o poliziotti. 11) Commutatore ultrasonori. 12) Lavatrici (le quali teoricamente non necessitano di detergenti o sapone). 13) Controllo di travi di legno. 14) Controllo di costruzioni in cemento armato. 15) Eliminazione di gas occlusi in metalli, vetro ecc. 16) Preparazione di emulsioni e prodotti similari. 17) Eliminazione di processi ossidanti. 18) Detersione dei metalli. 19) Produzione degli elettrodi in tutti quei casi in cui è necessario disporre di una elevata tensione continua di molte decine di migliaia di volt con corrente trascurabile. 20) Eliminazione di formazioni locali di fumo. 21) Produzione di molti generi commestibili, dolci, cioccolatta ecc. 22) Spaventa uccelli. 23) Preparazioni di soluzioni colloidali, azioni chimiche e catalizzatrici di vario genere. 24) Preparazioni e misure su prodotti polimerici. 25) Esplosione, flottazione, luminescenza di sostanze varie. 26) Apparecchi per ricerche geofisiche, magnetometro ecc.

Nella seconda puntata tratteremo l'argomento da un punto di vista più pratico segnalando anche le principali applicazioni bio-medicali.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

DISPOSITIVI DI CONTROLLO DELLA VELOCITÀ A VARIAZIONE INFINITA, FUNZIONANTI CON THYRISTORI

(Da « Industrial Electronics »)

L'impiego dei thyristori nelle apparecchiature elettroniche di controllo si sta sempre più diffondendo, in particolare a causa dei notevoli vantaggi che offre rispetto all'impiego dei relé.

In particolare, l'articolo cui ci riferiamo, pubblicato sul numero di Agosto del '66 della rivista, esamina le numerose possibilità di impiego dei rettificatori controllati agli effetti del controllo della velocità di ruotismi azionati elettricamente.

Con questo accorgimento, è possibile ottenere il controllo della velocità, con rapporto dell'ordine di 30 : 1, senza soluzione di continuità.

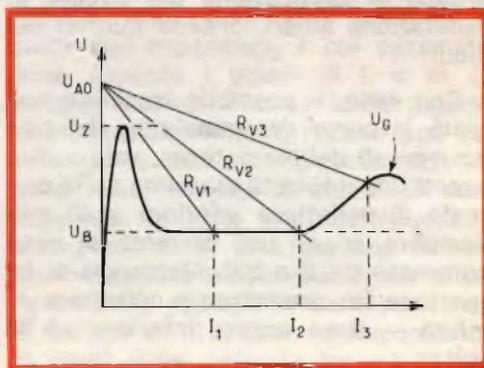
L'argomento viene svolto sia nei confronti dei motori monofasi, sia nei confronti dei motori trifasi, ed è assai attuale soprattutto per quanto riguarda la realizzazione di chimografi a passo variabile, di sistemi di trasporto di nastri, ecc.

LE LAMPADINE AL NEON A BASSO CONSUMO DI ENERGIA

(Da « Electricité »)

La lampada al neon non è altro che un bulbo, internamente al quale è presente un gas rarefatto, unitamente ad una coppia di elettrodi ai quali si applica una differenza di potenziale. Quest'ultima, a seconda della sua entità, ha il potere di ionizzare gli atomi del gas, fino al punto in corrispondenza del quale esso entra in stato di conduzione, provocando una scarica luminosa.

Ogni lampada al neon — o comunque a gas rarefatto — ha una sua deter-



minata caratteristica di corrente-tensione, solitamente espressa mediante un grafico del tipo che qui riproduciamo. Oltre a questa importante caratteristica, ogni lampada ne presenta altre — come ad esempio il colore, la longevità, le possibilità di impiego, ecc. — che dipendono dalla natura del gas usato, dal grado di rarefazione, dalla forma e dalla struttura degli elettrodi, e dalla tensione che ad essi viene applicata.

Nel campo dell'elettronica, queste lampade vengono usate per diversi scopi, che vanno dalla semplice indicazione della presenza di una tensione, alle applicazioni per la determinazione della polarità, per la produzione di oscillazioni, per la stabilizzazione di una tensione continua, ecc.

La nota tecnica pubblica da « Electricité » raggruppa tutti questi argomenti, fornendo numerosi dati pratici di impiego, ed interessanti esempi di applicazioni.

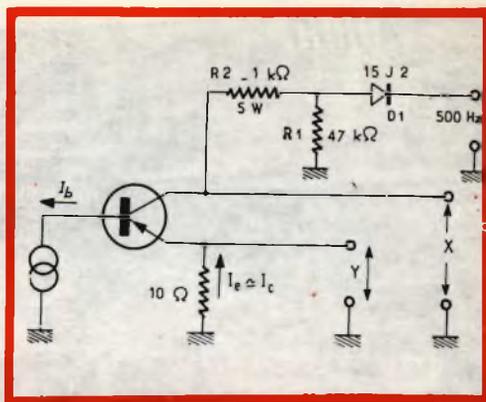
ANALIZZATORE DIMOSTRATIVO

(Da « Electronique professionnelle »)

Riteniamo utile recensire questo interessante articolo, in quanto descrive la pratica realizzazione di uno strumento che può essere di qualche utilità.

Il dispositivo descritto è stato costruito per gli allievi della Scuola Nazionale Superiore di Elettricità e di Meccanica di Nancy, come esempio pratico di applicazione dei circuiti di oscillazione binari, e delle matrici dei diodi.

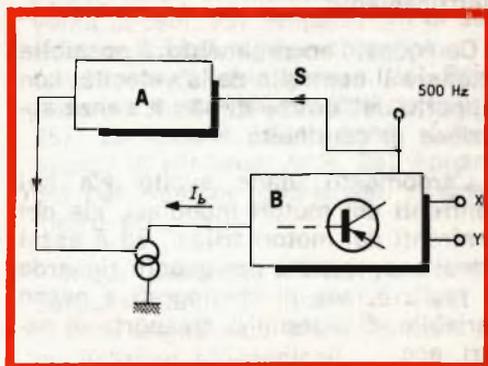
Con esso, è possibile tracciare soltanto le curve dei transistori del tipo « p-n-p » di debole potenza, vale a dire aventi una intensità massima della corrente di collettore inferiore a 40 milliampère, e con una corrente di base compresa tra 0 e 200 microampère. La tensione fra emettitore e collettore — infine — deve essere inferiore ad 80 volt.



Chiunque — in base ai dati forniti — può comunque effettuarne la costruzione con le caratteristiche più conformi alle sue esigenze personali.

