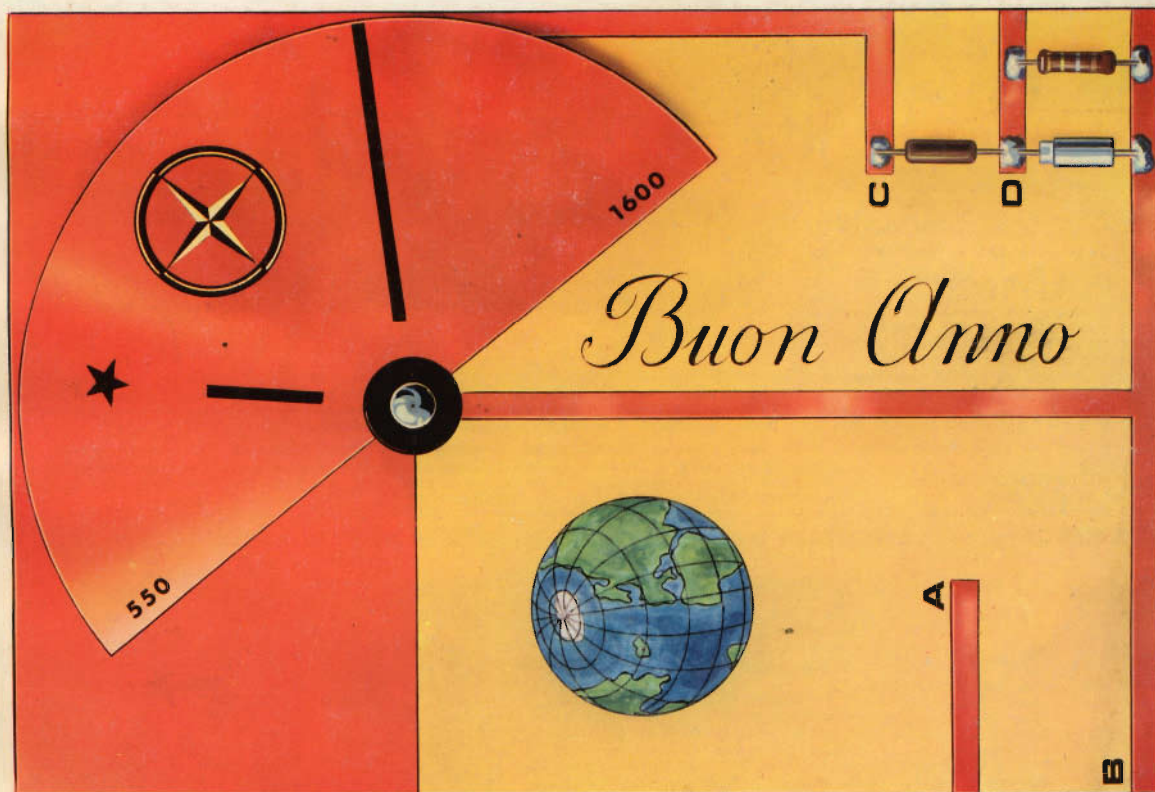


SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

IN QUESTO NUMERO:

- **STIMOLATORI CARDIACI**
- **LE RADIOCARTOLINE**
- **I VETTORI E LA TVC**



N. 1 - GENNAIO 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500



Supertester 680 R / R come Record !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!

Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**



- Record** di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- Record** di precisione e stabilità di taratura!
- Record** di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- Record** di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- Record** di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- Record** di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

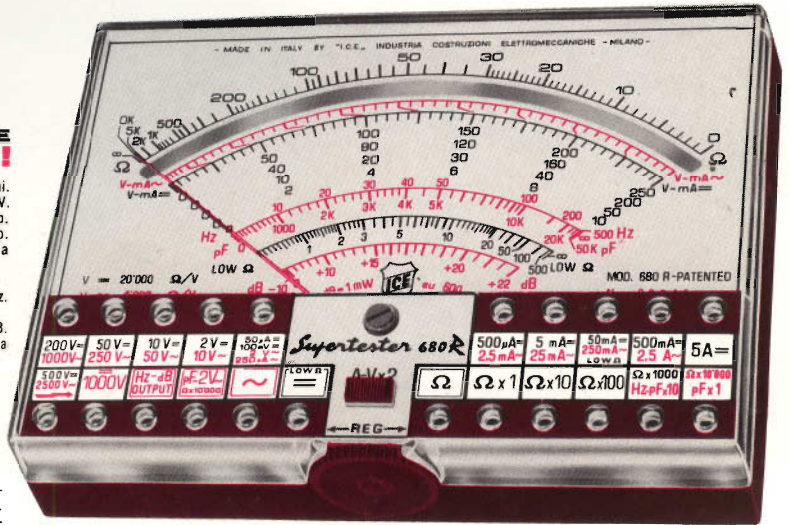
- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 250 μ A a .5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a
- Rivelatore di REATTANZA:** 10 Megaohms.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 10 Megaohms.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 2000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS:** 10 portate: da -24 a +70 dB.
- CAPACITA':** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 20.000 μ F in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetro. Il marchio - I.C.E. - è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello! Di ciò ne siamo orgogliosi poiché, come disse Horst Franke «L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione!».

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinsipole speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERESTER 680R**: **amaranto**, a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest
MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Ico (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (B) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660**. Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. A TENAGLIA
MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA., 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. - **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO I.C.E. A TENAGLIA
Amperclamp
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA., 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI
MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)
Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!
Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da -50 a +40°C
e da +30 a +200°C
Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)
MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.
Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6



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

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

I principali sono:

Amperometro a "fenaja modello "Amperclamp" per Corrente Alternata:

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

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

Volt ohmetro a Transistori di altissima sensibilità.

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

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

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

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

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

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

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

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antirullo: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU'**

SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato**

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indica-

torre ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte

superiori alla portata scelta!

Strumento antirullo con spe-

ciali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con spe-

ciale dispositivo per la com-

pensozione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. **IL**

TESTER SENZA COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



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

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

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

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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



STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTI LE MISURE ELETTRICHE



**VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI
CAMPIONE**

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.



**E' in edicola
il numero 1
di Sperimentare**

24
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

GENTE *mi*
 24
 DIARI
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

24
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

24
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

24
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

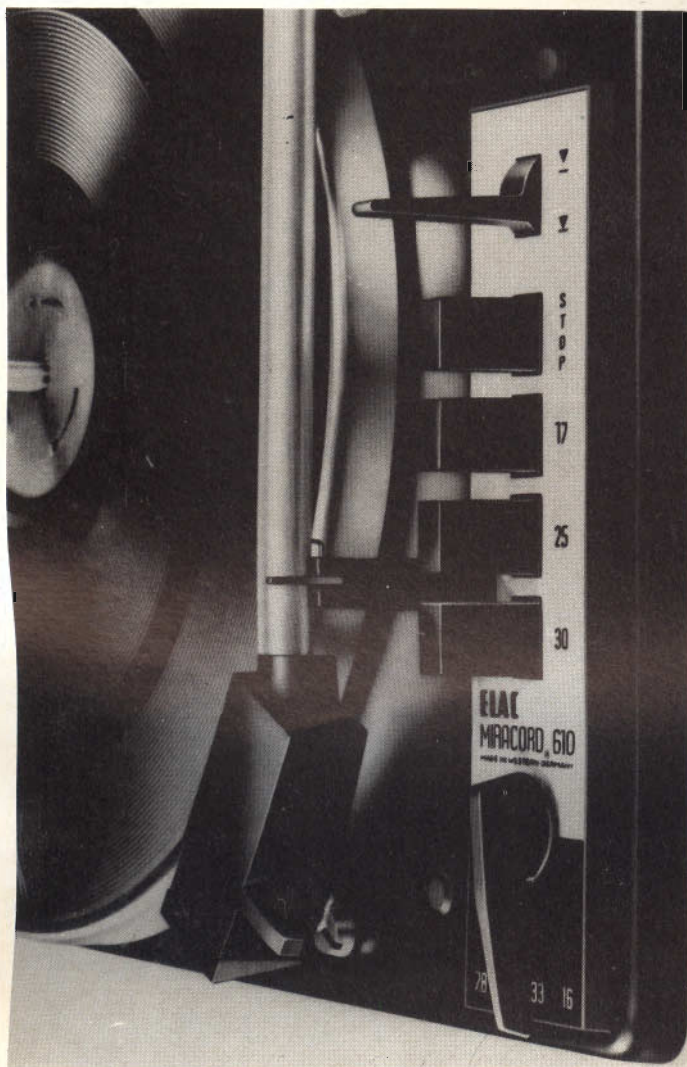
24
 SOITE
 CASA
 Come
 ALLAS
 TELLON
 in
 FOTOFIX
 90 FIA

S O M M A R I O

| | |
|--|---|
| In copertina | Un nuovo modo di inviare gli auguri (vedi articolo a pag. 119) |
| Lettere | 7 I lettori ci scrivono |
| Strumenti e misure di laboratorio | 15 Costruzione di un misuratore di potenza e di impedenza 23 Misure speciali di bassa frequenza - Il parte |
| L'angolo del tecnico TV | 32 Guasti probabili nei televisori |
| Televisione a colori | 39 I vettori e la televisione a colori - Il parte 43 La trasmissione delle immagini - V parte |
| L'antenna | 51 L'antenna telescopica nel televisore portatile |
| L'ABC dell'elettronica | 63 Udibilità degli errori di fase |
| Elettronica medicale | 67 Stimolatori cardiaci |
| Nuovi componenti | 75 I transistor ad effetto di campo fet |
| Caratteristiche dei componenti | 81 Il tiristore e gli apparecchi elettrodomestici |
| HIGH-KIT | 87 Gruppi di luci psichedeliche di 150 W e 800 W 95 Psichedelico-Light Treble Frequency UK 720 103 Psichedelico-Light Middle Frequency UK 725 111 Psichedelico-Light Bass Frequency UK 730 |
| Realizzazioni sperimentali | 119 Costruzione di radio cartoline 129 Costruzione di un oscillatore a sfasamento 137 Un amplificatore economico da 10 W |
| Schemi | 138 Possibilità ed applicazione dei semiconduttori |
| Novità tecnologiche | 151 Nuovi fotoelementi al solfuro di cadmio monostrato |
| Servizio Radio-TV | 155 Appunti per radiocostruttori e tecnici |
| Radio amatori | 165 Antenne per installazioni difficili |
| Rubriche | 173 Rassegna delle riviste estere 179 Informazioni tecnico commerciali 183 Dal catalogo G.B.C. 188 La scrivania dello zio 190 Equivalenze semiconduttori |

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

il cambiadischi stereo più



CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244 - 17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 × 270 mm



**nuovissimo
pratico
completo**

N. G.B.C. RA/0594-00

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
italiana

IN ITALIA.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MARINI F. - Roma

Amplificatore di antenna FM

In commercio si trovano ottimi amplificatori di antenna, aventi elevato rendimento e prezzo modico, i quali consentono di ottenere risultati soddisfacenti nel caso in cui i segnali, pur essendo costanti, giungano piuttosto deboli. Fra questi possiamo citare gli amplificatori a transistor della G.B.C. NA/1160-00, NA/1280-00; oltre ad altri i cui dati tecnici sono riportati nel CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI della G.B.C. In figura 1 comunque è disegnato lo schema di un amplificatore del genere nel quale sono impiegati due transistor AF115.

Il valore dei vari componenti necessari è stato riportato direttamente sullo schema, mentre i dettagli relativi alla costruzione delle bobine dell'amplificatore sono indicati in figura 2.

L'accordo dei circuiti, con i transistor non inseriti, dovrà essere effettuato sulla frequenza di 94 MHz mediante un grid-dip.

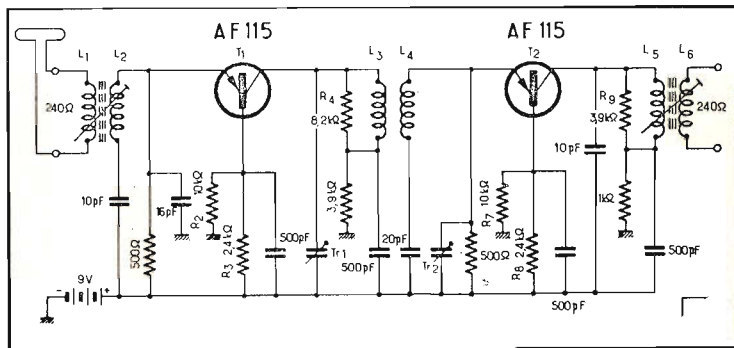


Fig. 1 Amplificatore d'antenna FM per la ricezione di segnali deboli.

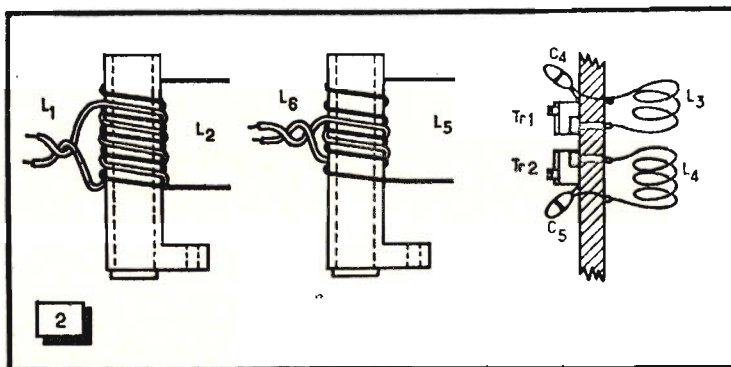


Fig. 2 - Dettaglio delle bobine il cui accordo sarà eseguito mediante un grid-dip.

Sig. CORRADI P. - Roma

Alimentatore stabilizzato a valvole

Lo schema di un efficiente alimentatore stabilizzato con tensione di uscita in corrente continua a 500 V, variabi-

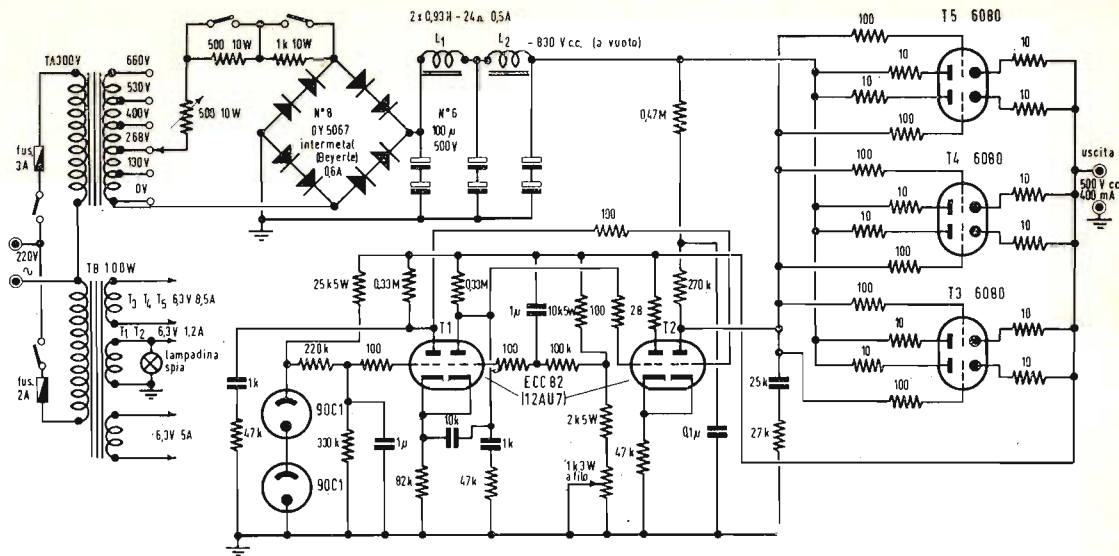


Fig. 3 - Schema di alimentatore stabilizzato a valvole per tensione c.c. di uscita regolabile da 0 a 500 V.

le con continuità da 0 a 500 V, è riportato in figura 3. La tensione di uscita è regolabile nei limiti precisati, sotto un carico di circa 400 mA.

Per la regolazione fine è stato previsto in serie al commutatore (cursore) della tensione alternata, un reostato a filo da 500 Ω, 10 W e due resistenze rispettivamente da 500 Ω e 1000 Ω, 10 W. Queste resistenze dovranno essere cortocircuitate in presenza di forti valori di corrente e verranno invece inserite quando la corrente è bassa.

La regolazione fine si può anche ottenere agendo sul potenziometro da 1 kΩ, 3 W che fa parte del circuito del partitore stabilizzatore di tensione. Naturalmente la costruzione di un tale apparecchio comporta delle difficoltà notevoli, tanto più che i relativi componenti sono difficilmente reperibili in commercio e quindi è opportuno farli costruire da ditte specializzate. Trattandosi di costruire un solo esemplare, ciò comporta una spesa veramente eccessiva. Pertanto le consigliamo l'acquisto di un ali-

mentatore stabilizzato già costruito. Nel catalogo componenti della G.B.C. potrà trovarne alcuni modelli che hanno delle caratteristiche veramente interessanti.

Sig. MARCHI G. - Firenze Misure di livello

I livelli presenti nelle linee di collegamento e negli amplificatori si misurano in genere con un voltmetro per corrente alternata tarato in decibel. Però non è esatto parlare del decibel come di una unità di misura; si tratta infatti del logaritmo in base 10 di un rapporto di tensio-

ni, di intensità di corrente o di potenze, aventi la stessa impedenza. L'attenuazione od il guadagno sono espressi dalle relazioni $A_{dB} = 20 \log (V_2/V_1)$ e $20 \log (I_2/I_1)$ se si tratta di tensioni o di correnti e con $10 \log (P_2/P_1)$ in caso di potenze.

Diamo qui sotto alcuni dei principali valori espressi in decibel.