Il principio mediante il quale è possibile osservare sull'oscilloscopio la curva caratteristica di I_c in funzione di I_b , mediante il circuito riportato in figura, è abbastanza noto. A tale scopo, si fa uso di un generatore di tensione alternata, alla frequenza di 500 Hz, che deve essere in grado di fornire un segnale avente un'ampiezza di picco di 90 V, ed un'intensità di corrente pari almeno all'intensità massima della corrente di collettore che si intende poter raggiungere.

Impiegando l'apparecchio descritto unitamente ad un commutatore elettronico, si può ottenere la disposizione qui sotto illustrata, che dimostra in quale modo vengono effettuati i reciproci collegamenti. A rappresenta il



commutatore, B l'apparecchio il cui circuito è stato sopra illustrato, e C la direzione degli impulsi di sincronismo. X ed Y sono infine le prese per il collegamento all'oscilloscopio.

Usufruendo opportunamente delle apparecchiature così disposte, è assai facile ottenere sull'oscilloscopio la riproduzione diretta della curva caratteristica, o meglio di una famiglia di curve. Ciò può essere di notevole aiuto come mezzo industriale di controllo e di selezione dei transistori, nelle produzioni di serie. L'apparecchio si presta comunque ad altri rilievi, esaurientemente descritti nell'articolo.

REALIZZAZIONE DI DECADEI CAPACITIVE E RESISTIVE

(Da « Radio Electronics »)

La disponibilità di cassette a decadi contenenti resistenze o condensatori campione, è spesso assai utile in laboratorio nel lavoro di ricerche, di collaudo o di riparazione.

In genere, si tratta di involucri schemati, contenenti varie resistenze o varie capacità in valore progressivo, selezionabili mediante uno o più commutatori, in modo da consentire di disporre rapidamente di qualsiasi valore, da inserire provvisoriamente in un circuito mediante il collegamento effettuato tramite appositi puntali, solitamente anche essi schermati.

L'articolo citato descrive con ricchezza di dettagli il modo per realizzare questi utili accessori, nel modo più razionale ed economico.

CIRCUITI OSCILLANTI

(Da « Inter électronique »)

Ogni radiotecnico che conosca un po' di teoria oltre alla pratica di labo-

ratorio conosce certamente la formula di Thomson, in base alla quale è possibile calcolare la frequenza di risonanza che caratterizza un circuito oscillante costituito da una bobina avente un valore induttivo L, e da un condensatore avente un valore capacitivo C.

Tale formula è

$$f = \frac{1}{2 LC}$$

nella quale

f è la frequenza espressa in Hertz,
L è l'induttanza espressa in Henry,
C è la capacità espressa in Farad.

La medesima formula può essere trascritta anche nel modo seguente:

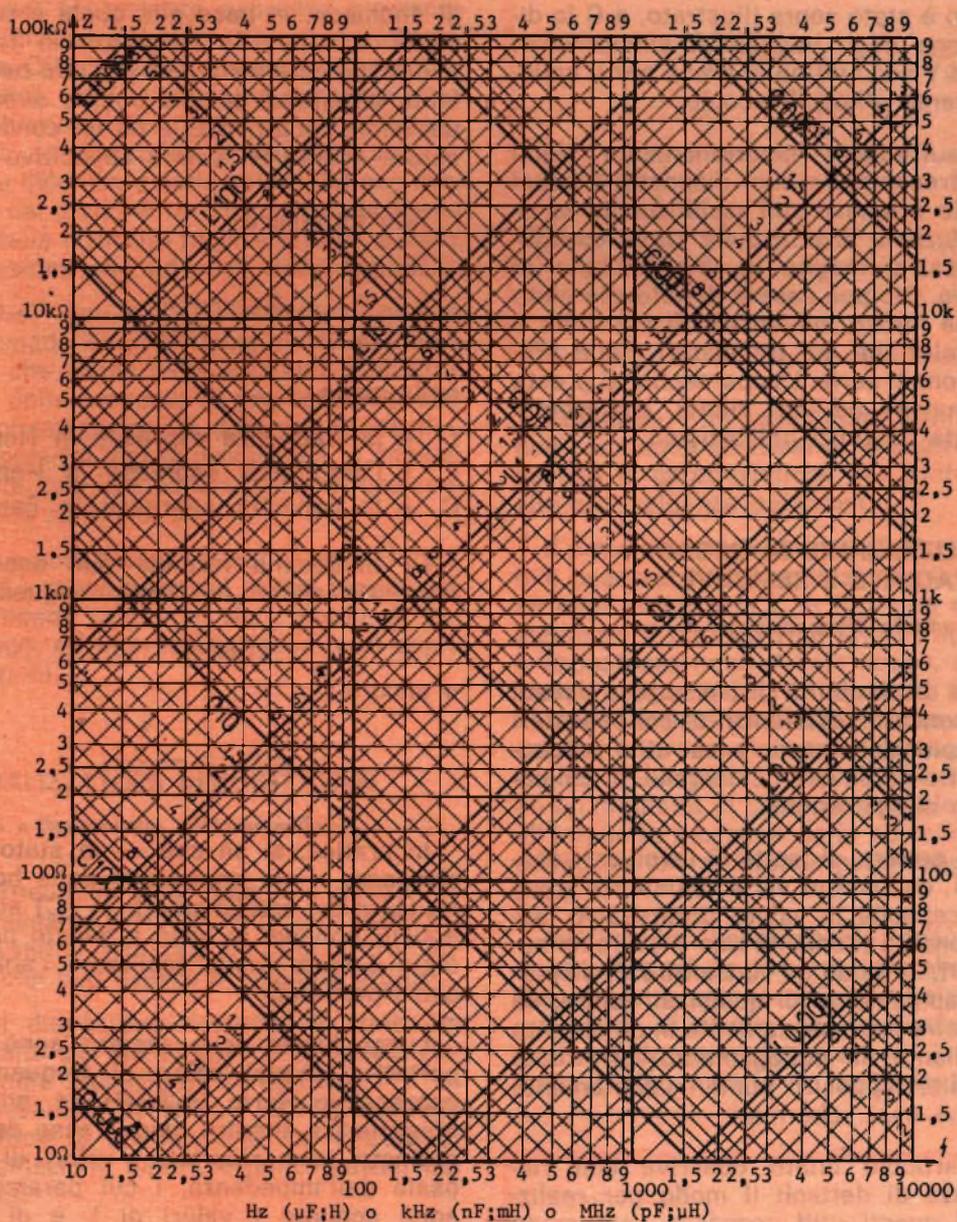
$$LC\omega^2 = 1$$

o ancora

$$Z = L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

In pratica, si sa che — in stato di risonanza — le impedenze della bobina (L) e del condensatore (1 : C) sono eguali: ebbene, in base a questo principio è stato facile realizzare l'abaco che riportiamo.