Per effettuare la taratura di un misuratore di uscita si stabilisce arbitrariamente un livello di riferimento corrispondente ad 1 mW su 600 Ω individuandolo pari ad 1 dBm. Tale livello corrisponde ad una tensione di 0,775 V su 600.

| dB | amplificazione + dB | | attenuazione - dB | |
|----|---------------------|-----------|-------------------|-----------|
| | P_2/P_1 | V_1/V_2 | V_1/V_2 | P_2/P_1 |
| 0 | 1,000 | 1,000 | 1,000 | 1,000 |
| 1 | 1,259 | 1,122 | 0,891 | 0,794 |
| 2 | 1,585 | 1,259 | 0,794 | 0,631 |
| 3 | 1,995 | 1,413 | 0,708 | 0,501 |
| 5 | 3,3981 | 1,995 | 0,501 | 0,251 |
| 10 | 10,000 | 3,162 | 0,316 | 0,100 |
| 20 | 100,000 | 10,000 | 0,100 | 0,010 |

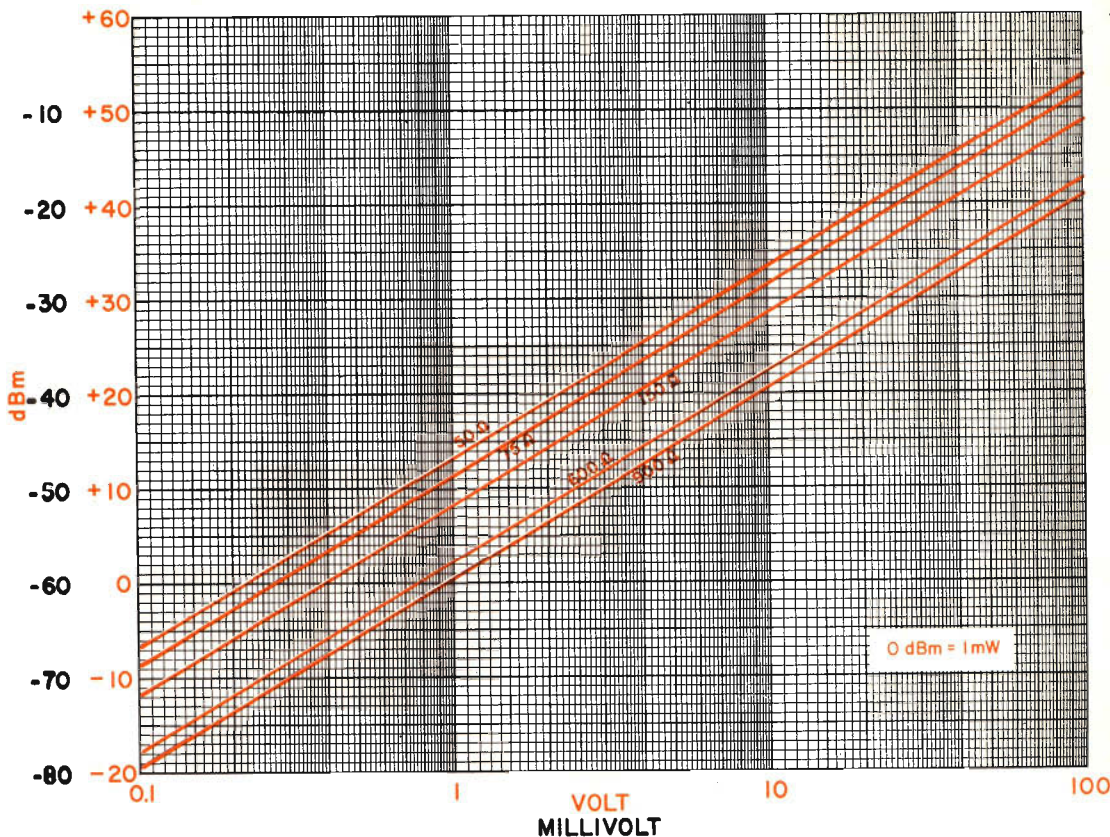


Fig. 4 - Tabella per eseguire la conversione dBm-tensione per impedenze di 50, 75, 150, 600 e 900 Ω .

In figura 4 riportiamo una tabella di conversione dBm/tensione, nella quale 0 dBm corrispondono ad 1 mW, e che è valida per impedenze di 50, 75, 150, 600 e 900 Ω .

Fig. MARTELLI G. - Milano Sulla pericolosità dei televisori a colori

Effettivamente la stampa quotidiana ed alcuni periodici hanno pubblicato la notizia che il Ministero della Sanità degli Stati Uniti aveva raccomandato a coloro che posseggono degli apparecchi televisivi a colori, di mantenersi ad una certa distanza dal loro schermo dato che da un controllo eseguito in una contea nei pressi di New York si sarebbe riscontrato che un televisore su

cinque emetteva delle radiazioni pericolose per il corpo umano (raggi X). Lo stesso Ministero consigliava gli utenti di apparecchi TV a colori di sedersi alla distanza minima di tre metri cosa questa che ha destato molta perplessità e timore, per cui molti genitori hanno addirittura proibito ai loro figli di osservare un tale genere di emissioni.

Nella polemica si è pure inserito il fisico Seymour Becker il quale ha affermato che purtroppo ogni televisore può costituire una sorgente di pericolose radiazioni sebbene, in teoria, un apparecchio ben costruito non dovrebbe lasciar sfuggire emissioni nocive per l'uomo e gli animali. È noto infatti che qualsiasi tubo a raggi catodici, nel quale agiscono

tensioni notevolmente elevate è praticamente un generatore di raggi X ed è per l'appunto in considerazione di tale fatto che le case costruttrici di TRC prendono le adatte misure costruttive affinché detto fenomeno sia circoscritto ad una zona estremamente limitata. Ciò naturalmente è possibile anche nella costruzione dei tubi destinati alla televisione a colori.

È anche difficile spiegare come in una nazione così avanzata, sia nel campo della tecnica che in quello della scienza in generale, come gli Stati Uniti un numero così elevato di tubi a raggi catodici sia potuto sfuggire al controllo. Probabilmente il fatto è da attribuire alla lentezza con la quale il fenomeno si manifesta.



Fig. 5 - Cinescopio Philips a colori da 26" con angolo di deflessione di 110°.

Tale fatto, come è noto trova la sua origine nella parte in cui, in relazione alla presenza di una elevata differenza di potenziale, si manifesta una notevole accelerazione degli elettroni, che, in funzione dell'aumento di velocità, reagiscono con gli elettroni dando origine, per l'appunto alle radiazioni di tipo X. Occorre anche precisare che in un circuito del genere oltre ad essere interessato il tubo a raggi catodici lo è pure la valvola raddrizzatrice, che in genere lavora con tensioni comprese fra i 20.000 ed i 30.000 V.

In Germania sull'argomento vi è stata addirittura una interrogazione da parte di un deputato al governo tedesco. In considerazione di ciò l'associazione tedesca delle industrie radiotelevisive, ha comunicato che le leggerissime radiazioni, emanate dagli ap-

parecchi di loro produzione sono inferiori al grado stabilito dalle norme di sicurezza internazionale, che evidentemente non erano state osservate da alcuni costruttori degli USA, e che i televisori di loro costruzione erano regolarmente controllati da parte degli istituti governativi responsabili, affermazione questa che è stata confermata dal Ministero della sanità.

In Italia le case costruttrici di tubi a raggi catodici hanno già preso le loro precauzioni in merito, e ciò grazie al fatto che essendo arrivati dopo degli altri vi è stato il vantaggio di sfruttare l'altrui esperienza!

Ad esempio la Magneti Marelli durante la progettazione e la fabbricazione dei tubi RVC 800, ha sottoposto tutti i prototipi ad una serie

di controlli particolarmente rigorosi utilizzando delle apparecchiature ultra sensibili ai raggi X.

Uno di questi strumenti era costituito da un contatore a gas interno, simile ai contatori Geiger, e dotato di una sensibilità tale da consentire misure dell'ordine di 2 milliroengten a fondo scala.

Con uno strumento del genere si è rilevato che alla distanza di 5 cm esiste, nel suddetto modello di tubo, una exposure dose rate (intensità di dose di esposizione), inferiore ai 0,5 milliroengten all'ora. Valore questo che assicura nel modo più assoluto l'incolumità agli spettatori della televisione a colori.

Comunque, come abbiamo affermato più volte sulla nostra rivista, è opportuno che gli spettatori, non solo della televisione a colori ma anche di quella in bianco e nero, abbiano la precauzione di non avvicinarsi, in modo permanente, ad una distanza di un metro e mezzo o due dallo schermo (inferiore naturalmente per gli apparecchi portatili). Ciò riguarda in modo particolare i bambini che essendo per natura di indole irrequieta sono tentati ad avvicinarsi eccessivamente allo schermo la qualcosa può provocare anche alterazioni alla vista.

Sig. GROSSO G. - Genova **Sistemi indicatori** **oscilloscopici tricromici**

Un indicatore tricromo, che consente l'osservazione su uno schermo sino a tre segnali d'ingresso contemporaneamente, oltre naturalmente alle linee di riferimento orizzontali e verticali, ognuno in un diverso colore e con elevata risoluzione e sensibilità, è stato messo in commercio dalla Telonic Italia. Si tratta dell'indicatore tri-

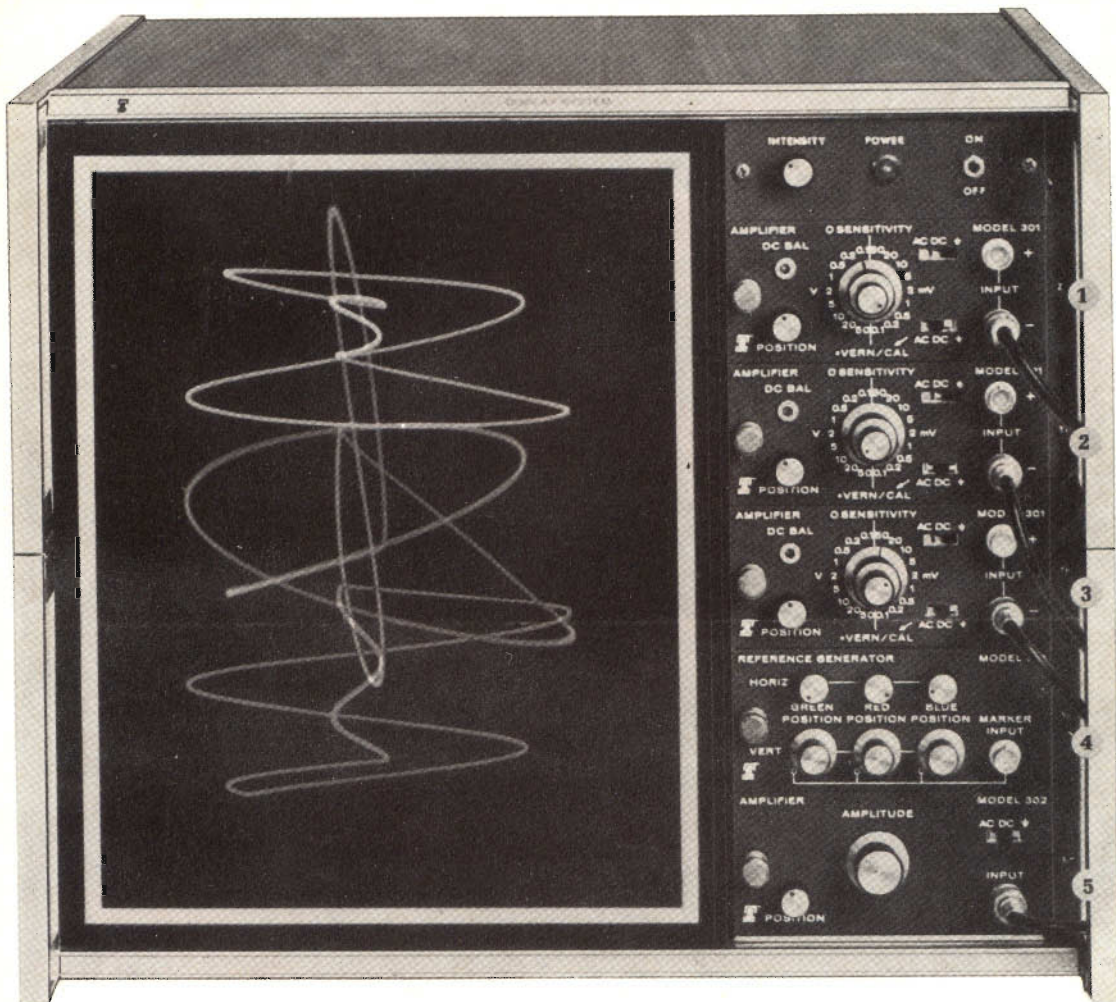


Fig. 6 - Sistema indicatore oscilloscopico a tre tracce colorate su un tubo a raggi catodici da 15" Telonic, modello 201.

cromo modello 201. Questo oscilloscopio consente infatti la presentazione di tre segnali su un tubo a raggi catodici da 15" nei colori rosso, verde ed azzurro. Unitamente ai segnali possono essere presenti, negli stessi colori, tre linee di riferimento verticali e tre linee orizzontali. Evidentemente questa soluzione permette l'identificazione di ciascun segnale d'ingresso per quanto questo sia vicino agli altri segnali; anzi l'identificazione è possibile anche nel caso in cui le tracce risultino sovrapposte.

L'utilizzazione tricroma, unica del suo genere, rende

possibile l'utilizzazione dello schermo intero per ciascun segnale. Ciò fornisce un'elevata risoluzione oltre ad una esatta possibilità di comparazione fra i segnali, senza andare a scapito della possibilità di identificazione della traccia. Allo scopo di assicurare il libero controllo dei tre segnali ciascun canale d'ingresso fa capo ad un proprio amplificatore. La sensibilità per i segnali d'ingresso va da $100 \mu\text{V}/\text{pollice}$ a $100 \text{ V}/\text{pollice}$ di modo che è possibile ottenere la massima risoluzione per qualsiasi livello d'ingresso. In figura 6 è visibile la fotografia dell'indicatore in questione il quale

naturalmente è destinato ai laboratori. Trattandosi di un apparecchio professionale non siamo naturalmente in grado di procurarle lo schema dettagliato che pensiamo sia fornito agli acquirenti, tuttavia in figura 7 riportiamo lo schema di principio.

Un oscillatore di potenza, agganciato in fase, sulla frequenza di rete, genera una corrente sinusoidale nella bobina di deflessione verticale. Questa corrente non effettua soltanto il posizionamento verticale dei fasci elettronici ma genera altresì anche una tensione di posizione del fascio che, mediante una re-

noni elettronici ad essi associati.

Oltre alla tensione di posizione del fascio, ad ogni modulo arriva sia una tensione di riferimento sia una tensione di ingresso da uno dei tre canali verticali. Durante la scansione verticale verso la parte bassa dello schermo, ogni comparatore attiva il suo generatore di impulsi nell'istante in cui la tensione di ingresso al comparatore stesso eguaglia la tensione di posizione del fascio. A questo punto il cannone elettronico emette il fascio di elettroni e produce un punto.

Si ottiene quindi che, durante la scansione verticale verso il basso, vengano generati tre punti, uno rosso, uno verde ed uno azzurro. Durante la scansione verso l'alto la tensione d'ingresso non ha alcun compito e viene ignorata. Al suo posto inter-

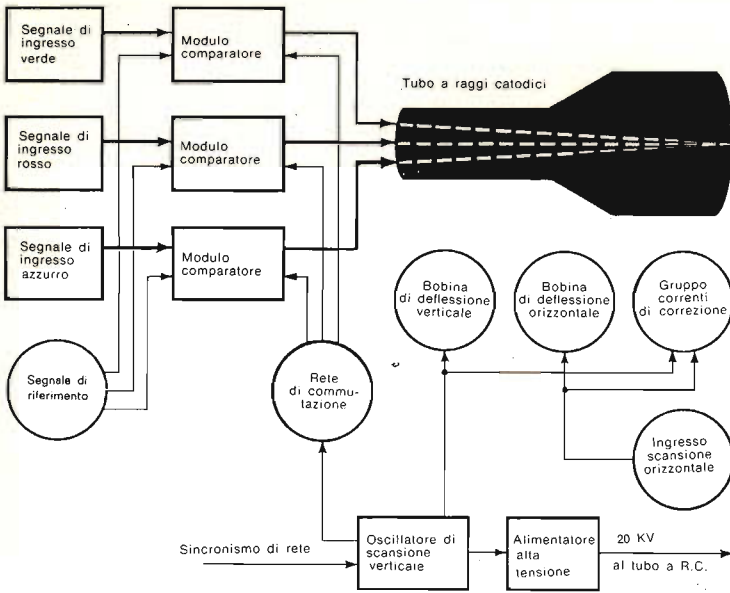


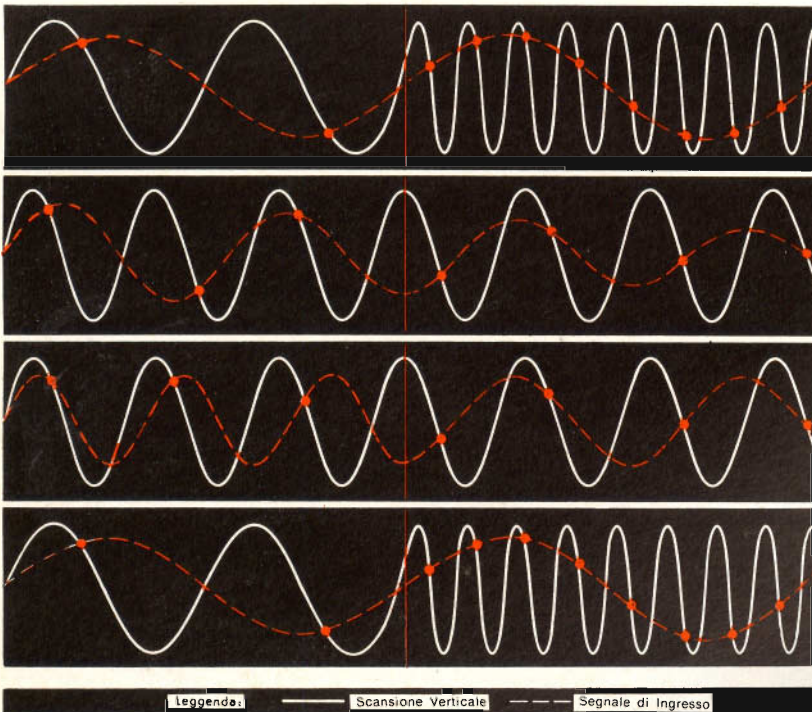
Fig. 7 - Schema a blocchi dell'indicatore tricromo modello 201.

te di commutazione viene inviata ai moduli comparatori del rosso, del verde e del-

l'azzurro. Tali moduli comprendono dei generatori di impulsi che pilotano i can-

Normale

Migliorata



Si aumenta la frequenza di scansione verticale

Si diminuisce l'ampiezza del segnale di ingresso

Si diminuisce la frequenza del segnale di ingresso

Si diminuisce la velocità di scansione orizzontale

Fig. 8 - Quattro metodi differenti per aumentare la risoluzione di un sistema indicatore tricromo.

TC-12

SONY

vengono invece le tensioni di riferimento prefissate dall'operatore; anch'esse vengono comparate con la tensione di posizione del fascio come nel caso precedente e producono quindi altri tre punti.

Dato che contemporaneamente il fascio subisce una deflessione orizzontale, vengono tracciate tre tracce corrispondenti ai segnali d'ingresso e tre linee di riferimento.

Essendo la scansione verticale e sinusoidale i fasci vengono accelerati verso il basso e verso l'alto in modo continuamente variabile. Siccome la posizione dei punti non è determinata dal sistema di scansione, ma dai comparatori, la non linearità della scansione non ha alcun peso sulla linearità della traccia. L'unica cosa che ne risente è la spaziatura tra i punti che la compongono, spaziatura che è diversa per ogni coppia continua di punti.

Le bobine di deflessione orizzontale e verticale provocano una scansione da sinistra a destra ed in giù ed in giù. Durante la scansione verso il basso, ogni modulo confronta il suo ingresso di canale con il segnale di posizione proveniente dalla rete di commutazione; quando i due segnali coincidono il generatore di impulsi attiva un cannone elettronico provocando un punto colorato sullo schermo.

Durante la scansione verso l'alto il segnale di posizione viene confrontato, come abbiamo detto, con il segnale di riferimento di canale e quando questi due coincidono un altro punto viene tracciato sullo schermo.

Il circuito per le correnti di correzione fa sì che i fasci dei tre cannoni convergano sullo stesso punto.

L'alimentazione al tubo raggi catodici, 20 kV, è stabilizzata entro 50 V.

Sig. BARBIERI M. - Milano

Stazioni di radiodiffusione ad onda media

Sulla gamma delle onde lunghe la Turchia dispone di due trasmettitori: quello di Ankara sulla frequenza di 182 kHz (1648 m) potenza 240 kW, e quello di Erzurum su 245 kHz (1224 m) potenza 100 kW. Su 173 kHz trasmette la stazione di Moskva avente la potenza di 500 kW, però su detta frequenza da qualche tempo è ritornata la stazione di Monaco della Voce dell'America. La stazione di Motala (Svezia) trasmette sulla frequenza di 191 kHz (1571 m) con la potenza di 600 kW.

L'Albania, nella gamma delle onde medie impiega attualmente le seguenti frequenze: 1088 kHz (276 m) Korçe, Shkoder; 1358 kHz (221 m) Tirana; 1430 kHz (210 m) Gjirokaster; 1484 (202 m) Korçe.

A suo tempo su SELEZIONE RADIO TV, pubblicando l'elenco delle emittenti ad onda media e corta europee e mondiali, abbiamo dato anche l'indirizzo degli enti concessionari dei servizi di radiodiffusione di tutti i paesi.

La Spagna dispone di circa 250 trasmettitori, la maggior parte di questi di debole potenza e di frequenza alquanto instabile, che dipendono da una decina di società differenti (alcuni di essi appartengono ad enti privati) e quindi non ci è assolutamente possibile pubblicare il loro elenco.

Se ci invia l'importo prescritto potremo fornirle fotocopia di questo elenco, aggiornato al 30 settembre.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:

J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

REDATTORE:

MARCELLO LONGHINI

SEGRETARIA DI REDAZIONE:

MARIELLA LUCIANO

Direzione, Redazione,

Ufficio Pubblicità:

V.le Matteotti, 66

20092 - Cinisello Balsamo - Milano

Tel. n. 9281801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, 15

20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 1 - Gennaio 1970

Rivista mensile

edita per la divulgazione

dell'elettronica,

della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.

Trib. di Milano n. 4261

dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa: S.Ti.E.M.

20097 - S. Donato Milanese

Prezzo della Rivista L. 500

numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000

per l'estero L. 7.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano.

C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli

Chiunque abbia a che fare con amplificatori, con generatori di segnali o trasmettitori di potenza limitata, si trova spesso a dover affrontare il problema di misurare l'impedenza di uscita di un'apparecchiatura, oppure la potenza del segnale disponibile. A tale scopo, può risultare assai interessante per molti dei nostri lettori la realizzazione di questo semplice strumento, descritto su Popular Electronics, che — senza eccessive difficoltà — consente di misurare con approssimazione sufficiente la massima potenza di uscita di amplificatori, di generatori di segnali, e di trasmettitori a bassa potenza, valutandone nel contempo l'eventuale valore incognito dell'impedenza di uscita.

a cura di L. Biancoli

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Costruzione di un misuratore di potenza e di impedenza

La misura di una tensione, di una corrente o di una resistenza è sempre cosa relativamente facile: tutto ciò di cui occorre disporre consiste semplicemente in un multimetro, oppure in un voltmetro a valvola. Tuttavia, quando accade di dover effettuare la misura di un valore di potenza, la maggior parte dei tecnici si trova a dover superare alcune difficoltà.

Una di esse consiste nel fatto che occorre misurare contemporaneamente due grandezze variabili, che sono di solito tra loro indipendenti: in altre parole, è possibile stabilire il valore di una potenza di uscita solo a patto che si conoscano quelli della tensione e della corrente, oppure della tensione e della resistenza, o ancora della corrente e della resistenza. Tutto ciò può non presentare alcuna difficoltà, specie se si dispone di strumenti del tipo a termocoppia per la misura di correnti ad

Alta Frequenza: tuttavia — se si desidera misurare la **massima** potenza di uscita di un amplificatore, di un generatore di segnali, o di un trasmettitore di potenza limitata — il problema risulta complicato dal fatto che, nell'eseguire la misura, l'impedenza di carico deve essere adattata all'impedenza di uscita del dispositivo sotto prova.

Il misuratore di potenza e di impedenza che stiamo per descrivere è uno strumento di costo assai limitato, alimentato esclusivamente dal segnale nei cui confronti si esegue la misura, e che permette di misurare la potenza di uscita entro valori compresi tra pochi milliwatt e 3 W, e contemporaneamente (oltre che automaticamente) è adattabile a qualsiasi valore di impedenza di uscita (standardizzato) compreso tra 4,7 Ω e 10 k Ω .

Ciò che più conta — inoltre — è che questo strumento presenta una linearità

di responso per tutte le frequenze comprese tra la corrente continua e circa 150 MHz. Per il suo funzionamento non occorre alcuna tensione di alimentazione, né alcun circuito di amplificazione: oltre a ciò, esso è in grado di funzionare per anni ed anni, senza richiedere alcuna manutenzione, né alcuna messa a punto, ad eccezione di quella iniziale a costruzione ultimata.

Lo strumento è di impiego assai semplice: basta infatti collegare l'ingresso all'uscita del dispositivo di cui si desidera misurare la potenza di uscita, l'impedenza di uscita, o entrambi tali valori, e ruotare un unico commutatore finché l'indice dello strumento di misura, la cui scala è tarata direttamente in watt, indica un valore massimo. In corrispondenza di questa massima deflessione dell'indice, è possibile leggere direttamente sullo strumento la potenza, fino ad un massimo di 3 W, mentre sul quadrante graduato della manopola che comanda il commutatore è possibile apprendere con una buona approssimazione il valore dell'impedenza di uscita del dispositivo che fornisce il segnale.

Lo strumento — infine — può essere facilmente modificato per ottenere l'indicazione diretta dell'impedenza di uscita in modo ancora più preciso. A tale scopo, è sufficiente aumentare il numero delle posizioni del commutatore, e calcolare i valori resistivi riferiti a valori di impedenza intermedi tra quelli considerati.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La **figura 1** illustra il circuito elettrico dell'intero dispositivo: esso consta di un doppio commutatore rotante, avente due vie ed undici posizioni, ottenute con lo impiego di due settori, di cui l1a serve per selezionare i diversi valori della resistenza di carico da applicare all'uscita dell'apparecchiatura sulla quale si effettua la misura. Il secondo settore, contrassegnato l1b, inserisce invece diversi valori resistivi in serie allo strumento ST, allo scopo di variane la sensibilità per consentire l'indicazione della massima tensione presente tra il contatto comune del primo settore del commutatore e la massa (vale a dire in parallelo alla resi-

stenza di carico inserita) tramite il diodo D.

Tutte le resistenze comprese tra R1 ed R11 devono presentare una dissipazione minima di 4 W, e devono essere del tipo non induttivo, con tolleranze scelte in base alla precisione che si desidera ottenere, tenendo però presente che la precisione che si raggiunge in definitiva nella esecuzione delle misure dipende anche dalle caratteristiche dell'equipaggio mobile dello strumento indicatore. I valori elencati nell'elenco dei componenti sono stati scelti in modo da corrispondere alla maggior parte dei casi che possono di solito verificarsi.

Prima di procedere, occorre ora rammentare che — dal momento che il valore efficace di una tensione alternata (partendo del presupposto che essa abbia una forma d'onda sinusoidale) ammonta soltanto 0,707 il valore di picco — è necessario prevedere una resistenza da collegare in parallelo allo strumento durante l'esecuzione di misure in corrente alternata. Inoltre, dal momento che gli strumenti presentano vari valori della resistenza interna, la scelta del valore di questa resistenza in parallelo, indicata nello schema di figura 1 col simbolo R23, deve essere effettuata in base al valore attuale della resistenza interna dello strumento usato. A tale scopo, basta collegare una sorgente che fornisca una tensione relativamente elevata (9 o 12 V) in serie ad un potenziometro avente una resistenza di diverse migliaia di ohm, chiudendo con essi un circuito in serie con lo strumento. Ciò fatto, occorre regolare il potenziometro finché lo strumento indichi esattamente il fondo scala (corrispondente alla potenza di 3 W, ed alla corrente di 1 mA).

Successivamente, occorre collegare diversi valori resistivi in parallelo allo strumento, fino ad ottenere da parte di quest'ultimo l'indicazione della potenza di 1,5 W (beninteso, dopo aver modificato la scala nel modo di cui diremo), fino a portarsi sulla posizione « T » (taratura).

Dal momento che in tali condizioni lo strumento indica il valore efficace della potenza, anziché il suo valore di picco, non si può certo prevedere che fornisca risultati assolutamente precisi nei con-

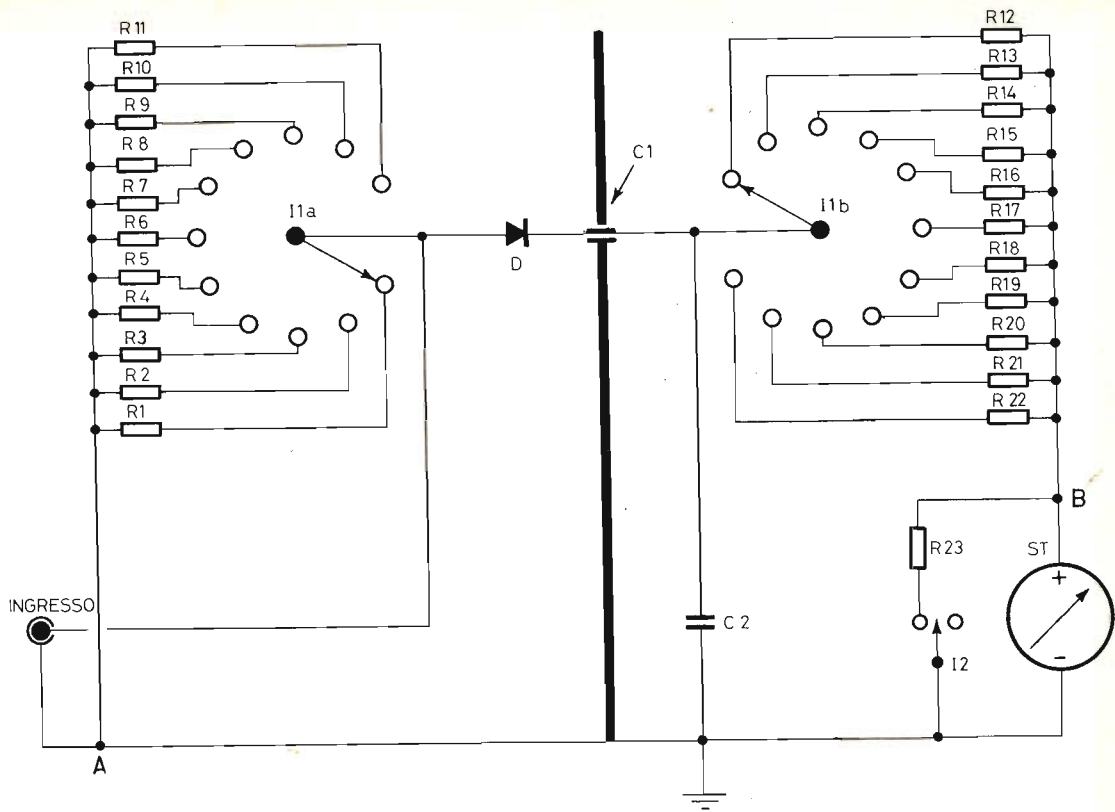


Fig. 1 - Circuito elettrico del misuratore di impedenza e di potenza. Esso consta semplicemente di un commutatore multiplo a due settori, di due serie di resistenze (la prima di valori di carico equivalente, e la seconda di valori addizionali per lo strumento), di un milliamperometro, e di pochissimi altri componenti.

fronti di tensioni di ingresso che non siano perfettamente sinusoidali. Tuttavia, questo metodo viene di solito usato per la taratura della maggior parte dei voltmetri a valvole, e si è dimostrato del tutto soddisfacente in pratica, particolarmente nei confronti delle misure compiute con correnti alternate a frequenza piuttosto elevata.

Una volta stabilito il valore di R23, basta effettuare il resto dei collegamenti seguendo lo schema della citata figura 1.

Il diodo D è indispensabile in quanto permette di effettuare con uno strumento convenzionale a bobina mobile, avente una sensibilità di 1 mA fondo scala, la misura dell'ampiezza di una tensione alternata presente ai capi della resistenza di carico.

In teoria, qualsiasi diodo potrebbe essere usato a tale scopo, ma in pratica oc-

corre tenere nella dovuta considerazione due importanti fattori: quando si effettua la misura di una potenza di 3 W in C.C. ai capi di una resistenza di carico del valore di 10.000 Ω , esiste una tensione di ben 173 V ai capi del diodo. Nelle stesse condizioni di potenza e di impedenza, la tensione alternata che risulta invece presente ai capi del diodo raggiunge un valore di picco pari approssimativamente a 250 V. Qualsiasi tipo di diodo al Germanio verrebbe immediatamente distrutto se venisse sottoposto ad una tensione alternata di tale ampiezza.

Considerando il caso opposto, si ha che — in occasione della misura di una potenza di 30 mW ai capi di una resistenza di carico del valore di 5 Ω — si ottiene una tensione inferiore a 0,5 V ai capi del diodo, che è normalmente al di sotto del livello di soglia di conduzione per qual-

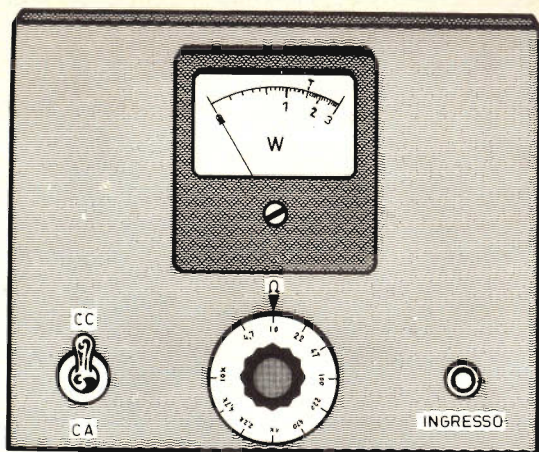


Fig. 2 - Lo strumento può essere realizzato in un involucro metallico, avente l'aspetto tipico qui illustrato, disponendo i comandi sul pannello frontale.

siasi tipo di diodo rettificatore al silicio adatto a sopportare tensioni elevate.

In pratica, sebbene queste due condizioni estreme siano piuttosto difficili da riscontrare, è stato possibile accertare che l'impiego di un diodo rettificatore al Germanio, avente una tensione inversa di picco del valore massimo di 120 V nominali, è sufficiente per soddisfare la maggior parte delle condizioni che possono normalmente riscontrarsi in pratica. Ad esempio, il diodo Philips OA95 ha una tensione inversa massima di 115 V, mentre il tipo OA202 arriva a 150 V.

La capacità C1 non è altro che un condensatore passante ceramico avente il valore di 1.000 pF, attraverso il quale passa uno dei terminali del diodo che unisce tra i loro i contatti mobili dei due settori del commutatore rotante. La capacità C2 serve invece per filtrare l'eventuale residuo di alternata dopo la rettificazione ad opera del diodo D, allo scopo di rendere più precisa e stabile la misura tramite il milliaperometro.

REALIZZAZIONE DELLO STRUMENTO

L'intera apparecchiatura può essere racchiusa in una piccola scatola metallica, allo scopo di evitare una eccessiva irradiazione di segnale quando lo strumento viene usato per effettuare la misura della potenza di uscita fornita da picco-

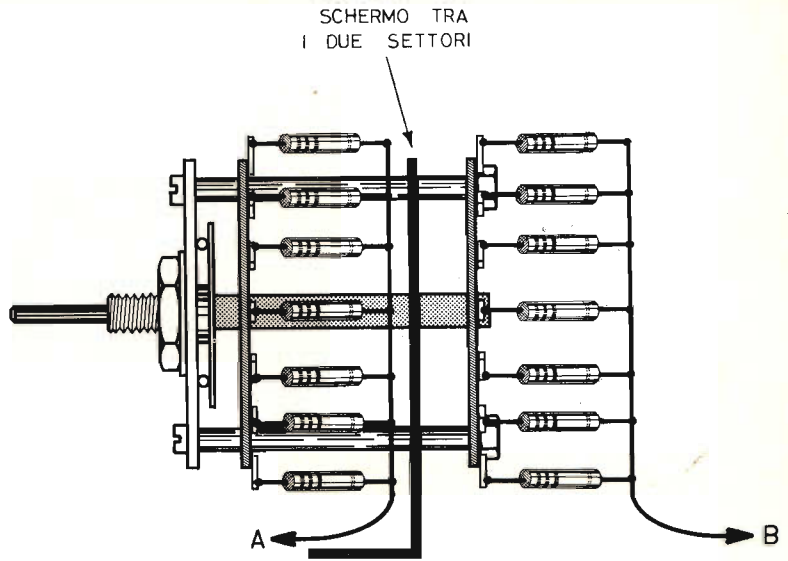
li trasmettitori o da generatori di segnali. Per comodità di lettura, può essere utile attribuire una certa inclinazione al pannello frontale, sebbene ciò non sia assolutamente indispensabile.

La **figura 2** illustra uno dei possibili aspetti che lo strumento montato può assumere, facendo in modo che il milliaperometro si trovi al centro della parte superiore della facciata anteriore: al di sotto, in posizione centrale, si trova la manopola che comanda il commutatore a due sezioni, avente due vie ed undici posizioni, provvista di un piccolo quadrante recante un contrassegno per ogni valore di impedenza compreso tra 4,7 Ω e 10.000 Ω , per predisporre i valori di impedenza necessari per determinare le condizioni di massima resa. A sinistra di questa manopola si trova l'interruttore a leva che permette di inserire la resistenza R23 in parallelo allo strumento, in occasione dell'esecuzione di misure in corrente alternata. A tale scopo, le due possibili posizioni del commutatore sono contrassegnate CC per le misure in corrente continua, e CA per quelle in corrente alternata.

A destra della manopola si osserva infine la presenza del raccordo a « jack », attraverso il quale — tramite un cavetto schermato provvisto di spinotto telefonico, è possibile applicare allo strumento il segnale da misurare.