Lungo l'asse delle ascisse sono riportati i diversi valori di frequenza, espressi in Hertz, in kiloHertz, ed in MegaHertz, mentre lungo l'asse delle ordinate sono riportati i valori di Z, ossia dell'impedenza, i cui parametri sono appunto i valori di L e di C. Inoltre, facendo uso di scale logaritmiche anziché lineari, l'abaco può essere usato mediante tracciamento di linee rette, anziché di curve. Di conseguenza, le rette che corrispondono ai multipli di 10 di L tagliano le verticali tracciate perpendicolarmente all'asse delle ascisse in corrispondenza di multipli di 10 di L, in corrispondenza di punti delle ordinate $2\pi = 6,28$ (in



prossimità di un multiplo di 10), e così via. Analogamente, per le rette corrispondenti a multipli di 10 del valore capacitivo C, le intersezioni con le rette verticali relative alle frequenze multiple di 10 avranno luogo in punti di impedenza pari a $1 : 2\pi = 0,159$.

L'abaco può pertanto servire per stabilire l'impedenza Z di una induttanza L nei confronti di una data frequenza f, per conoscere l'impedenza che una capacità C offre nei confronti di un segnale di frequenza f, e per determinare la frequenza di risonanza che una bo-

bina L assume quando viene collegata in parallelo ad una capacità C.

Ad esempio, dovendo stabilire l'impedenza che un condensatore della capacità di 0,1 microfarad presenta alla frequenza di 50 Hertz, sceglieremo il punto dell'asse orizzontale corrispondente a 50. Da questo punto, seguiremo la retta verticale fino ad intersecare il valore di C pari a 0,1, dopo di che — partendo dal punto di intersezione in tal modo individuato, e seguendo una retta orizzontale, sia a destra che a sinistra, individueremo sull'asse delle ordinate il valore di 30-35 kohm.

Procedendo in modo analogo è possibile stabilire anche valori di L, di C, della frequenza di risonanza f, ecc., a patto che si conoscano almeno due dei fattori che intervengono nel calcolo, e che si tenga nella dovuta considerazione il fattore decimale.

I CONTROLLI AUTOMATICI NEI RICEVITORI A TRANSISTORI

(Da « Le Haut Parleur »)

Sebbene il ricevitore tascabile o comunque portatile funzionante a transistori sia oggi talmente diffuso da non presentare più alcun mistero sia nei confronti delle diverse industrie che li producono, sia nei confronti dei tecnici che si occupano della loro riparazione, non è detto che sia stato raggiunto il « non plus ultra » per quanto riguarda le loro prestazioni.

Ad esempio, dal punto di vista del controllo automatico di volume, e del controllo anti-fading negli apparecchi che possono ricevere le emittenti ad onde corte, molto è ancora possibile fare per migliorarne le caratteristiche di funzionamento.

L'articolo da noi citato enumera alcune possibilità di miglioramento, e propone alcuni circuiti che potrebbero interessare molti di coloro che svolgono la loro attività in questo campo.

CONVERSIONE DI ENERGIA MEDIANTE COMMUTAZIONE

(Da « Electronics World »)

Nella tecnica moderna dei dispositivi elettrici ed elettronici di alimentazione, esiste un interessante paradosso: sebbene da un lato i rettificatori e gli elementi di regolazione stiano diventando progressivamente sempre più piccoli, le dimensioni massime ed il peso della maggior parte degli alimentatori sono rimasti inalterati.

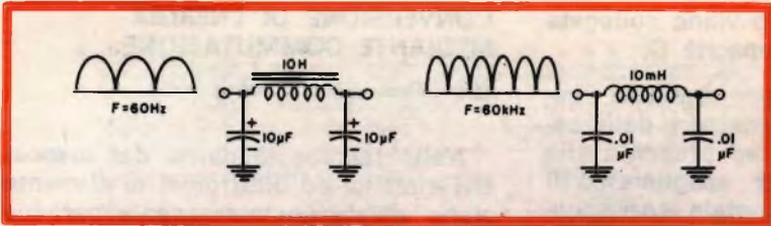
Indipendentemente dalla riduzione delle dimensioni dei rettificatori, e finché la conversione dell'energia elettrica dalla corrente alternata alla corrente continua deve verificarsi con una frequenza di rete di 50 o di 60 Hertz, occorre sempre avere a che fare con trasformatori di dimensioni e peso notevoli, come pure con impedenze di filtro proporzionate ai valori dinamici in gioco, e con condensatori di capacità, isolamento ed ingombro anch'essi conformi alle esigenze.

Oltre a ciò, finché si farà uso di metodi convenzionali di regolazione, quali i diodi zener ed i transistori, siano essi in serie o in parallelo, sarà sempre indispensabile usare dispositivi di dissipazione del calore che — oltre ad essere assai ingombranti — sono anche assai costosi, onde evitare che il calore prodotto nei semiconduttori ne danneggi i cristalli.

La suddetta produzione di calore determina anche un basso rendimento, in quanto la quantità di energia richiesta all'ingresso è solitamente molto maggiore di quella che è possibile ottenere in uscita.

Ovviamente, per poter supportare componenti di tale peso e di tali dimensioni, è altrettanto necessario allestire telai ed involucri di robustezza tale da complicare il problema.

L'articolo che recensiamo esamina questo argomento proprio dal punto di vista delle possibilità di riduzione dei



Esempi di filtri.

pesi e delle dimensioni, introducendo nuove tecniche che permetteranno col tempo di porvi rimedio.

In particolare, vengono considerati i diversi tipi di filtri, di cui alcuni sono riprodotti in figura, mettendo in evidenza le loro particolari esigenze agli effetti del peso e delle dimensioni.

In pratica, trasformando la frequenza della tensione di rete in un'altra di maggior valore, usufruendo della moderna tecnica di impiego dei semiconduttori agli effetti della commutazione, è possibile ottenere trasformatori, impedenze e capacità di ingombro e peso assai minori, senza nulla sacrificare, o, comunque ben poco, agli effetti del rendimento: al contrario, ciò può comportare a volte qualche vantaggio.