Il commutatore a due vie ed undici posizioni deve essere allestito esternamente alla scatola, vale a dire prima del suo montaggio nell'involucro, predisponendolo così come si osserva alla **figura 3**, che mette in evidenza l'aspetto del commutatore visto da un lato. I due settori devono essere distanziati tra loro mediante l'impiego di quattro distanziatori, di due diverse lunghezze. Due distanziatori aventi una lunghezza leggermente maggiore di quella delle resistenze collegate al primo settore devono essere inseriti per primi sulle viti (prigionieri) che tengono insieme il commutatore bloccando i due settori e rendendoli solidali col meccanismo di scatto. Tra questi due distanziatori e gli altri due notevolmente più corti deve essere inserito uno schermo metallico consistente in una lastrina rettangolare di alluminio, di ferro cadmiato o di ottone;

Fig. 3 - Metodo di allestimento del commutatore multiplo. Tra il primo ed il secondo settore deve essere inserito uno schermo metallico, attraverso il quale — tramite una capacità del tipo passante — passa uno dei terminali del diodo.



esso ha il compito di impedire accoppiamenti capacitivi ed induttivi tra le due serie di resistenze. Nella parte inferiore, tale schermo dovrà essere piegato ad angolo retto, per consentirne il fissaggio mediante viti o mediante saldatura al telaio metallico dell'intero strumento. Attraverso questo schermo dovrà poi essere praticato un foro per l'installazione del condensatore passante C1, attraverso il quale deve passare uno dei collegamenti del diodo D.

Le resistenze del primo settore, ossia tutti i valori resistivi compresi tra R1 ed R11, hanno tutte un capo collegato ad uno dei contatti relativi alle undici possibili posizioni, mentre gli altri terminali devono essere tutti collegati tra loro mediante un collegamento ad anello realizzato con conduttore di rame stagnato del diametro minimo di 1,5 mm, e fanno capo al punto A, che dovrà essere collegato direttamente alla massa dello strumento: a tale scopo, si rammenti che il collegamento può far capo anche allo schermo, in quanto anche quest'ultimo va collegato a massa.

Per tutte le altre resistenze, comprese tra R12 ed R22, si adotterà il medesimo sistema di collegamento al secondo settore del commutatore, e tutti i terminali esterni verranno a loro volta collegati mediante un unico conduttore ad anello, come nel caso precedente, e costituiranno

il terminale B, facente capo al polo positivo dello strumento (ammesso che il diodo sia collegato nella posizione illustrata). Nell'eventualità che la posizione del diodo venisse invertita, occorrerà invertire del pari i collegamenti facenti capo alla bobina mobile dello strumento ST.

TARATURA DELLO STRUMENTO

Per tarare la scala dello strumento in modo che esso indichi direttamente la potenza in W, occorre togliere con molta prudenza il coperchio della scala, e ridisegnare quest'ultima in base ai valori riportati alla **tabella 1**. In pratica, al momento dell'acquisto, lo strumento avrà una scala tarata in milliampere, con tutti i valori compresi tra 0 ed 1 mA. Sulla suddetta scala, è quindi possibile valutare direttamente o per interpolazione i diversi valori elencati nella tabella, ossia 1 mA, 0,91, 0,82, 0,707, e così via. In corrispondenza del valore 0,707 occorre applicare sulla scala un trattino in rosso dalla parte opposta a quella recante la suddivisione in watt, che verrà poi contraddistinto dalla lettera « T » — anch'essa in rosso, per indicare il punto di taratura. In base alla suddetta tabella, sarà poi possibile trovare la posizione dei vari punti di riferimento e contrassegnarli con i numeri 0, 1, 2, e 3, applicando anche tutte

TABELLA 1

| CORRENTE IN mA | POTENZA CORRISPONDENTE in W |
|-------------------|-----------------------------------|
| 1,000 | 3,00 |
| 0,910 | 2,50 |
| 0,820 | 2,00 |
| 0,707 (Taratura) | 1,50 |
| 0,570 | 1,00 |
| 0,500 | 0,75 |
| 0,410 | 0,50 |
| 0,290 | 0,25 |
| 0,185 | 0,10 |
| 0,130 | 0,05 |
| 0,057 | 0,01 |

Tabella 1 - Valori relativi al rifacimento della scala del milliamperometro. Per rifare la scala, conviene riportare a matita quella attuale su di un foglio di carta da disegno liscia, nelle sue dimensioni effettive. Indi — in base alla tabella — tracciare in china i punti di riferimento in W, e rifare l'intera suddivisione. A lavoro ultimato, si potranno cancellare i segni a matita, dopo di che la scala verrà incollata sullo strumento.

le divisioni intermedie, per valutare direttamente i valori frazionari.

L'intero strumento funziona in base alla formula

$$W = V^2 : R$$

che esprime la potenza in funzione del rapporto tra il quadrato della tensione e la resistenza.

Il circuito di principio è illustrato alla **figura 4-A**, nella quale la potenza dissipata nella resistenza di carico R_c equivale al rapporto tra il quadrato della tensione V indicata dallo strumento, e la resistenza. Di conseguenza, se R_c ammonta a 100 Ω , e se il voltmetro indica una tensione — ad esempio — di 5 V, la potenza ammonta a

$$W = 5^2 : 100 = 0,25 \text{ W}$$

Dal momento che la potenza è proporzionale al quadrato della deflessione dell'indice del voltmetro, è logico che la scala presenti un andamento **non lineare**.

Tanto per fare un altro esempio, se si desidera che la deflessione a fondo scala corrisponda ad una potenza di 2 W, in tal caso l'indicazione corrispondente ad 1 W sarà in corrispondenza di $1 : \sqrt{2}$, ossia del valore corrispondente a 0,707 volte il valore di fondo scala.

Partendo dal presupposto che lo strumento di cui alla **figura 4-A** indichi una tensione di 10 V fondo scala, se la resistenza di carico ha un valore di 100 Ω , la potenza ammonta ad 1 W. Se la resistenza viene variata ed assume il valore di 500 Ω , con la stessa tensione di 10 V la potenza viene ad essere pari a

$$10^2 : 500 = 0,2 \text{ W.}$$

Ne deriva che, se il voltmetro venisse tarato direttamente in watt, fornirebbe la lettura esatta soltanto con un particolare valore della resistenza di carico.

La soluzione del problema consiste nel dimenticare completamente le condizioni che sussistono nei confronti della misura della tensione che si sviluppa ai capi della resistenza di carico, e concentrarsi invece sull'intensità della corrente necessaria per produrre la deflessione a fondo scala dell'indice del milliamperometro.

Adottando un milliamperometro avente una sensibilità di 1 mA fondo scala, tutto ciò che occorre consiste semplicemente nel fare in modo che si abbia il passaggio di una corrente di 1 mA attraverso la bobina mobile dello strumento quando quest'ultimo indica la potenza che noi vogliamo corrisponda al fondo scala (che può essere 1 W, 3 W come nello strumento descritto, 10 W, ecc.).

La **figura 4-B** illustra una versione semplificata del circuito mediante il quale è possibile ottenere quanto si è detto sopra.

Per ottenere la deflessione a fondo scala dell'indice in modo tale che corrisponda ad una potenza di 3 W, e con una resistenza di carico del valore di 100 Ω , la tensione presente ai capi della resistenza R_c deve corrispondere a

$$W \times R = 17,32 \text{ V}$$

Per ottenere il passaggio di una corrente di 1 mA in tali condizioni, la resi-

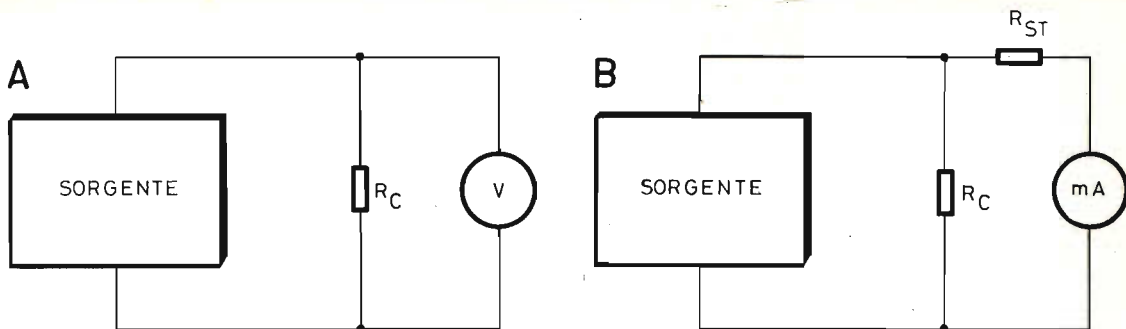


Fig. 4 - Metodi per la misura della potenza di uscita fornita da una qualsiasi sorgente. In A viene illustrato il principio fondamentale per la misura della potenza in funzione della tensione di uscita. In B viene invece illustrato il metodo sul quale si basa lo strumento descritto.

stenza totale dello strumento (costituita da quella della bobina mobile più la resistenza in serie) deve ammontare a 17.32 Ω . Analogamente, se la resistenza del carico presenta un valore di 500 Ω , la tensione presente ai suoi capi ammonta a 38,73 V, per cui la resistenza totale del circuito dello strumento deve essere pari a 38.73 Ω .

I valori usati per determinare la resistenza totale del circuito di misura per questo strumento sono elencati nella **tabella 2**. Si noti che — in ogni caso — il valore calcolato di R_{ST} è abbastanza prossimo ai valori resistivi standardizzati, per cui non occorre usare tipi di resistenze speciali. L'impiego del valore di 3 W come massima potenza di fondo scala si presta a questa utile circostanza. Dal momento che lo strumento — in questo ca-

so — presenta una resistenza interna piuttosto ridotta (essa è di solito di poche decine di ohm), il suo valore può essere completamente ignorato.

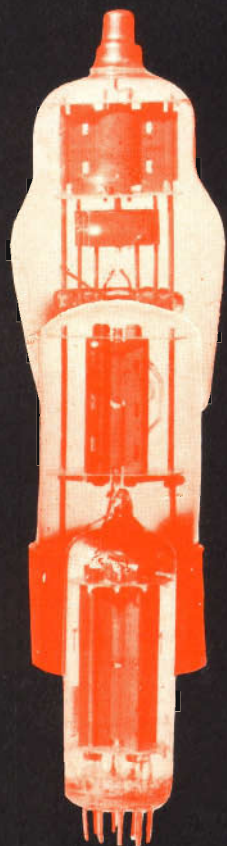
Naturalmente, adottando i medesimi criteri di calcolo, è sempre possibile progettare uno strumento di questo genere anche per potenze maggiori (ad esempio per 10 W fondo scala, o per 30, o per qualsiasi altro valore che il lettore ritenga utile in base alle sue personali esigenze). Di conseguenza, non è detto che questo strumento debba essere realizzato esclusivamente con i valori elencati nelle tabelle e nell'elenco dei componenti. Ciò che conta, tuttavia, è il fatto che il primo settore deve poter inserire in parallelo all'uscita dell'apparecchiatura su cui si effettua la misura tutti i valori di impedenza effettiva, nei confronti dei quali è pre-

TABELLA 2

| R_C in Ω | V_U in V | R_{ST} calcolata in Ω | R_{ST} standardizzata in Ω |
|----------------------|---------------|-----------------------------------|--|
| 4,7 | 3,742 | 3,7 | 3,9 |
| 10,0 | 5,480 | 5,5 | 5,6 |
| 22,0 | 8,120 | 8,1 | 8,2 |
| 37,0 | 11,870 | 11,8 | 12,0 |
| 100,0 | 17,320 | 17,3 | 18,0 |
| 220,0 | 26,670 | 25,7 | 27,0 |
| 470,0 | 37,420 | 37,4 | 39,0 |
| 1.000,0 | 54,800 | 54,8 | 56,0 |
| 2.200,0 | 81,200 | 81,2 | 82,0 |
| 4.700,0 | 118,700 | 118,7 | 120,0 |
| 10.000,0 | 173,200 | 173,2 | 180,0 |

Tabella 2 - Valori resistivi da collegare in serie allo strumento, in funzione del valore della resistenza di carico (R_C), della tensione di uscita (V_U), e della disponibilità di valori standardizzati.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

vedibile che debbano essere eseguite delle misure: tali resistenze — inoltre — devono presentare una dissipazione sufficiente ad evitare il surriscaldamento ad opera della tensione di segnale, senza peraltro introdurre valori induttivi.

Tutte le altre resistenze, comprese cioè tra R12 ed R22 non sono invece altro che resistenze addizionali, che vengono a trovarsi in serie al milliamperometro, adatte quindi ad una corrente massima di 1 mA: di conseguenza, pur dovendo essere anch'esse del tipo ad impasto e non induttivo, possono benissimo avere una dissipazione massima di 0,25 o di 0,5 W.

Per concludere, lo strumento può anche essere realizzato con un doppio commutatore avente più di undici posizioni, a patto — beninteso — che vengano rispettate tutte le altre condizioni precedentemente citate.

ELENCO DEI COMPONENTI

DESCRIZIONE

| | | | |
|-----|---|--|------------------------------|
| R1 | = | 4,7 Ω - 4 W | a strati di ossidi metallici |
| R2 | = | 10,0 Ω - 4 W | » |
| R3 | = | 22,0 Ω - 4 W | » |
| R4 | = | 47,0 Ω - 4 W | » |
| R5 | = | 100,0 Ω - 4 W | » |
| R6 | = | 220,0 Ω - 4 W | » |
| R7 | = | 470,0 Ω - 4 W | » |
| R8 | = | 1,0 k Ω - 4 W | » |
| R9 | = | 2,2 k Ω - 4 W | » |
| R10 | = | 4,7 k Ω - 4 W | » |
| R11 | = | 10,0 k Ω - 4 W | » |
| R12 | = | 3,9 k Ω - 0,5 W | ad impasto |
| R13 | = | 5,6 k Ω - 0,5 W | » |
| R14 | = | 8,2 k Ω - 0,5 W | » |
| R15 | = | 12,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R16 | = | 18,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R17 | = | 27,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R18 | = | 39,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R19 | = | 56,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R20 | = | 82,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R21 | = | 120,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R22 | = | 180,0 k Ω - 0,5 W | » |
| R23 | = | Vedi testo | |
| C1 | = | Passante ceramico da 1.000 pF | |
| C2 | = | 0,1 μ F a carta - 250 V | |
| D | = | Diodo rettificatore al Germanio (v. testo) | |
| ST | = | Milliamperometro da 1 mA f.s. | |
| | | Un commutatore a due vie, 11 posizioni | |
| | | Un interruttore a leva | |
| | | Una presa a « jack » | |
| | | Uno spinotto a « jack » | |
| | | Una manopola ad indice | |

MISURE SPECIALI DI BASSA FREQUENZA

a cura di F. Toselli

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Terminiamo con questa seconda parte l'articolo riguardante alcune misure particolari da effettuare con apparecchiature stereofoniche, occupandoci in modo particolare del confronto fra due altoparlanti, dei circuiti stereofonici, delle verifiche dei microfoni e dei pick-up stereofonici ed infine della distorsione.

Confronto fra due altoparlanti

Il confronto fra due altoparlanti può essere fatto con il sistema riportato in fig. 4.

In questa misura, il microfono M sarà sempre lo stesso ma è l'altoparlante che verrà sostituito dall'altro. Si otterranno delle curve analoghe a quelle di fig. 5 su M_1 nel caso dell'altoparlante A_1 e M_2 nel caso di A_2 .

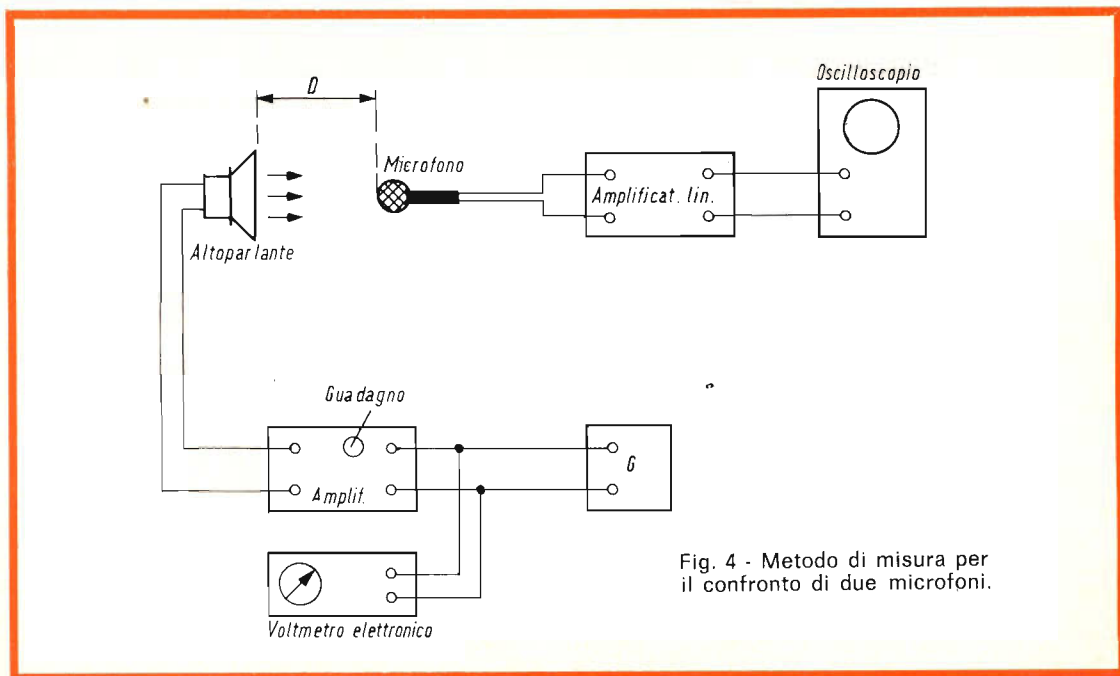


Fig. 4 - Metodo di misura per il confronto di due microfoni.

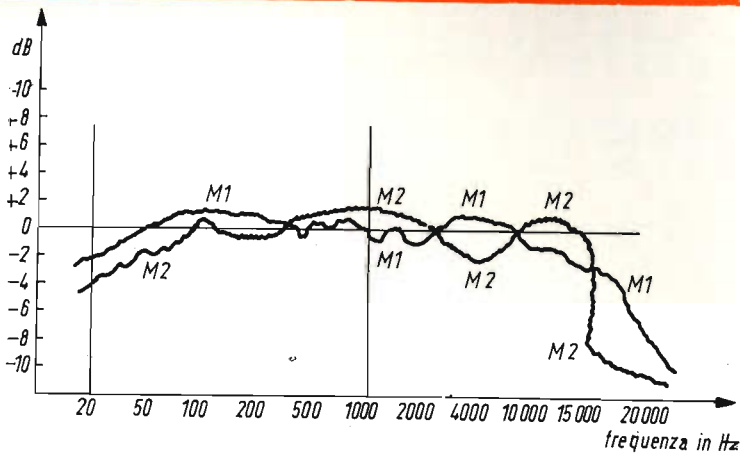


Fig. 5 - Curve di confronto di due microfoni.

Gli stessi sistemi saranno adottati nel caso di confronto di altoparlanti dal punto di vista della potenza e della risposta alle diverse frequenze.

Montaggi stereofonici

Nel caso di montaggi stereofonici, la sorgente è una delle seguenti:

- 1) Microfono doppio quando si tratta di registrazione o di ritrasmissioni.
- 2) Pick-up stereofonico per la riproduzione dei dischi stereofonici.
- 3) Registratore con due piste utilizzate nello stesso tempo.
- 4) Radio FM composta da sintonizzatore seguita da decodificatore. Quest'ultima fornita di due uscite S e D, cioè i segnali dei due canali. In fig. 7 è riportato il circuito dettagliato delle parti di una installazione stereofonica nei 4 casi di riproduzione.

A sinistra sono state rappresentate le quattro sorgenti seguite ciascuna dai due preamplificatori compensatori correttori S e D.

Nel caso delle radio FM, il decoder è intercalato fra la sorgente del sintonizzatore e i due preamplificatori.

A destra, sono stati rappresentati i due canali di amplificazione composti ciascuno da tre parti. Ogni canale comprende:

- a) Un preamplificatore che è spesso la combinazione in un solo montaggio di 4 preamplificatori indicati a sinistra nella figura. Un commutatore a 4 posizioni effettua le modifiche necessarie di montaggio;
- b) un amplificatore di potenza;
- c) un altoparlante o un insieme di altoparlanti per esempio tre: altoparlante dei bassi, uno dei medi e un altoparlante degli acuti.

Questi due canali devono avere, in una buona installazione stereofonica ad alta fedeltà e di buona riproduzione dell'effetto stereofonico, caratteristiche identiche. Le misure e le verifiche da effettuare su ogni canale sono le stesse del sistema monofonico. Quando queste misure hanno provato che i due canali non funzionano in buone condizioni, è necessario verificare l'uguaglianza delle loro caratteristiche, principalmente quelle della risposta di tutti gli elementi: trasduttori d'ingresso (microfono, pick-up, registratore, uscita rivelatore radio e decoder) preamplificatori in tutte le posizioni, amplificatori e altoparlanti.

Verifica dei microfoni stereo

Il circuito di misura è quello di fig. 8 ed è analogo a quello di fig. 4.

Il microfono stereofonico è posto davanti all'altoparlante a una distanza dell'ordine di 0,5 m. Esso deve essere orientato in modo che si trovi esattamente di fronte all'altoparlante in modo che i due elementi che in un microfono sono laterali facciano lo stesso angolo con l'asse di simmetria dell'insieme microfono-altoparlante.

G + A è il generatore seguito da un buon amplificatore che trasmette da 20 a 15.000 Hz, la sua linearità e quella dell'altoparlante devono essere buone.

I due elementi del microfono stereofonico sono commutabili sull'ingresso di un preamplificatore lineare la cui uscita sarà collegata a un indicatore, di preferenza un oscilloscopio.

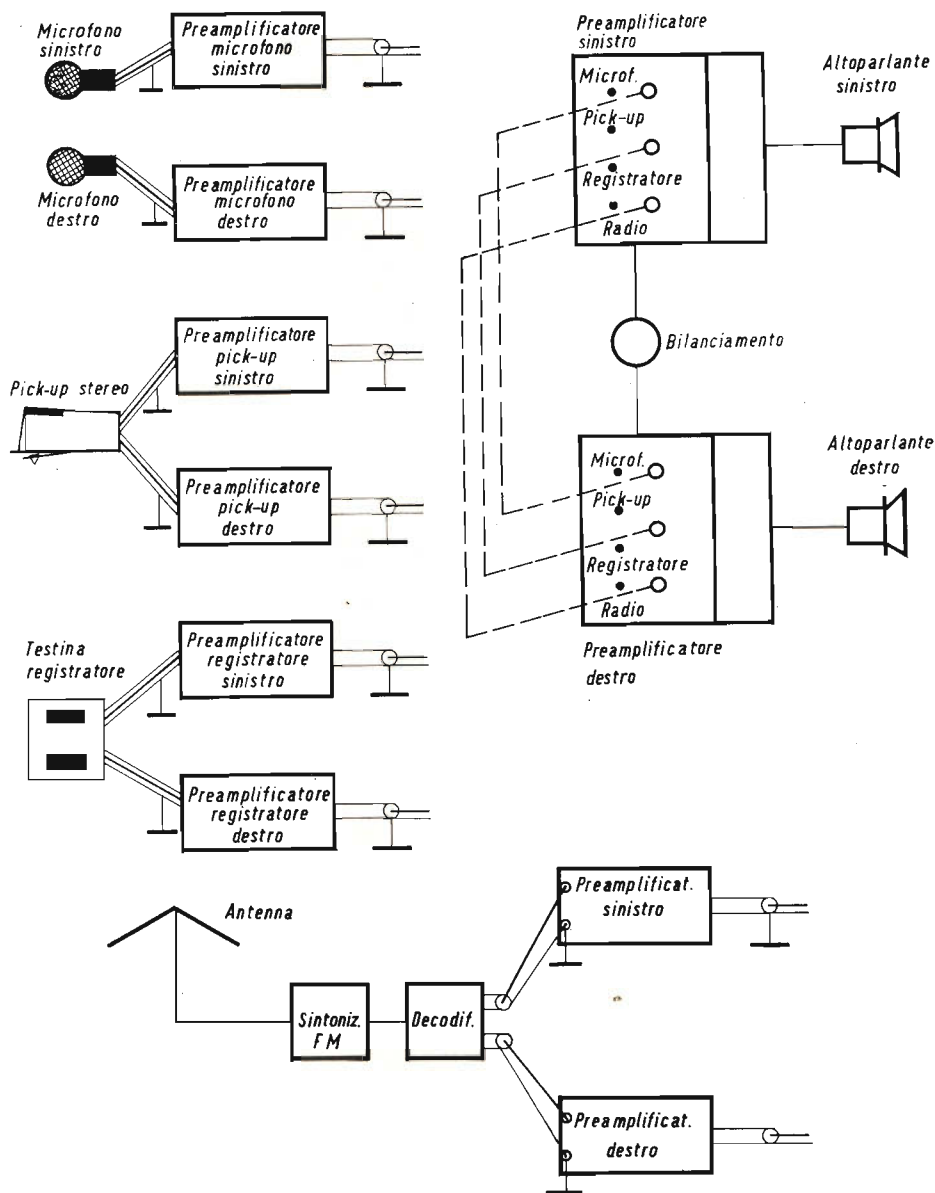


Fig. 7 - Dettagli delle parti di una installazione stereofonica nei quattro casi di riproduzione.

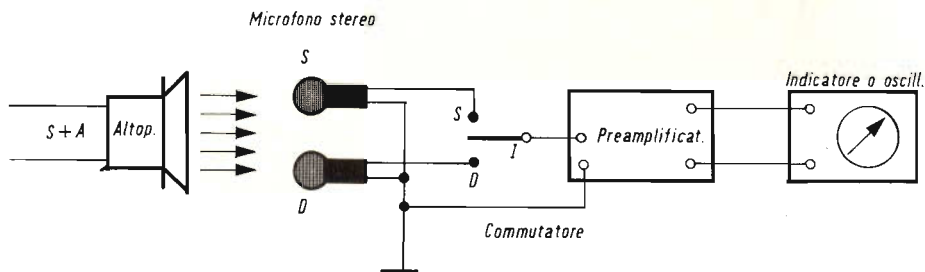


Fig. 8 - Montaggio di misura per la verifica di microfoni stereofonici.

Si effettueranno le seguenti operazioni:

- 1) Si regoli il generatore su 1000 Hz, si ponga I sulla posizione S e si legga il valore di L_S sull'oscilloscopio.
- 2) Senza toccare le regolazioni, si ponga I sulla posizione D e si legga il valore di L_D .

Se $L_S = L_D$, l'orientamento del microfono è esatto.

Se L_S è diverso da L_D , si corregga l'orientamento e si rifacciano le due operazioni fino ad ottenere $L_S = L_D$.

Se l'orientamento così ottenuto ha uno scarto maggiore di 5° rispetto a quello geometricamente corretto, uno dei microfoni fornisce una tensione inferiore all'altro; questo caso però è abbastanza raro con un microfono di qualità.

- 3) Dopo aver corretto la posizione del microfono, si effettui il confronto con qualche frequenza per esempio 50 e 100 Hz, 1000 e 2000 Hz, 5000 e 10.000 Hz. I segnali di uscita devono essere uguali per i due microfoni, ma si possono tollerare degli scarti dell'ordine del 5%.

- 4) Si costruiscano le curve di direttività dei due elementi del microfono e ci si assicuri che esse siano simmetriche.

Ciascun microfono deve avere una direttività ben pronunciata, ossia, si deve fare in modo che ciascun microfono riproduca molto bene i suoni che gli sono destinati e male quelli che sono destinati all'altro microfono.

Quando il microfono stereofonico è sostituito da due microfoni separati, converrà disporli simmetricamente e ricercare l'orientamento che dà la migliore separazione dei segnali di destra e di sinistra.

Verifica dei pick-up stereofonici

Il circuito di misura è indicato in fig. 9. I due elementi del pick-up stereofonico sono commutabili sull'ingresso di uno stesso preamplificatore, approssimativamente lineare. Si userà un disco di frequenza e si verificherà che i due elementi danno le stesse curve di risposta.

Notiamo tuttavia che i due elementi S e D del pick-up stereofonico funzionano correttamente, separatamente o insieme su due dischi monofonici. Le misure si effettueranno di conseguenza su un di-

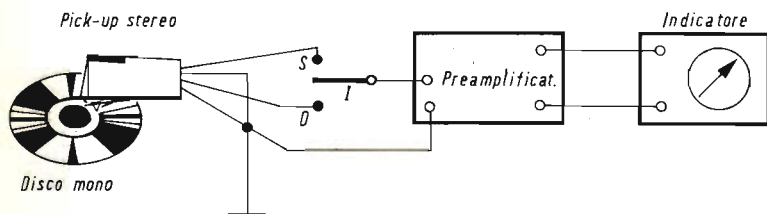


Fig. 9 - Montaggio di misura per la verifica di pick-up stereofonici.

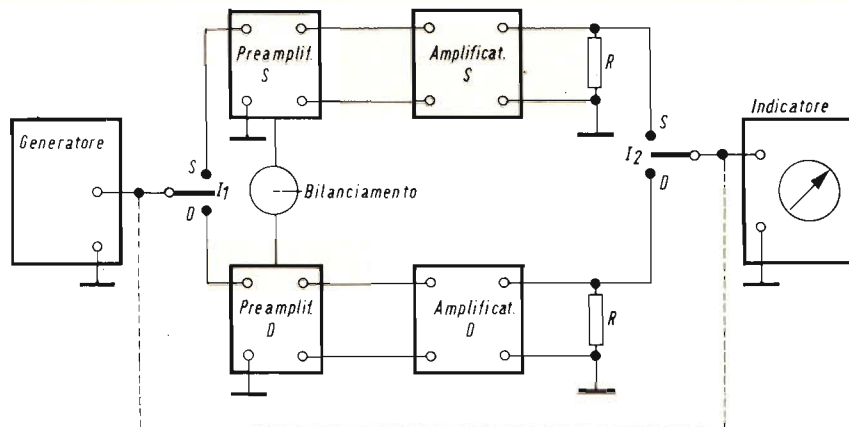


Fig. 10 - Montaggio di misura per la verifica dei canali stereofonici.

sco di frequenze monofoniche. I segnali forniti dai due elementi dovranno essere di uguale ampiezza su tutte le frequenze.

Verifica dei registratori stereofonici

Le uscite S e D di un registratore saranno collegate a un commutatore I come nel montaggio di fig. 9. Il nastro magnetico comporterà una registrazione identica sulle due piste in funzionamento.

L'identità delle due registrazioni sarà verificata come si è indicato per i registratori monofonici, collegando le due piste con uno stesso elemento della testina stereofonica.

Dal punto di vista meccanico, questo è possibile con una testina a due piste (essendo ciascuna pista metà della larghezza del nastro).

In questo caso, per permettere la riproduzione, è sufficiente permutare le bobine. Siccome le registrazioni sono quelle dei segnali sinusoidali, la lettura all'inverso darà gli stessi risultati di quelli nel senso diretto. Se si constata che i due elementi della testina stereofonica non danno le stesse tensioni si effettuerà una correzione dell'altezza della testina, lavoro questo che deve essere fatto da uno specialista, in quanto è una operazione molto delicata.

Con lo stesso montaggio di misura, si verificherà la diafonia, vale a dire la buona separazione fra i due elementi della testina del registratore.

Per effettuare questa misura, si userà un nastro magnetico sul quale si registrerà a 1000 Hz per esempio, una sola pista, per esempio la pista di sinistra. Si effettuerà la lettura con il commutatore I in posizione D, cosa questa che darà un certo segnale L_D molto basso. Si passerà in seguito alla posizione S che darà un segnale L_S potente.

Il rapporto L_D/L_S deve essere molto basso, dell'ordine dell'1% del valore esatto ed è indicato dal fabbricante della testina del registratore.

Riavvolgendo il nastro, si verificherà la diafonia corrispondente al rapporto L_S/L_D dove L_S sarà basso rispetto a L_D . Lo stesso montaggio permetterà la verifica delle curve di risposta dei due elementi della testina stereofonica.

Verifica dei canali

Il montaggio è quello di fig. 10 che è caratterizzato dal commutatore $I_1 - I_2$ a due posizioni S e D.

Con questo dispositivo si potrà realizzare l'equilibrio dei due canali e verificare l'identità delle loro caratteristiche.

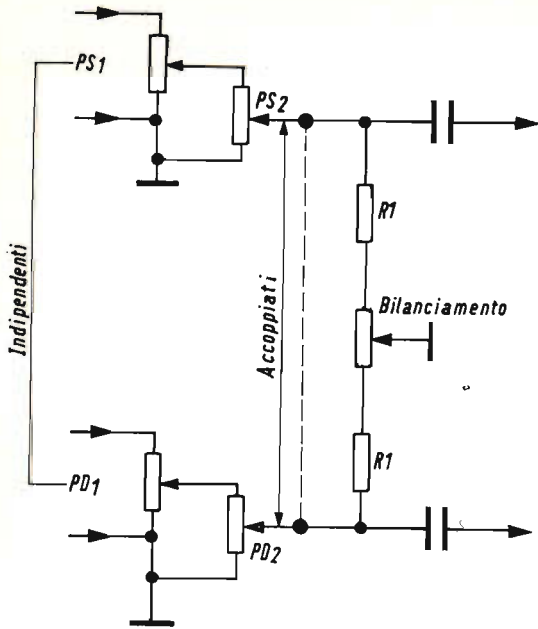


Fig. 11 - Circuito per la regolazione del guadagno.

Si regolerà il generatore sui 1.000 Hz. I preamplificatori saranno collegati sugli ingressi radio o microfono. Gli altoparlanti verranno sostituiti con delle resistenze R i cui valori saranno identificati con lo aiuto di misure molto precise (con un errore minore dell'1%).

La prima operazione consiste nel togliere il collegamento del dispositivo di equilibrio.

Un montaggio di regolazione del guadagno è indicato a titolo di esempio in figura 11.

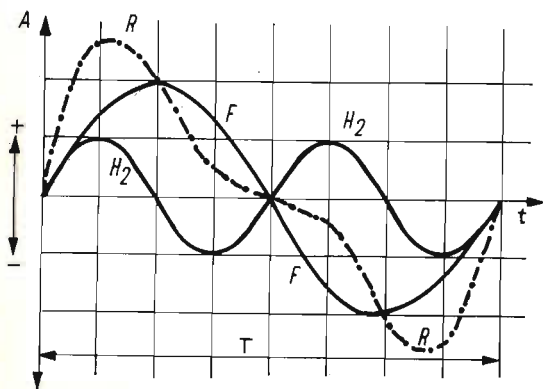


Fig. 12 - Composizione di un segnale formato dalla fondamentale e dalla seconda armonica.

In ciascun canale S e D, due potenziometri sono montati in cascata, PS_1 e PS_2 - PD_1 e PD_2 .

I potenziometri di uno dei gruppi, per esempio, PS_2 e PD_2 sono collegati mentre quelli dell'altro gruppo sono indipendenti.

Scollegando il dispositivo di equilibrio $R_1 - EQ - R_1$, si rendono indipendenti i due canali dal punto di vista del guadagno.

Le regolazioni di PS_1 e PD_1 permettono di rendere uguali i guadagni globali dei due canali.

Le operazioni dovranno essere effettuate nel modo seguente:

- 1) Si regoli il generatore su 1.000 Hz.
 - 2) Si neutralizzino le regolazioni di tono.
 - 3) Si ponga $I_1 - I_2$ in posizione S e si legga l'indicazione L_s .
 - 4) Si ponga $I_1 - I_2$ in posizione D e si legga l'indicazione L_D .
 - 5) Si regoli PS_1 o PD_2 in modo che L_s sia uguale a L_D .
- Durante queste operazioni i due potenziometri collegati PS_2 e PD_2 saranno in posizione « guadagno massimo ».

- 6) Si verifichi che l'uguaglianza di L_s e L_D sussista quando l'insieme PS_2 e PD_2 è in posizione di guadagno medio (sono tollerabili differenze del 5% massimo). Se si manifestano delle differenze importanti converrà sostituire il doppio potenziometro PS_2 PD_2 con una componente di qualità migliore, da questo punto di vista. Praticamente se i due elementi di questo potenziometro sono diversi, l'utilizzatore è obbligato, ogni volta che se ne serve, a correggere l'equilibrio con l'aiuto del potenziometro EQ.

Passiamo quindi all'operazione che si effettua su quest'ultimo. Dopo aver effettuato le operazioni 1 e 5, si ricollegherà il circuito $R_1 - EQ - R_1$.

Si effettueranno delle misure di L_s e L_D e si regolerà il potenziometro EQ, nella posizione di equilibrio per la quale $L_s = L_D$. Si noterà quindi questa posizione sul quadrante di questo potenziometro.

Questa posizione indicherà l'equilibrio dei due canali. Esso servirà anche per compensare le differenze di livello dei segnali S e D applicati agli ingressi, specialmente nel caso di ricezione FM stereo.

Le distorsioni

In un complesso di bassa frequenza, le distorsioni misurabili sono quelle che producono la differenza fra i segnali elettrici di uscita e quelli d'ingresso della catena, la differenza di livello non compare come distorsione quando il segnale è unico.

In realtà numerose differenze esistono fra i suoi reali e quelli riprodotti. Anche se il complesso di bassa frequenza è senza alcuna distorsione, sarà difficile ricreare con degli altoparlanti disposti in un locale lo spettacolo originale vivente.