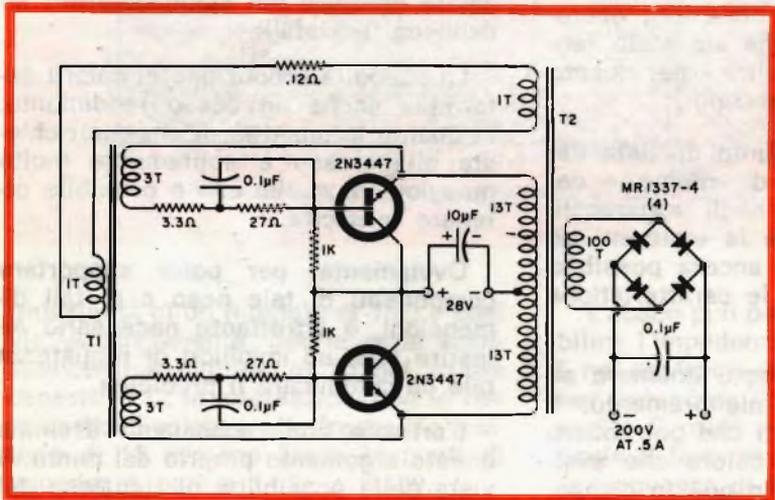
Le possibilità di applicazione di questi nuovi concetti sono assai vaste, ed in particolare l'articolo si dilunga sul

rapporto che esiste tra le caratteristiche meccaniche degli alimentatori, e quelle dei dispositivi elettronici funzionanti con i moderni micro-circuiti. Tale rapporto è indubbiamente sproporzionato.

Ciò non toglie — tuttavia — che con le nuove idee proposte sia possibile tra non molto pervenire ad una certa proporzionalità tra i due tipi di dispositivi.

La seconda figura che pubblichiamo è un esempio di alimentatore nel quale la frequenza viene elevata con un sistema di commutazione, al fine di ridurre il peso e le dimensioni dei vari componenti.

Indubbiamente, si tratta di un problema all'ordine del giorno, che siamo lieti di presentare nella giusta evidenza ai nostri lettori.



Circuito tipico di un alimentatore ad Alta Frequenza.

i lettori ci scrivono

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 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

Sig. DI PASQUALE R. - Milano

Amplificatore per chitarra

L'amplificatore per chitarra elettrica ha suscitato, oltre al suo, l'interesse di numerosi altri lettori. Riteniamo perciò opportuno fornire qualche chiarimento sui componenti impiegati.

La valvola EL520, quasi introvabile in Italia, è sostituibile con la EL503 Philips, che ha le seguenti caratteristiche:

zoccolo magnoval;

$V_f = 6,3 \text{ V};$

$I_f = 1,2 \text{ A};$

$V_a = 250 \text{ V};$

$V_{g2} = 250 \text{ V};$

$I_a = 100 \text{ mA};$

potenza massima 27 W.

Da queste caratteristiche si deduce che il trasformatore d'uscita deve avere l'impedenza del primario di circa 2.500 Ω , l'impedenza del secondario di circa 7-8 Ω .

Il trasformatore di alimentazione va calcolato per fornire una tensione di alimentazione di circa 250 V; per questo consigliamo i tipi della G.B.C. H/172 - H/182 o equivalenti, la cui potenza è più che sufficiente.

L'impedenza di filtro può avere valori diversi, l'importante è che sopporti una corrente di almeno 100 mA.

Sig. GUERRA M. - Alessandria

Registratore a nastro

Per quanto concerne il suo quesito pensiamo che possa esserle utile la descrizione del registratore professionale ROBUK G/30 pubblicata sul n. 10/1963 di SELEZIONE RADIO TV. Nella stessa oltre allo schema elettrico, nel quale sono impiegate 5 valvole, sono riportati gli schemi di cablaggio e tutte le istruzioni relative al montaggio ed alla messa a punto.

Prossimamente è in programma la pubblicazione di uno schema adatto allo scopo richiesto.

Radio comando

Su **SELEZIONE RADIO TV** abbiamo pubblicato numerosi schemi relativi ad apparecchi di radiocomando. Molti sono stati descritti negli articoli del testo altri nelle rubriche **I LETTORI CI SCRIVONO** e **RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE**.

Fra di essi segnaliamo i seguenti:

n. 11/12-1962: *Trasmittitore monocanale per 27,5 MHz, TX 10, pagina 982;*

Ricevitore monocanale per 27,5 MHz, RX 10, pagina 987;

n. 2-1963: *TX 10 e RX 10 applicati ad un modello aereo, pagina 141;*

n. 3-1963: *TX 10 e RX 10 applicati ad un modello navale, pagina 289;*

n. 4-1963: *RX multi 8, pagina 381;*

n. 5-1963: *RX multi 8 sezione relé, pagina 593;*

n. 12-1965: *TX a otto canali, pagina 1759;*

n. 12-1965: *RX multi 8, pagina 1791;*

n. 12-1965: *RX multi 8, sezione relé, pagina 1797;*

n. 2-1966: *RX e servoamplificatore per radiocomando.*

Sig. MOEDIN A. - Reggio Emilia

Ricevitore per EHF

In figura 1 riportiamo lo schema di principio per un impianto di rice-trasmissione per lunghezza d'onda prossima a quella da Lei desiderata.

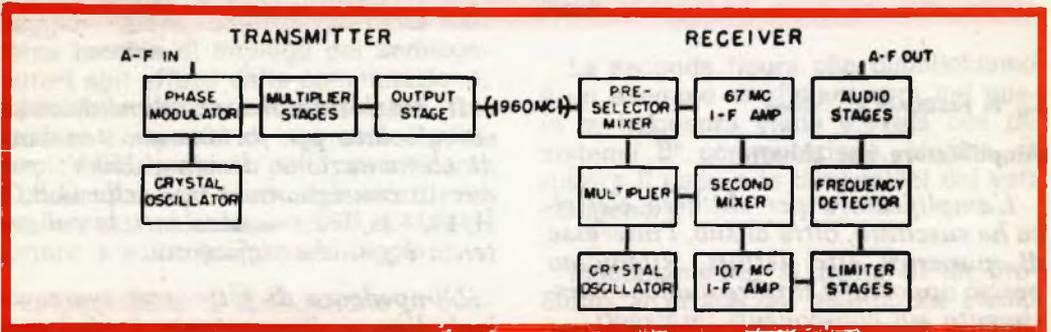


Fig. 1 - Schema a blocchi di Tx e Rx per 960 MHz.

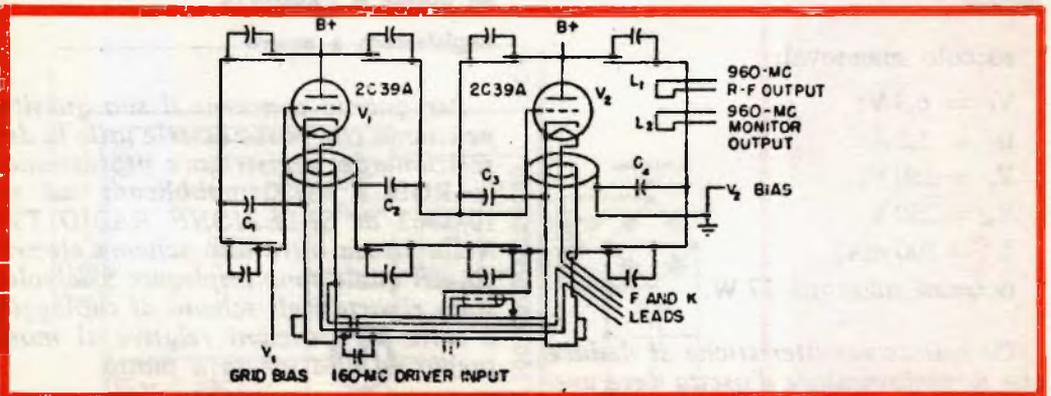


Fig. 2 - Tx per 960 MHz.

In figura 2 è rappresentato il circuito classico di un trasmettitore adatto sempre alla stessa lunghezza d'onda nel quale si fa uso di tubi del tipo Lighthouse, mentre in figura 3 e 4 è visibile il circuito del ricevitore. La prima figura comprende lo stadio preselettore, il mixer a cristallo ed il tubo oscillatore, mentre la seconda figura mostra i dettagli dell'amplificatore di media frequenza a 67 MHz nel quale un secondo mixer dà luogo al secondo valore di frequenza intermedia a 107 MHz.

Inviandoci l'importo di Lire 2.500 potremo inviarle fotocopia dell'articolo originale, in lingua inglese, pubblicato su un'opera americana che tratta tali problemi.

Comunque pensiamo che maggiori dettagli potrà trovarli nei volumi, sempre in lingua inglese del Von Voorhis MICROWAVE RECEIVERS e del G. Ragan, MICROWAVE TRANSMISSION CIRCUIT entrambi editi dalla McGraw-Hill Book Company con sede a New York e a Londra.

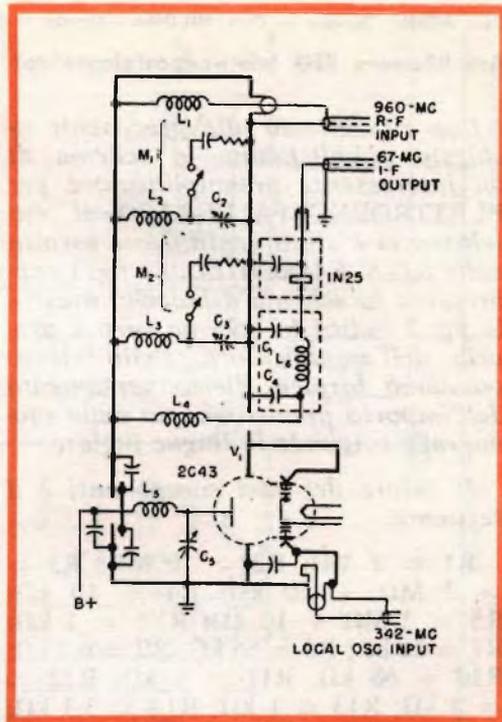


Fig. 3 - Circuito preselettore, mixer e oscillatore di Rx per 960 MHz.

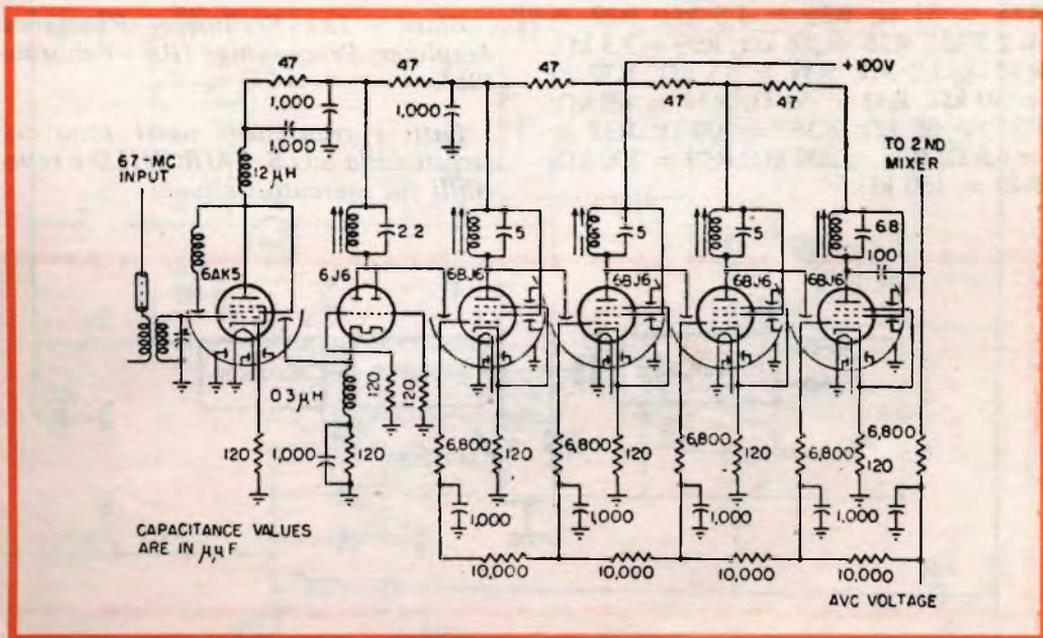


Fig. 4 - Circuito amplificatore di Rx per 960 MHz.

Amplificatore EEG (elettroencefalografico)

Con riferimento alle precedenti richieste pubblichiamo lo schema di un interessante preamplificatore per ELETTOENCEFALOGRAFO il cui schema ci è stato gentilmente fornito dalla S.G.S. FAIRCHILD. La fig. 1 rappresenta lo schema a blocchi, mentre la fig. 2 indica lo schema vero e proprio dell'amplificatore. Dello stesso possiamo fornire, dietro versamento dell'importo previsto, copia della monografia originale in lingua inglese.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