Si possono, nel migliore dei casi, ottenere delle audizioni piacevoli per l'orecchio se la catena di bassa frequenza non introduce delle distorsioni.

Queste sono le diverse cause: distorsione caratterizzata dalla non conformità di una curva di risposta, essa non dà luogo a un effetto spiacevole per l'orecchio, ma l'amatore si rende conto della mancanza dei bassi o degli acuti oppure di entrambi o infine della loro esaltazione.

Al contrario, dei segnali di uscita aventi una forma diversa da quella dei segnali d'ingresso, possono, dopo la trasformazione in suoni degli altoparlanti, colpire un orecchio anche non esercitato. Si dice allora che i suoni sono deformati.

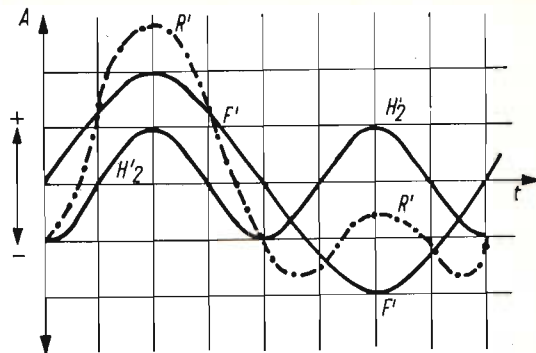


Fig. 13 - Composizione del segnale in uscita.

Misure di segnali sinusoidali

Quando un segnale sinusoidale è trasformato dopo il passaggio nella catena in segnale non sinusoidale, la causa è generalmente dovuta a dei difetti di non linearità dei circuiti che creano dei segnali supplementari non esistenti nel programma sonoro d'ingresso.

Lo studio delle distorsioni dovute a dei segnali prodotti durante i percorsi del segnale nell'amplificatore, può essere paragonato alle misure in segnali sinusoidali.

Così, consideriamo un segnale periodico di frequenza f avente una forma qualsiasi. Per Fourier, questo segnale è la somma dei segnali sinusoidali puri di frequenza f (fondamentale), $2f$ (II° armonica), $3f$ (III° armonica) ... nf (ennesima armonica, dove n è un numero molto grande, teoricamente infinito). Si abbia, per maggior semplicità, $n = 2$, ossia un segnale che si compone della fondamentale e della seconda armonica come mostra la fig. 12. Supponiamo che nel tempo

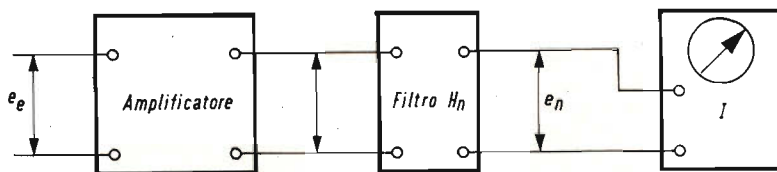


Fig. 14 - Principio di misura della distorsione.

$t = 0$ le due sinusoidi siano di ampiezza 0 e che esse siano tutte e due montanti.

Prendendo in considerazione la fondamentale F e l'armonica 2, H_2 , se si sommano le ordinate si ottiene una risultante R in cui il periodo è sempre T , ma la sua forma è molto diversa da una sinusoidale.

Applichiamo il segnale T a un amplificatore. Il segnale ottenuto all'uscita è R' di forma diversa da quella di R . La ragione è semplice. Siccome R è la risultante di F e H_2 , si possono applicare all'amplificatore i due segnali F e H_2 invece del segnale R .

Si constata allora, se questi segnali vengono applicati separatamente che F dà un segnale F' e che H_2 dà un segnale H'_2 ma l'intervallo di tempo tra F' e H'_2 è diverso da quello fra F e H_2 ; questo ha per risultante la forma di R' molto diversa da quella di R .

In modo generale, si può constatare che tutti gli amplificatori possono dare luogo a due tipi di distorsione:

- 1) Distorsione di ampiezza in funzione della frequenza.
- 2) Distorsione di fase in funzione della frequenza.

Si avrà una distorsione di ampiezza se i rapporti F'/F , H_2/H'_2 , H_3/H'_3 ecc. non sono uguali. Considerando F'/F come il guadagno G , si può vedere che queste corrispondono ad altre frequenze rispetto ad F e sono diverse da G .

La distorsione di fase si definisce con lo spostamento nel tempo di H'_2 , H'_3 ... rispetto a H_2 , H_3 ...

Quando un amplificatore possiede una curva di risposta lineare si può affermare che non vi è più distorsione di ampiezza ma può esistere una distorsione di fase.

Sembra che in bassa frequenza la distorsione di fase sia impercettibile all'orecchio dunque non è grave. Quella di ampiezza non dà luogo che a delle differenze di livello dei segnali a diverse frequenze ciò che è tollerabile se queste differenze non sono rilevanti.

Distorsione armonica

Molto più grave è il caso in cui l'amplificatore crea dei segnali armonici che non esistono nel segnale R originale applicato all'ingresso.

Ritorniamo alla fig. 12 e sia R il segnale originale composto da F e da H_2 .

Se all'uscita si ottiene un segnale noto R' per esempio di fig. 13, l'amplificatore non ha creato alcun segnale supplementare e i risultati saranno soddisfacenti per l'orecchio.

Al contrario, se in più di F' e H'_2 si hanno ancora dei segnali armonici di F e di H_2 , si avrà una risultante R'' che creerà dei suoni spiacevoli all'orecchio. Al contrario, si può misurare la distorsione così prodotta adottando all'ingresso un segnale sinusoidale puro la cui frequenza sia f .

All'uscita, si ottiene un segnale composto che contiene la fondamentale f e le armoniche successive alle frequenze $2f$, $3f$, $4f$... nf .

Siano A_2 , A_3 , A_4 ... A_n le loro ampiezze e A_1 quella della fondamentale f .

Si chiama distorsione totale, l'espressione:

$$D_{tot} = \sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots + X_n^2}$$

dove X_2 è la percentuale d'ampiezza di A_n rispetto ad A_1 .

Così, se $n = 2$ e A_2 è l'ampiezza della 2ª armonica si ha:

$$X_2 = (A_2/A_1) \cdot 100\%$$

sia per esempio, $A_1 = 10$ V e $A_2 = 0,5$ V. Si ha:

$$X_2 = (0,5/10) \cdot 100 = 0,05 \text{ a } 100 = 5\%$$

Finalmente, si vede che si devono misurare all'uscita dell'amplificatore, le ampiezze A_1 ... A_n , si calcola il rapporto A_n/A_1 , si moltiplica per 100, si elevi questa percentuale al quadrato, si addiziona questo quadrato e si prenda la radice quadrata della somma di questi quadrati.

In pratica, la misura della distorsione totale si effettua con l'aiuto di un apparecchio chiamato distorsionometro.

Esistono dei distorsionometri basati su dei principi di funzionamento diversi. Il metodo più semplice di misurare una am-

FR

FRACARRO RADIOINDUSTRIE

NUOVA SERIE DI AMPLIFICATORI DI ANTENNA A TRANSISTORI, MONOCANALE

AD UN SOLO
TRANSISTORE

Art. AT e AT1

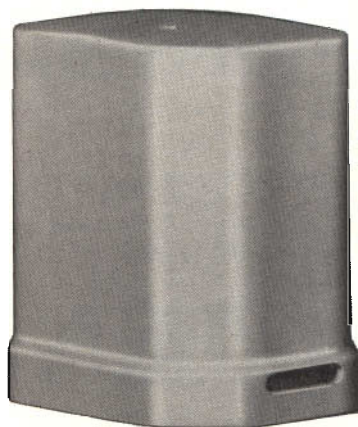
E

A DUE

TRANSISTORI

Art. AT2 e ATB

CUSTODIA
A TENUTA
D'ACQUA



FR

CASTELFRANCO
VENETO

ANTENNE - SOSTEGNI - IMPIANTI MULTIPLI - APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

piezza A_n è di isolare il segnale corrispondente. Per questo scopo, il principio del dispositivo è quello di fig. 14.

Sia un amplificatore di cui si deve misurare la distorsione totale. All'ingresso, si applica un segnale, di tensione e_c con frequenza f , sinusoidale pura. All'uscita si ottiene un segnale della stessa frequenza, ma composto di segnali aventi frequenze f , $2f$, nf .

Questo segnale è applicato a un filtro accordato sulla frequenza del segnale armonico di cui si vuole conoscere l'ampiezza A_n . Sia per esempio $n = 2$, il filtro verrà accordato su $2f$. All'uscita di questo filtro non si troverà che un segnale sinusoidale a frequenza $2f$ di cui un indicatore I darà il valore di A_2 .

I distorsiometri comportano spesso degli oscilloscopi che permettono di vedere sullo schermo le diverse componenti del segnale di uscita; questi apparecchi sono però molto cari e quindi non sono alla portata di tutti.

Per l'amatore, l'impiego di un sempli-

ce oscilloscopio permette di vedere sullo schermo la forma di un segnale di uscita avente come origine un segnale sinusoidale puro applicato all'ingresso se la distorsione è bassa, il segnale di uscita ha una forma che si avvicina a quella della sinusoidale. La deformazione è percepibile al di sopra del 5% della distorsione totale.

Impiego dei segnali rettangolari

In relazione al teorema di Fourier, un segnale rettangolare di frequenza f è composto dalla somma dei segnali sinusoidali di frequenza f , $2f$... nf . Se si applica un segnale rettangolare di forma perfetta all'ingresso, l'amplificatore darà all'uscita un segnale la cui forma si avvicinerà tanto più alla forma rettangolare quanto più la distorsione è bassa. Questa forma sarà messa in evidenza da un oscilloscopio.

Dopo aver constatato la deformazione, si potranno apprezzare approssimativamente le distorsioni, quindi il comportamento dell'amplificatore alle diverse frequenze.

FINE

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFISSO A FILO PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

Dissipazione a 40°C: RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.

Gamma di temperatura: da -10°C a +70°C.

Valori: da 2,2 Ω a 10 kΩ.

Presca intermedia.

Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.



RS 29

RS 39



RS 29 (N 6)

RS 39 (N 6)

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO (Italia) - Tel. 554.341
 LESA DEUTSCHLAND GMBH - Wiesentalstrasse, 1 - 78 FREIBURG i/Br. (Deutschland) - Tel. (0761) 44 0 10
 LESA ELECTRA S.A. - Viale Portone, 27 - 6500 BELLINZONA (Svizzera) - Tel. (092) 5 63 02
 LESA FRANCE S.A.R.L. - 19, Rue Duhamel - 69 LYON 2 (France) - Tel. (78) 42 45 10
 LESA OF AMERICA CORP. - 521 Fifth Avenue - NEW YORK, N.Y. 10017 (U.S.A.) - Tel. 212 697-5838

In questa puntata della nostra rubrica ci occuperemo dei difetti dovuti a ronzio, ai diversi casi in cui non c'è immagine e invece c'è suono o viceversa, alla linearità verticale difettosa oppure eccessiva.

a cura di F. Toselli

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

GUASTI PROBABILI NEI TELEVISORI

Il ronzio che influenza l'immagine del televisore si manifesta con l'ondulazione dei bordi verticali dell'immagine e con una banda orizzontale scura attraverso lo schermo. I circuiti di filtro dell'alimentatore, si sono rivelati in perfetto stato dopo un attento esame e delle misure molto accurate. Per meglio localizzare l'origine di questo ronzio, si è alimentato in continua, a partire da un alimentatore appropriato, l'insieme di filamenti, e si è constatato che il ronzio era sparito. Non resta che da localizzare il guasto, sezione per sezione, ristabilendo progressivamente l'alimentazione in alternata per i diversi filamenti.

Si è determinato infine che l'origine del ronzio si trova in uno stadio F.I. video (fig. 1). La valvola stessa, provata, non presentava alcun difetto di isolamento fra catodo e filamento, ma si aveva una fuga molto elevata sul suo supporto, fra il piedino del filamento e il piedino dello schermo. Inoltre si è scoperto che il condensatore di disaccoppiamento doppio, di cui uno degli elementi era posto fra il filamento e la massa, e l'altro fra lo schermo e la massa, presentava un difetto di isolamento interno fra i suoi due elementi.

In questo televisore, tutti i filamenti erano alimentati in serie e quello della EF80 di fig. 1 si trovava a 120 V rispetto a massa.

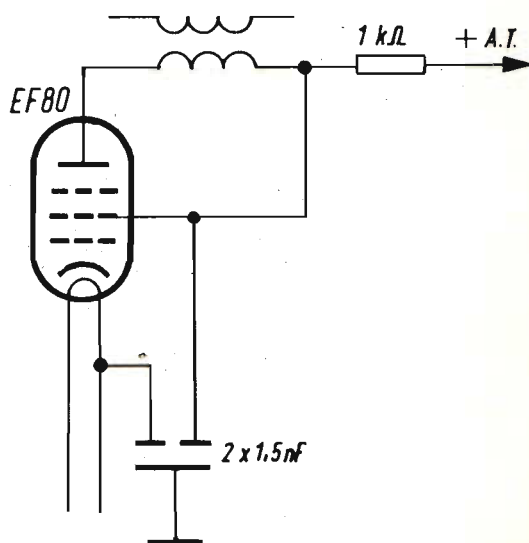


Fig. 1 - Una fuga fra i due elementi del condensatore $2 \times 1,5 \text{ nF}$ si trasforma in un ronzio.

Nessuna luminosità - Suono normale

Si cerca subito dal lato della EAT e si constata che non esiste. Sullo stadio finale di riga, equipaggiato con una PL36 (fig. 2), non si hanno che -10 V circa sulla griglia di questa valvola, valore questo troppo basso. Si verifica il multivibratore di riga, che utilizza una PCF82, e si

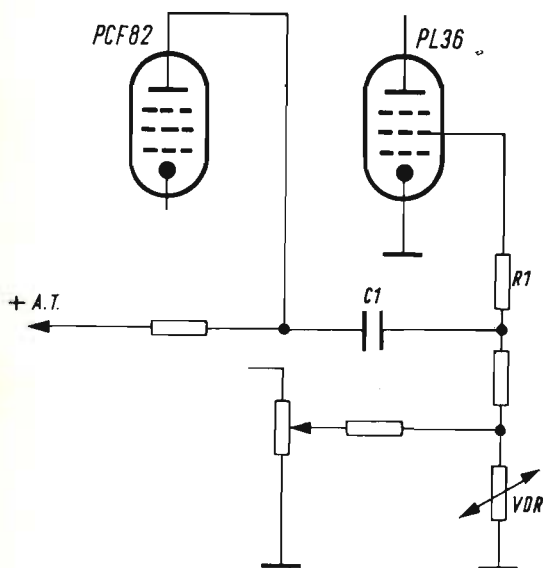


Fig. 2 - Un valore troppo elevato della resistenza R_1 può far sparire la E.A.T.

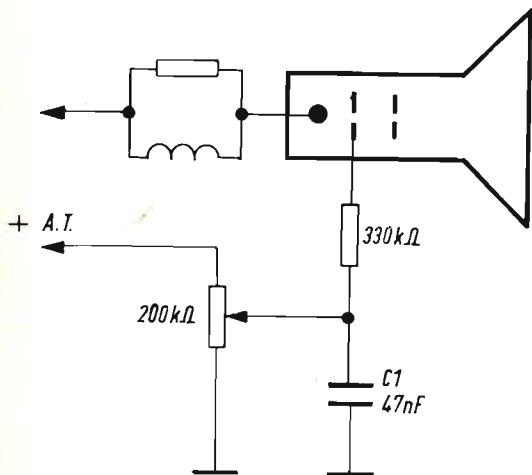


Fig. 3 - La rottura (cortocircuito) del condensatore C_1 sopprime tutta la luminosità sullo schermo.

trova perfettamente normale. La sostituzione della valvola PL36 non porta alcun miglioramento.

La verifica con l'aiuto di un oscilloscopio mostra che il segnale che arriva sulla griglia della PL36 è molto deformata e di ampiezza insufficiente. Si verificano allora gli elementi del collegamento PCF82-PL36 e si scopre che la resistenza R_1 , il cui valore indicato doveva essere di $1\text{ k}\Omega$, era in realtà circa $250\text{ k}\Omega$. La sua sostituzione ha riportato il buon funzionamento dell'apparecchio.

Nessuna immagine - Suono normale

Lo schermo non presenta alcuna traccia di luce, cosa questa che fa pensare all'assenza della EAT, dovuta alla rottura del multivibratore di riga o a quello dello stadio finale. Quindi la misura dell'alta tensione recuperata ha mostrato che tutto era apparentemente in ordine da questo lato.

Le misure sugli elettrodi del cinescopio, hanno mostrato che la sua tensione catodica era sensibilmente normale (175 V), ma che la tensione di Wehnelt, normalmente variabile da 0 a 175 V circa, col potenziometro « luminosità » era nulla (fig. 3). La causa di questo difetto era dovuto al condensatore C_1 che era interrotto.

Schermo nero - Suono normale

La misura dell'alta tensione recuperata mostra un valore sensibilmente normale: circa 600 V (fig. 4). La misura delle tensioni sugli elettrodi del cinescopio fa scoprire che si hanno solo 25 V sull'anodo A_1 , al posto di una tensione che deve essere dell'ordine di $400-450\text{ V}$. Le resistenze R_1 , R_2 e R_3 verificate si trovano in buono stato e non presentano alcuno scarto importante rispetto al loro valore nominale. Il condensatore C_1 non presenta alcuna fuga visibile. Quindi, l'esame dello schema mostra che gli impulsi di riga sono applicati all'anodo A_1 a partire da un avvolgimento speciale del trasformatore di uscita di riga e attraverso C_2 . Questi impulsi contribuiscono alla cancellazione del-

la traccia di ritorno di riga e sono di polarità negativa e generalmente di ampiezza elevata. Verificando questo circuito si nota che C_2 presenta una fuga notevole. La sua sostituzione ha rimesso tutto a posto.

Nessuna luminosità sullo schermo - Suono normale

La misura dell'alta tensione recuperata mostra circa la stessa tensione, 220 V, alle due estremità del condensatore C_1 .