$R1 = 2 \text{ M}\Omega$; $R2 = 10 \text{ M}\Omega$; $R3 = 2 \text{ M}\Omega + 10 \text{ k}\Omega$; $R4 = 10 \text{ k}\Omega$; $R5 = 2 \text{ M}\Omega + 10 \text{ k}\Omega$; $R6 = 1 \text{ k}\Omega$; $R7 = 20 \text{ k}\Omega$; $R8 = 56 \text{ k}\Omega$; $R9 = 6,2 \text{ k}\Omega$; $R10 = 68 \text{ k}\Omega$; $R11 = 1 \text{ k}\Omega$; $R12 = 3 \text{ k}\Omega$; $R13 = 1 \text{ k}\Omega$; $R14 = 3,3 \text{ k}\Omega$; $R15 = 18 \text{ k}\Omega$; $R16 = 150 \Omega$; $R17 = 10 \text{ k}\Omega$; $R18 = 510 \Omega$; $R19 = 1 \text{ k}\Omega$; $R20 = 1,2 \text{ k}\Omega$; $R21 = 1 \text{ k}\Omega$; $R22 = 1 \text{ k}\Omega$; $R23 = 1 \text{ k}\Omega$; $R24 = 10 \text{ k}\Omega$; $R25 = 51 \Omega$; $R26 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R27 = 2,7 \text{ k}\Omega$; $R28 = 3,6 \text{ k}\Omega$; $R29 = 3,3 \text{ k}\Omega$; $R30 = 1,2 \text{ k}\Omega$; $R31 = 15 \text{ k}\Omega$; $R32 = 30 \text{ k}\Omega$; $R33 = 51 \Omega$; $R34 = 68 \text{ k}\Omega$; $R35 = 68 \text{ k}\Omega$; $R36 = 100 \Omega$; $R37 = 6,8 \Omega$; $R38 = 200 \text{ k}\Omega$; $R39 = 200 \text{ k}\Omega$; $R40 = 130 \text{ k}\Omega$.

$C1 = 0,003 \mu\text{F}$; $C2 = 500 \text{ pF}$; $C3 = 6/30 \text{ pF}$; $C4 = 500 \text{ pF}$; $C5 = 120 \text{ pF}$; $C6 = 820 \text{ pF}$; $C7 = 0,1 \mu\text{F}$; $C8 = 0,1 \mu\text{F}$; $C9 = 0,1 \mu\text{F}$; $C10 = 20 \mu\text{F}$; $C11 = 0,1 \mu\text{F}$; $C12 = 0,1 \mu\text{F}$; $C13 = 20 \mu\text{F}$; $C14 = 0,1 \mu\text{F}$; $C15 = 0,1 \mu\text{F}$; $C16 = 0,1 \mu\text{F}$; $C17 = 20 \mu\text{F}$; $C18 = 0,1 \mu\text{F}$; $C19 = 0,1 \mu\text{F}$; $C20 = 0,1 \mu\text{F}$; $C21 = 0,1 \mu\text{F}$; $C22 = 3 \mu\text{F}$; $C23 = 0,1 \mu\text{F}$.

$D1 = \text{BFX41 (B-E)}$; $D2 = \text{BFX41 (B-E)}$; $\text{Tr1} = \text{BFY76}$; $\text{Tr2} = \text{BFY74}$; $\text{Tr3} = \text{BFY74}$; $\text{Tr4} = \text{BSX28}$; $\text{Tr5} = \text{BFX48}$; $\text{Tr6} = \text{BFY81}$; $\text{Tr7} = \text{BFY74}$; $\text{Tr8} = \text{BFX37}$; $\text{Tr9} = \text{BFX37}$; $\text{Tr10} = \text{BFY74}$; $\text{Tr11} = \text{BFX48}$.

Bibliografia sull'argomento: Sub-miniatures Apparatus For R. T. EEG.

« *Biomedical Electronics* » - Gennaio 1963.

Davis, Ezell - Sabaudio Parametric Amplifier for Ocean-bottom Scismographs Electronics - Marzo 1, 1963.

Van Koch - Instruments and Measurements, Vol. 2 - Accademic Press 1961.

Biard - Lox Frequency Reactance Amplifier, Proceedings IRE - Febbraio 1963.

Tutti i transistori usati sono costruiti dalla S.G.S. FAIRCHILD e reperibili sul mercato italiano.

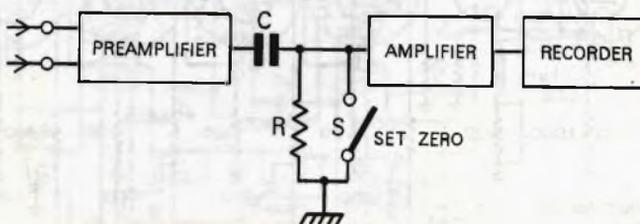


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore EEG.

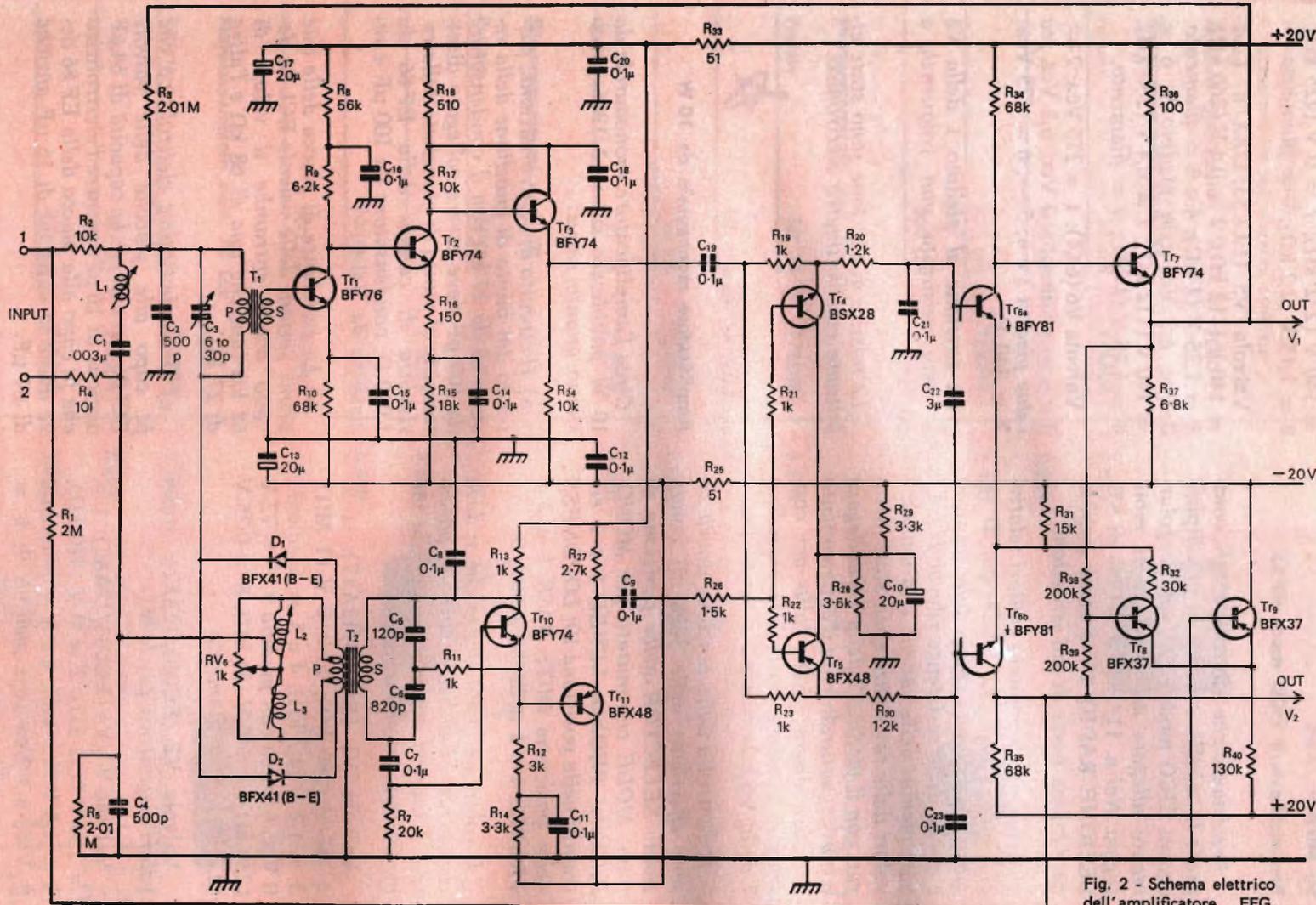


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore EEG.

Preamplificatore EICO mod. HF 85

Precisiamo che i dati integrali, comprese le tabelle, relative al preamplificatore EICO mod. HF85 sono regolarmente allegate alla scatola di montaggio. Nel n. 11/1963 e 2/1964 di SELEZIONE RADIO TV è stata pubblicata buona parte di tali istruzioni.

Mentre confermiamo i valori relativi ai condensatori C23 e C24, qui di seguito riportiamo i valori delle tensioni e quelle delle resistenze rilevabili fra i vari piedini delle valvole e la massa. I valori delle resistenze sono stati misurati con il piedino 7 della V6 collegato a massa (naturalmente il collegamento a massa dovrà essere tolto per controllare il valore fra lo stesso piedino 7 della V6 e la massa).

Il controllo della tensione dovrà essere effettuato nelle seguenti condizioni: SELECTOR nella posizione di fono; MODE commutato per MONOPHONIC PHONO, LEVEL 1 e 2 entrambi nella posizione 10; LOUDNESS nella posizione OUT; BASS 1 e 2 e TREBLE 1 e 2 nella posizione 0.

Il valore della resistenza che si deve riscontrare, è indicato entro la parentesi. I numeri corrispondono alla numerazione dei piedini:

Valvola V1 (ECC83/12AX7): 1 = 87 V (280 k Ω); 2 = 0 V (1 M Ω); 3 = 1,2 V (4,7 k Ω); 4 e 5 = filamento 0 Vcc, 6,3 Vca con piedino 9; 6 = 72 V (280 k Ω); 7 = 0 V (91 k Ω); 8 = 0,75 V (2,2 k Ω); 9 = filamento.

Valvola V2 (ECC83/12AX7); stessi valori riscontrati per la V1.

Valvole V3/V4 (ECC83/12AX7): 1 = 180 V (112 k Ω); 2 = 0 V (470 k Ω); 3 = 1,5 V (2,2 k Ω); 4 e 5 = filamento 0 Vcc, 6,3 Vca con piedino 9; 6 =

= 140 V (232 k Ω); 7 = 0 V (225 k Ω); 8 = 1,15 V (2,2 k Ω); 9 = filamento.

Valvola V5 (ECC83/12AX7): 1 = 140 V (112 k Ω); 2 = 0,4 V (260 k Ω); 3 = 1,25 V (1 k Ω); 4 e 5 = filamento, 0 Vcc, 6,3 Vca con piedino 9; 6 = 140 V (112 k Ω); 7 = 0,4 V (260 k Ω); 8 = 1,25 V (1 k Ω); 9 = filamento.

Valvola V6 (6X4): 1 = 275 Vca; 2 —; 3 e 4 = filamento, 0 Vcc, 6,3 Vca fra i due piedini 3 e 4; 5 —; 6 = 275 Vca; 7 = 340 V.

La tensione al piedino 1 della V6 è stata misurata con frequenza a 60 Hz.

Le misure di tensione sono state effettuate con voltmetro elettronico.

Amplificatore monoaurale da 10 W

Circa l'amplificatore monoaurale da 10 W pubblicato sul n. 3/1966 precisiamo quanto segue:

a) *Il circuito di controreazione, partendo dal punto di giunzione della resistenza da 27 k Ω con il condensatore da 100 pF deve essere collegato direttamente al punto di giunzione della resistenza di catodo della EF 86 da 1.000 Ω , condensatore da 100 μ F e resistenza da 100 Ω .*

b) *Le resistenze di placca delle due prime sezioni delle valvole ECL 86 devono avere entrambe il valore di 68 k Ω (anziché una di 68 k Ω e l'altra di 27 k Ω).*

c) *Il condensatore elettrolitico che fa capo alle placche delle valvole ECL86 deve avere la capacità di 64 μ F anziché di 16 μ F; mentre l'elettrolitico che fa capo alla placca della EF 86 deve avere la capacità di 16 μ F anziché di 64 μ F.*

Strumenti da pannello

a bobina mobile per corrente continua

Classe: 1,5

Tensione d'isolamento: 2000 V

Microamperometri mod. 55

Portata:	50 μ A	T/2200	5.850
»	100 μ A	T/2202	5.500
»	250 μ A	T/2204	5.200
»	500 μ A	T/2206	5.200

Microamperometri mod. 55 Lux

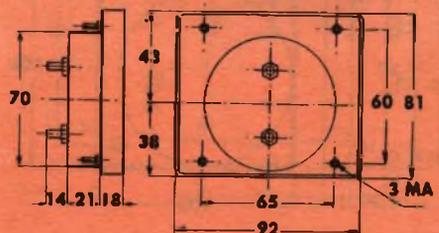
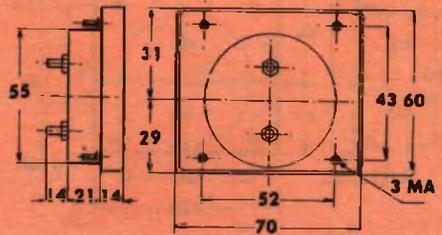
Portata:	50 μ A	T/2208	6.200
»	100 μ A	T/2210	5.600
»	250 μ A	T/2212	5.400
»	500 μ A	T/2214	5.400