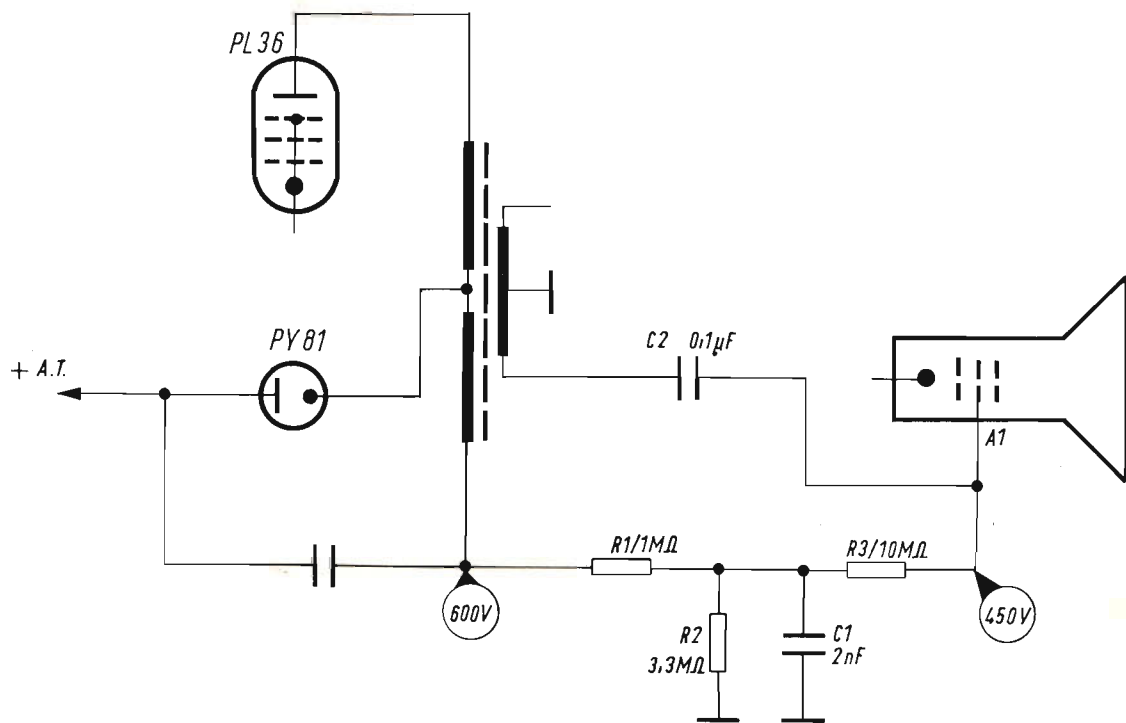


Fig. 4 - Una fuga notevole nel condensatore C_2 sopprime tutta la luminosità sullo schermo.

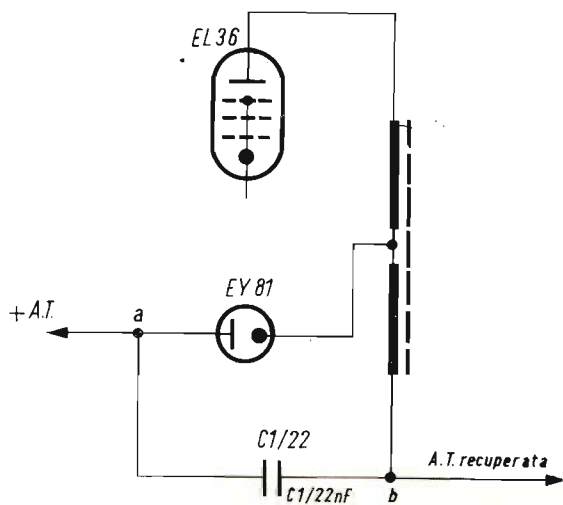


Fig. 5 - Un condensatore come C_1 , non può mettersi in cortocircuito che sotto tensione.

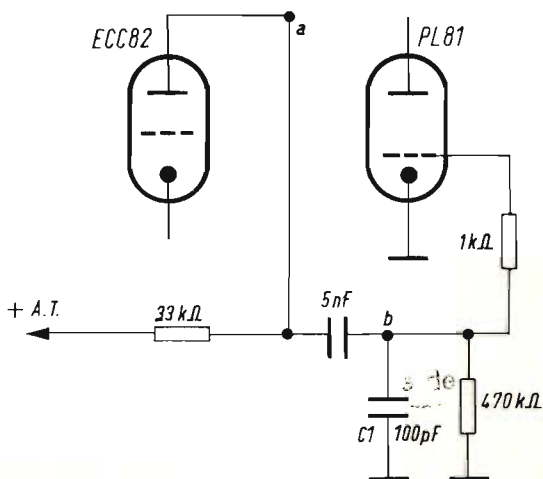


Fig. 6 - La rottura del condensatore come C_1 , sopprime la EAT, ma provoca un assorbimento esagerato della valvola finale di riga.

(fig. 5), questo fa pensare evidentemente a un corto circuito di questo condensatore. Tuttavia quando l'apparecchio, non è più sotto tensione, non si scopre alcun

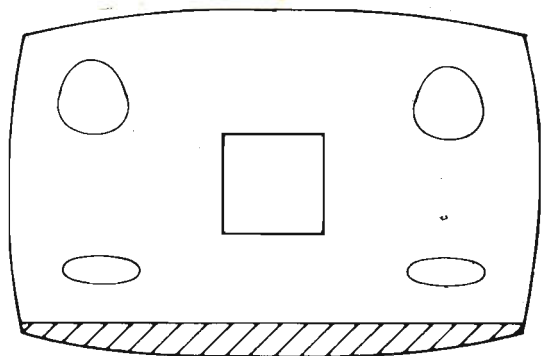


Fig. 7 - Aspecto dell'immagine, troppo tagliata in basso e troppo allungata in alto.

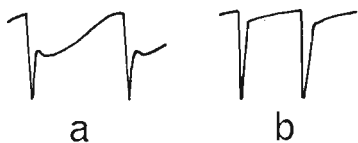


Fig. 8 - Forma della tensione di pilotaggio della finale di quadro: corretta (a) e sbagliata (b).

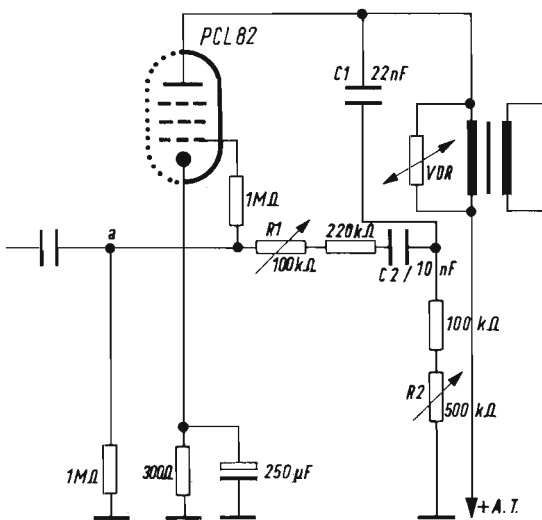


Fig. 9 - Una fuga troppo elevata nel condensatore C_1 è all'origine di una immagine come quella di fig. 41.

cortocircuito fra i punti **a** e **b**. Collegando un voltmetro fra questi due punti e rimettendo il televisore in funzionamento si scopre che un cortocircuito praticamente libero si produce quando la tensione nel punto **b** supera di 30-40 V quella nel punto **a**. Non si deve dimenticare che, quando si sostituiscono dei condensatori come C_1 , è necessario scegliere dei modelli previsti per una tensione di funzionamento di almeno 1500 V.

Nessuna luminosità sullo schermo

Si nota immediatamente che l'anodo del tubo finale di riga, PL81 (fig. 6) comincia a diventare rosso scuro, questo è un segno quasi dell'assenza del segnale di pilotaggio sulla griglia, vale a dire, della rottura del multivibratore. Quindi, le tensioni misurate sui diversi elettrodi della ECC82 sembrano normali. Solo la tensione negativa sulla griglia del secondo triodo sembra un po' elevata. In cambio, un esame rapido all'oscilloscopio mostra immediatamente che la frequenza di oscillazione è inferiore al normale e che se l'ampiezza del segnale è quasi corretta nel punto **a** ed è nulla in **b**. Il condensatore « ceramico » C_1 era in cortocircuito.

Quando si procede a delle misure su un televisore in cui la finale di riga sembra erogare troppo, è prudente togliere la sua alimentazione di schermo, allo scopo di « neutralizzarla » provvisoriamente.

Linearità verticale deteriorata

Il televisore presenta una immagine tagliata in basso, e che manca di altezza, e allo stesso tempo molto allungata in alto, come mostra approssimativamente la fig. 7. La base dei tempi di quadro è costituita da una PCL82 montata come multivibratore e i due potenziometri di linearità, R_1 e R_2 non permettono più di ridare un aspetto normale all'immagine. Si procede a una verifica all'oscilloscopio, e si constata che il segnale sulla griglia del pentodo nel punto **a** (fig. 9) presenta un andamento anormale come quello di fig. 8 b rispetto a quello normale di fig. 8 a. Infine, la misura delle tensioni rileva che

**al vostro fianco
nelle ore
di relax**

Vittoria Solinas

ONIX

AR/34



Radoricevitore da poltrona
A 7 transistor per OM
Telaio a circuito stampato
Altoparlante ad alto rendimento acustico
Antenna in ferroxcube incorporata
Potenza d'uscita: 200 mW
Alimentazione: 9 Vc.c.
Mobile in polistirolo antiurto con base
in pelle a sacchetto.

ZZ/0066-00



esiste una tensione continua positiva in **b** (fig. 9). A questo punto si è verificato il condensatore C_1 e si è scoperto che presenta solo una resistenza di circa 20 k Ω .

Ampiezza verticale eccessiva

Il televisore esaminato utilizza una base dei tempi di quadro il cui oscillatore bloccato è alimentato a partire dall'alta tensione recuperata (fig. 10). Con la messa sotto tensione, l'ampiezza verticale è quasi normale, ma molto rapidamente l'immagine comincia ad allungarsi in altezza e il difetto non fa che aumentare con il tempo.

Si misurano le tensioni sul triodo dell'oscillatore bloccato e si trova sull'anodo una tensione di circa 300 V, invece del valore normale di 80-100 V.

La resistenza R_1 agisce su questa tensione, ma non sull'ampiezza verticale, perché non arriva all'uscita del triodo della zona di saturazione, dove la tensione anodica non agisce praticamente sulla corrente anodica.

L'alta tensione recuperata è normale: 800 V. Questa misura è in effetti inutile, perché se l'alta tensione recuperata fosse troppo elevata, questa si ripercuoterebbe sull'ampiezza orizzontale, questo non è più il caso. Resta da verificare la resistenza serie R_2 , e si trova che essa ha un valore di soli 300 k Ω circa.

(Da « Radio-Constructeur »)

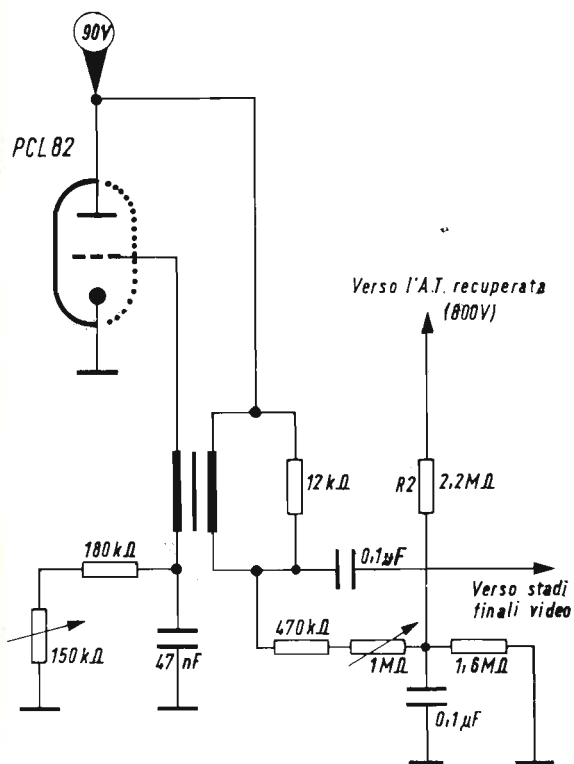


Fig. 10 - Se la resistenza R_2 è troppo bassa, l'ampiezza verticale può diventare difettosa oppure eccessiva.

Ci si avvia, sembra piuttosto in fretta, al computer europeo. Olivetti, Philips, Siemens, Aeg-Telefunken e la Compagnie International de l'Information, sono state invitate dal Consiglio dei Ministri della Comunità Economica Europea ad avanzare proposte per il progetto in cooperazione di un computer europeo.

Detta collaborazione dovrebbe effettuarsi sotto il triplice profilo commerciale, tecnologico e industriale. L'iniziativa dovrebbe dare il via, anche in Europa, al sorgere di una avanzata tecnologia nel settore dei grandi elaboratori.

La Radio Corporation of America ha annunciato di avere sviluppato un prototipo di televisore a colori a basso costo, in grado di trasmettere registrazioni su nastro, da destinare ad uso privato. La società ha precisato che secondo l'obiettivo fissato, il prezzo dovrebbe essere inferiore a 400 dollari e l'inizio della produzione su scala industriale dovrebbe avvenire 1972.

I vettori e la televisione a colori

Il parte

a cura di L. Cascianini

TELEVISIONE A COLORI

Continuando la spiegazione sull'uso dei vettori, viene illustrato il caso particolare della rappresentazione vettoriale di una tensione sinusoidale. Si accenna infine al significato fisico della fase di un vettore e alla scomposizione di un dato vettore in una coppia di assi disposti nelle più svariate posizioni.

La volta scorsa abbiamo parlato di vettori « statici », di vettori cioè che rimangono invariati (la forza che esprimono rimane invariata) al trascorrere del tempo. In realtà, i vettori che rappresentano molte grandezze elettriche sono « dinamici », essi cioè variano regolarmente al variare del tempo. Uno di questi vettori è il vettore **ruotante** che cambia continuamente la sua direzione mentre gira intorno al suo punto di applicazione. Per esempio, una tensione alternata è una quantità elettrica che può essere molto convenientemente descritta da un vettore ruotante.

Per comprendere ciò che può esprimere un vettore ruotante, ritorniamo all'analogia del trattore e del peso della volta scorsa.

Nella fig. 5, il trattore si trova su una specie di tavolo girevole **in senso contrario alle lancette dell'orologio**. Il peso si trova su un carrellino che può muoversi su un binario che però è fisso. La intensità della forza esercitata dal trat-

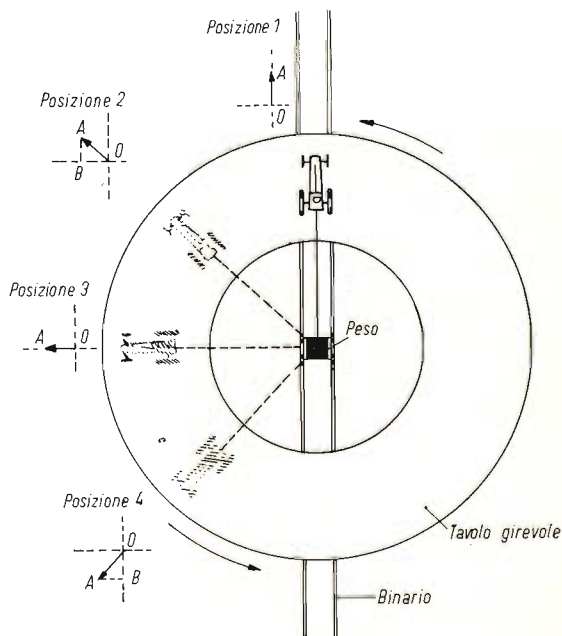


Fig. 5 - Il trattore e il peso disposti in modo da illustrare i vettori ruotanti.

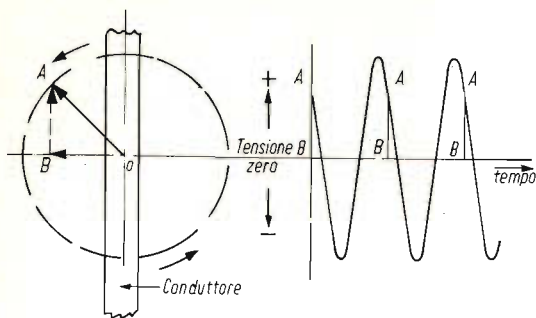


Fig. 6 - Tensione alternata rappresentata da un vettore ruotante.

tore sul peso si suppone costante e il tavolo gira a velocità costante. Per non tener conto dei problemi che non interessano la nostra analogia, si suppone che il peso, nonostante si trovi sui binari, non possa muoversi mentre il tavolo gira, naturalmente ad eccezione dell'istante in cui il trattore **tira in direzione dei binari**.

Quando il trattore si trova nella posizione 1, **tutta** la sua forza viene ad essere esercitata in direzione dei binari. Nel diagramma vettoriale ciò è indicato dal vettore OA. Quando il trattore si trova nella direzione 2, la forza che tende vettore AB. Nella posizione 3, tutta la componente ad angolo retto espressa dal vettore AB. Nella posizione 3, tutta la forza del trattore è esercitata **ad angolo retto** rispetto alla direzione dei binari, e pertanto in direzione dei binari non viene esercitata nessuna forza. Nella po-

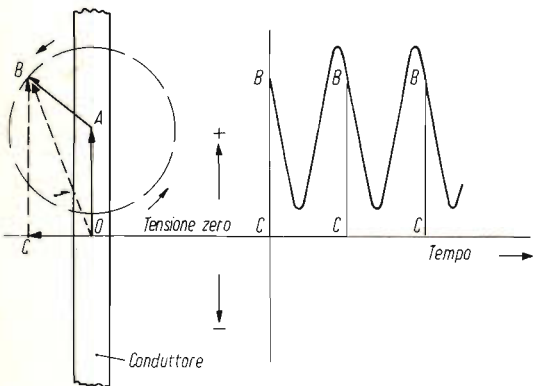


Fig. 7 - Tensioni, alternata e continua, rappresentate da vettori ruotanti e fissi.

sizione 4, ritorna ancora una componente ad angolo retto OB diretta nel senso dei binari.

Sostituiamo i binari con un conduttore elettrico e il trattore con una tensione alternata. Con riferimento alla figura 6, si vede che la tensione alternata è rappresentata dal vettore OA ruotante intorno al centro O con una velocità di rotazione corrispondente alla frequenza della tensione alternata. Per esempio, se la frequenza è di 1 MHz ciò significa che il vettore compirà 1 milione di rotazioni al secondo. Mentre il vettore ruota, la forza **responsabile** della corrente nel conduttore è quella indicata dalla componente ad angolo retto BA che viene a trovarsi nella direzione del conduttore. **Questa componente cambia continuamente ampiezza e direzione via via che il vettore ruota.**

Esprimendo la variazione del vettore BA in funzione del tempo, si ottiene la forma d'onda **sinusoidale** indicata accanto in figura. Come si riconoscerà, questa è la rappresentazione grafica più usata per indicare una tensione alternata. Dopo ogni giro, il vettore OA riassume la posizione indicata nella figura, ed in quell'istante, in ogni ciclo, la tensione nel conduttore ha l'intensità e la direzione (per convenzione positiva) indicata dalla lunghezza e dalla posizione della componente BA. È facile osservare che tutte le volte che il vettore della tensione alternata, viene a trovarsi in direzione del conduttore, in quest'ultimo si ha un picco di tensione. Come pure, tutte le volte che il vettore OA viene a trovarsi in direzione perpendicolare al conduttore, in quest'ultimo la tensione è zero.