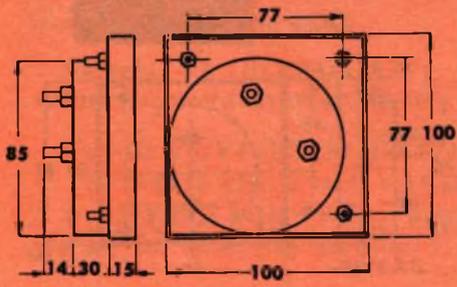
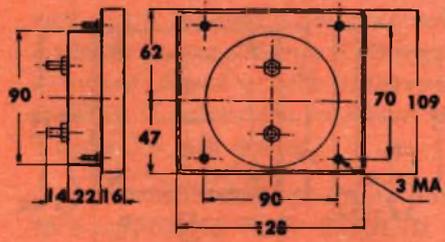
Microamperometri mod. 70

Portata:	50 μ A	T/2216	6.300
»	100 μ A	T/2218	5.800
»	250 μ A	T/2220	5.400
»	500 μ A	T/2222	5.400

Microamperometri mod. 70 Lux

Portata:	50 μ A	T/2224	6.600
»	100 μ A	T/2226	6.200
»	250 μ A	T/2228	5.800
»	500 μ A	T/2230	5.800





Strumenti da pannello
 a bobina mobile per corrente continua
 Classe: 1,5
 Tensione d'isolamento: 2000 V

Microamperometri mod. 90

7.000	T/2232	Portata:	50 µA
6.500	T/2234	»	100 µA
6.200	T/2236	»	250 µA
6.200	T/2238	»	500 µA

Microamperometri mod. 90 Lux

7.500	T/2240	Portata:	50 µA
7.000	T/2242	»	100 µA
6.500	T/2244	»	250 µA
6.500	T/2246	»	500 µA

Microamperometri mod. 100

7.000	T/2248	Portata:	50 µA
6.500	T/2250	»	100 µA
6.300	T/2252	»	250 µA
6.300	T/2254	»	500 µA

Strumenti da pannello

a bobina mobile per corrente continua

Classe: 1,5

Tensione d'isolamento: 2000 V

Milliamperometri mod. 55

Portata:	1 mA	T/2260	4.950
»	10 mA	T/2262	4.950
»	50 mA	T/2264	4.950
»	250 mA	T/2266	4.950
»	500 mA	T/2268	4.950

Milliamperometri mod. 55 Lux

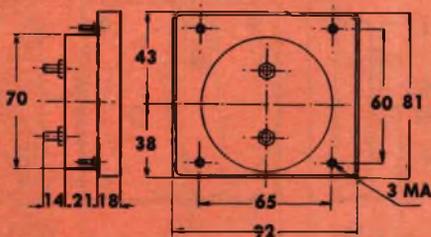
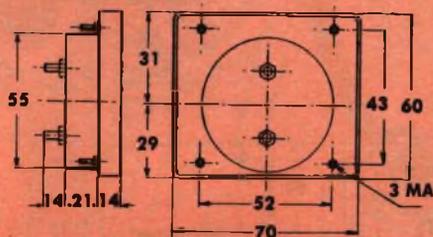
Portata:	1 mA	T/2270	5.200
»	10 mA	T/2272	5.200
»	50 mA	T/2274	5.200
»	250 mA	T/2276	5.200
»	500 mA	T/2278	5.200

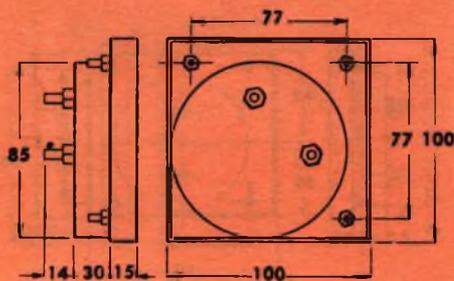
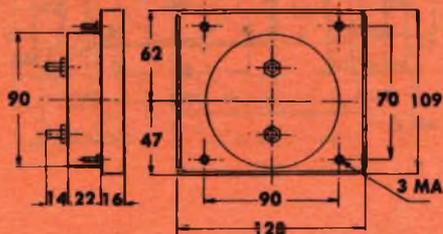
Milliamperometri mod. 70

Portata:	1 mA	T/2280	5.200
»	10 mA	T/2282	5.200
»	50 mA	T/2284	5.200
»	250 mA	T/2286	5.200
»	500 mA	T/2288	5.200

Milliamperometri mod. 70 Lux

Portata:	1 mA	T/2290	5.700
»	10 mA	T/2292	5.700
»	50 mA	T/2294	5.700
»	250 mA	T/2296	5.700
»	500 mA	T/2298	5.700





Strumenti da pannello
 a bobina mobile per corrente continua
 Classe: 1,5
 Tensione d'isolamento: 2000 V

Milliamperometri mod. 90

5.900	T/2300	Portata:	1 mA
5.900	T/2302	»	10 mA
5.900	T/2304	»	50 mA
5.900	T/2306	»	250 mA
5.900	T/2308	»	500 mA

Milliamperometri mod. 90 Lux

6.600	T/2310	Portata:	1 mA
6.600	T/2312	»	10 mA
6.600	T/2314	»	50 mA
6.600	T/2316	»	250 mA
6.600	T/2318	»	500 mA

Milliamperometri mod. 100

6.600	T/2320	Portata:	1 mA
6.600	T/2322	»	10 mA
6.600	T/2324	»	50 mA
6.600	T/2326	»	250 mA
6.600	T/2328	»	500 mA

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS





IL MOBILETTO PER I NASTRI MAGNETICI

Ecco il nuovo commesso per il vostro negozio: economico (non costa nulla!), ordinatissimo, poco ingombrante, di bell'aspetto, è capace di offrire al cliente esattamente il nastro magnetico che chiede. Mettetelo alla prova nel vostro negozio, vi darà molte soddisfazioni e venderà per voi.

Il nuovo mobiletto espositore contiene i tipi e i formati più richiesti di nastro magnetico SCOTCH.

...e una novità:

col mobiletto SCOTCH avrete in omaggio una bobina di nastro magnetico SCOTCH per dimostrazioni, pre-incisa con una serie di esempi di registrazioni. Un nuovo sistema per la vendita dei nastri magnetici e dei registratori!

Vi presentiamo
il vostro nuovo
"aiuto"

Scotch®

3M MINNESOTA ITALIA