Supponiamo ora che nel conduttore sia presente una tensione continua ed una tensione alternata. La fig. 7 indica la rappresentazione vettoriale e sinusoidale di questa situazione. Il vettore OA indica la tensione continua. Questo vettore non ruota dato che esso non varia la sua direzione col tempo. Il vettore AB indica una tensione alternata e pertanto ruota intorno al punto A. Il vettore OB è la risultante della somma dei vettori OA e AB. Le componenti **rettangolari** del vettore OB sono espresse dai vettori OC

e CB. Agli effetti della presenza di una tensione nel conduttore, è evidente l'importanza della componente rettangolare CB. Espressa in funzione del tempo quest'ultima componente (vettore CB) dà luogo alla rappresentazione sinusoidale accanto. Il minimo di tensione positiva presente nel conduttore in ogni ciclo si ha quando il vettore ruotante AB « passa sopra » (in basso) al vettore fisso AO mentre il massimo di tensione si ha quando il vettore ruotante AB si « trova in riga » (in alto) con il vettore fisso OA.

In alcuni casi possono essere presenti nel conduttore due tensioni alternate (fig. 8). I vettori OA e OB rappresentano appunto due tensioni alternate aventi la stessa frequenza ma **fase** diversa.

La fase dei vettori

Dobbiamo ora occuparci della fase dei vettori. La fase assume importanza solo nei vettori **ruotanti** (tensioni alternate) dato che per i vettori **fissi** (tensioni con-

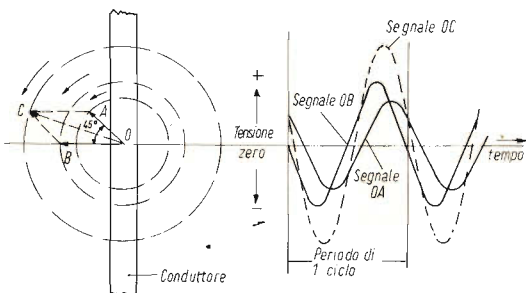


Fig. 8 - Due tensioni alternate rappresentate da vettori ruotanti.

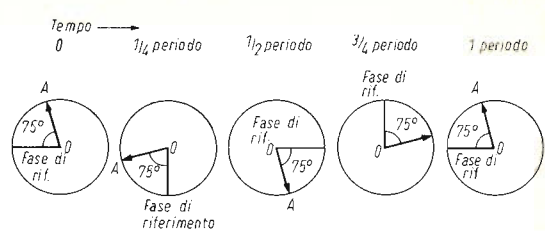


Fig. 9 - Vettore e fase di riferimento in 5 istanti durante un periodo di rotazione.

tinue) non si può parlare di fase. In senso stretto, la fase è la posizione particolare di un vettore ruotante durante il suo periodo di rotazione. Essa è espressa con riferimento alla posizione di partenza o ad una posizione standard.

È comunque uso corrente usare il termine fase per indicare la **differenza di fase** tra due vettori ruotanti.

In fig. 9 sono indicati due vettori in cinque differenti istanti durante un periodo di rotazione. Entrambi i vettori ruotano alla stessa velocità. Quello chiamato, **fase di riferimento** può o non può avere una data ampiezza (si noti l'assenza della freccia) dato che la sua caratteristica principale è la **direzione**. Esso viene usato per computare, in una rappresentazione vettoriale, la fase di altri vettori rispetto ad esso. In fig. 9, per esempio, si dice che il vettore è ritardato (in fase) di 75° . Si noti che questo angolo si mantiene inalterato durante tutta la rotazione. **In quasi tutte le rappresentazioni vettoriali i vettori ruotanti vengono riferiti all'istante in cui la fase di riferimento assume la posizione orizzontale.**

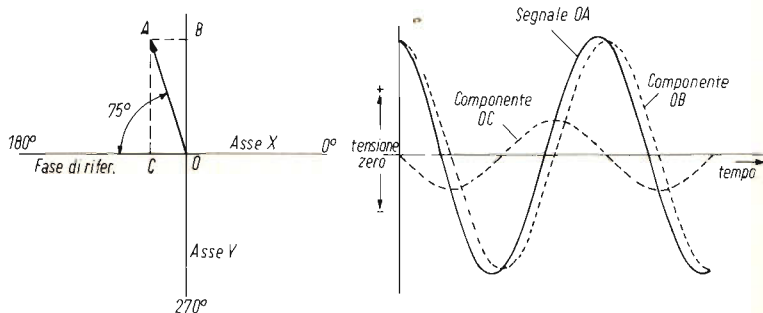


Fig. 10 - Vettore ruotante e rispettive componenti ad angolo retto giacenti lungo gli assi x e y.

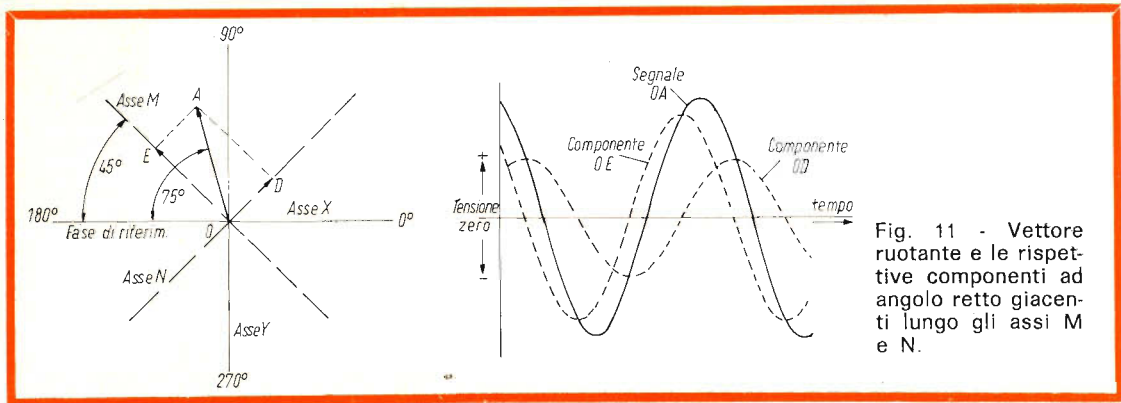


Fig. 11 - Vettore ruotante e le rispettive componenti ad angolo retto giacenti lungo gli assi M e N.

Così, nelle comuni rappresentazioni vettoriali la fase dei vettori ruotanti si riferisce o al tempo zero della fase di riferimento o al tempo corrispondente a mezzo periodo della fase di riferimento (fig. 9). In entrambi i casi però, la rappresentazione vettoriale indica sempre che il vettore OA è **in ritardo di 75°** rispetto alla fase di riferimento.

Si consideri ancora la fig. 8. Se il vettore OB è considerato la fase di riferimento, allora il vettore OA avrà la sua fase **ritardata** di 45°. Il vettore OB, si trova naturalmente in fase zero. Il vettore OC è la risultante della somma dei vettori OA e OB. Tutti e tre ruotano alla stessa velocità dato che tutti e tre rappresentano segnali aventi la stessa frequenza. I segnali differiscono però in ampiezza e fase.

Un vettore ruotante può essere scomposto in componenti ad angolo retto ruotanti alla stessa sua velocità. La fig. 10 indica il vettore OA e le rispettive componenti OC e OB giacenti lungo gli assi x e y. Il segnale rappresentato dal vettore OA e i rispettivi segnali componenti sono stati riportati a destra con onde sinusoidali.

La fig. 11 indica come, sempre lo stesso vettore OA, può essere scomposto in componenti ad angolo retto **giacenti in una coppia di assi** avente una differente posizione. Gli assi M e N hanno la loro posizione specificata dall'angolo di 45° tra l'asse M e la fase di riferimento. I vettori OD e OE sono le componenti ad angolo retto del vettore OA e vengono a trovarsi lungo questi assi. La rappresentazione sinusoidale di questi vettori è indicata accanto in figura.

Spesse volte la rappresentazione vettoriale viene usata per indicare la natura di due o più segnali che appaiono singolarmente, in differenti istanti, in un circuito. La rappresentazione vettoriale del segnale di crominanza dei colori delle barre standard è una di queste. In fig. 12 è riportato un esempio ancora più semplice. Esso indica la natura di due segnali rappresentati dai vettori OA e OB. Il semplice fatto che entrambi i segnali compaiono nella **stessa** rappresentazione vettoriale indica che essi hanno la medesima frequenza. Le loro **intensità** sono indicate dalle varie lunghezze dei vettori e **le loro fasi** sono indicate da differenti valori degli angoli rispetto all'asse di riferimento.

(continua)

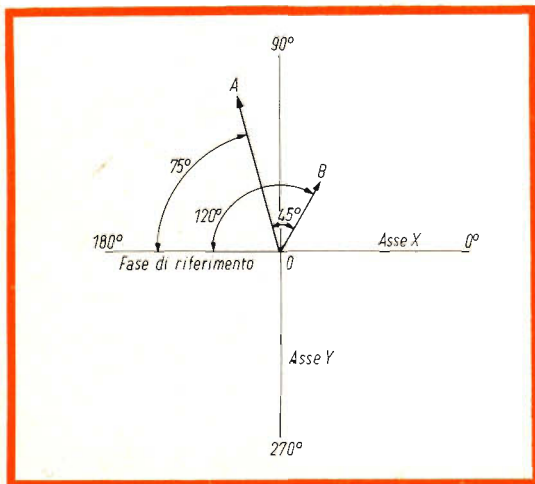


Fig. 12 - Diagramma vettoriale indicante la condizione dei segnali in un circuito in differenti istanti.

a cura di L. Cascianini

LA TRASMISSIONE V Parte DELLE IMMAGINI

**TELEVISIONE
A COLORI**

Il Pal con linea di ritardo

Si illustra sommariamente il principio di funzionamento del circuito della linea di ritardo. Si pone l'accento sulla scomposizione del segnale di crominanza nelle sue componenti, operata dal circuito della linea di ritardo. Questa scomposizione, a differenza del PAL semplice, permette di compensare egregiamente errori di fase di notevole ampiezza.

Abbiamo visto, la volta scorsa, come un semplice circuito sfasatore e un commutatore sincronizzato da un segnale (segnale di identificazione) contenuto nel burst sono gli unici circuiti in più che un ricevitore PAL deve avere rispetto ad un ricevitore NTSC. In questo caso, in presenza di errori di fase del segnale di crominanza, il meccanismo di compensazione PAL avviene nella seguente maniera.

Supponiamo che si voglia trasmettere una parete tutta di colore porpora. Il segnale di crominanza partirà dal trasmettitore con la fase caratteristica di questo colore, ma in seguito all'intervento di un errore di fase lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore, tale segnale arriverà ai demodulatori sincroni con un errore di fase che farà apparire sullo schermo del cinescopio, la riga con modulazione NTSC (riga F) di colore quasi rosso mentre quella successiva nel tem-

po, avente modulazione PAL (riga F*) apparirà di colore blu (ciò a causa dell'alternazione PAL).

L'osservatore stando ad una certa distanza mescolerà i colori « sbagliati » di ciascuna coppia di queste due righe, e « vedrà », in definitiva, il colore originariamente trasmesso. In questo caso la **media** dei colori sbagliati che appaiono su ogni coppia di righe (riga NTSC e riga PAL) viene fatta **dall'occhio**.

IL PAL CON LINEA DI RITARDO

Questo meccanismo di compensazione dei colori sbagliati funziona fintantoché l'errore di fase del segnale di crominanza non è tanto grande. Quando l'errore di fase è molto grande, l'occhio non riesce più a fare la media, ed allora compaiono le cosiddette barre di Hannover.

In questi casi è opportuno fare questa media **eletttricamente**, sui segnali mede-

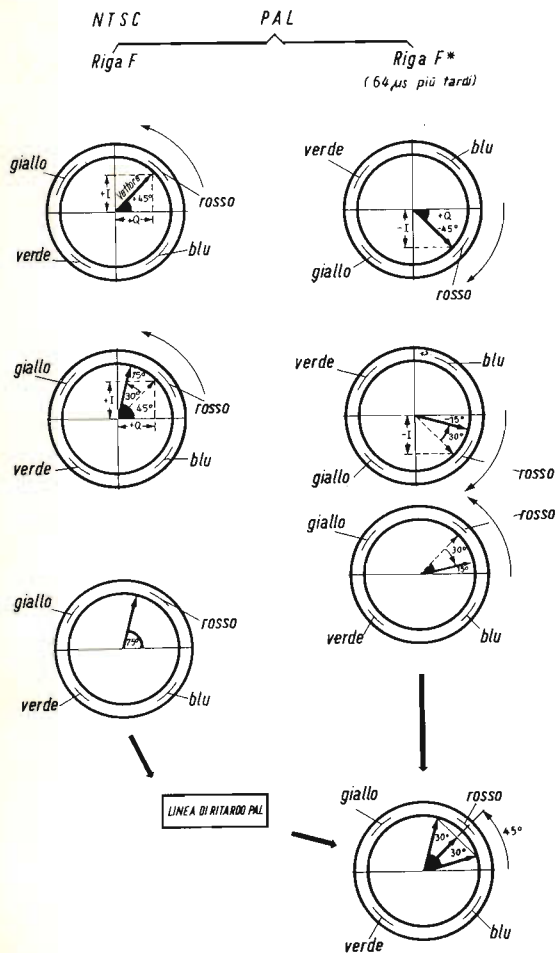


Fig. 31 - Il dispositivo immagazzinatore trattenendo il segnale della riga 1 (riga F) per un tempo di $64 \mu\text{s}$ rende possibile l'effettuazione della media elettrica con il segnale della riga 2 (riga F*). La somma di questi due segnali riproduce un segnale (qui indicato con un vettore) capace di dare il vero colore trasmesso (il porpora).

simi, in modo che sul cinescopio in tutte le righe compaia il vero colore trasmesso. (Nel nostro esempio, non comparirebbero una riga rossa ed una blu ma una riga porpora).

Ma per fare la **media elettrica** dei segnali di due righe successive nel tempo occorre avere a disposizione **nello stesso istante** i segnali di queste due righe. In realtà, le righe si succedono distanziate $64 \mu\text{s}$ l'una dall'altra, e di conseguenza anche i relativi segnali sono disponibili distanziati $64 \mu\text{s}$ l'uno dall'altro. Di qui, la necessità di usare un **di-**

positivo immagazzinatore che trattenga il segnale di una data riga per un tempo pari a $64 \mu\text{s}$ in modo da presentarlo nello stesso istante in cui arriva il segnale della riga successiva. Solo a questo punto è possibile fare la media elettrica dei segnali sbagliati in senso contrario come indicato nella fig. 31.

Il dispositivo normalmente usato è una **linea di ritardo** non elettrica a causa dell'ingombro che essa dovrebbe avere ma ad **ultrasuoni**. In questo caso si trasforma il segnale di crominanza di una data riga in una oscillazione meccanica mediante un trasduttore piezoelettrico (per es. Piezoxide). Questa oscillazione meccanica si invia in una sbarra di vetro di dimensioni tali che l'oscillazione impieghi esattamente $64 \mu\text{s}$ per attraversarla. Alla fine della barra, e cioè dopo un tempo di $64 \mu\text{s}$, un secondo trasduttore piezoelettrico provvede a ritrasformare la oscillazione meccanica a $4,43 \text{ MHz}$ in una corrispondente oscillazione elettrica a $4,43 \text{ MHz}$.

In questa maniera, se all'ingresso della linea abbiamo un dato segnale, alla uscita della medesima potremo disporre **contemporaneamente** del segnale della riga precedente. In questo caso, il segnale all'uscita della linea è il segnale **ritardato**, quello all'ingresso è quello **non ritardato**. La media **elettrica** indispensabile agli effetti dell'ottenimento del vero colore trasmesso si fa come già detto sommando il segnale ritardato con il segnale **non ritardato**. In fig. 32 è indicata una linea di ritardo correntemente usata.

SEPARAZIONE DELLE COMPONENTI DEL SEGNALE DI CROMINANZA

La cosa veramente interessante che «salta fuori» nel fare la media elettrica del segnale ritardato e non ritardato con il concorso della linea di ritardo è questa: facendo contemporaneamente non solo la **somma** ma anche la **sottrazione** del segnale ritardato e non ritardato (o diretto) si ottiene la scomposizione del segnale di crominanza $F_{(u+jv)}$ o $F^*_{(u-jv)}$ nelle componenti che lo hanno formato al trasmettitore, e cioè, nelle

componenti F_U e F_{jV} . Ciò si può ricavare dalla fig. 33 (e anche da fig. 34).

Osserviamo bene la fig. 33. All'ingresso della linea abbiamo il segnale di crominanza F_{PAL} . A destra, sono indicate le componenti che formano al trasmettore il segnale di crominanza di tre righe successive nel tempo e cioè F, F^*, F . All'uscita della linea sono indicate le componenti del segnale di crominanza di altre righe F^*, F, F^* . Si noti il particolare a cui già abbiamo accennato: quando all'ingresso della linea c'è un segnale NTSC (e cioè F_{U+jV}) appartenente alla riga F , all'uscita della medesima è presente contemporaneamente un segnale PAL (e cioè F_{U-jV}) appartenente alla riga F^* . Facendo la somma e la sottrazione di queste coppie di segnali (e cioè $F + F^*, F^* + F$ oppure la sottrazione e cioè $F - F^*, F^* - F$) è facile rendersi conto che dallo stadio somma uscirà sempre **per tutte le righe** la componente F_U mentre dallo stadio differenza uscirà la componente F_{jV} di segno alterno e cioè F_{jV} o F_{-jV} come appunto succede in trasmissione. Ciò è indicato in fig. 33.

Per meglio rendersi conto di questa scissione facciamo queste operazioni di

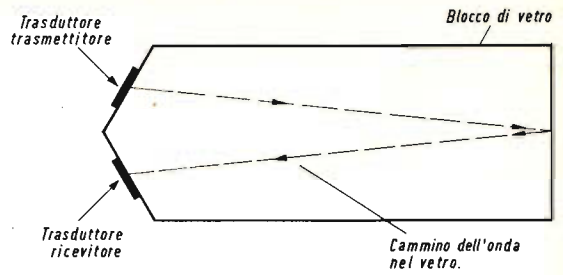


Fig. 32 - Linea di ritardo usata per trattenere il segnale di crominanza per un tempo pari a $64 \mu s$. Quando all'ingresso c'è il segnale (supponiamo) della riga PAL (F^*) all'uscita ci sarà il segnale della riga precedente, e cioè, della riga NTSC (F) e così via.

somma e sottrazione sui segnali delle tre righe F, F^*, F :

$$\text{segnale riga } F = F_{U+jV}$$

$$\text{segnale riga } F^* = F_{U-jV}$$

$$\text{segnale riga } F = F_{U+jV}$$

somma:

$$F + F^*$$

$$(F_U + F_{jV}) + (F_U - F_{jV}) = 2F_U$$

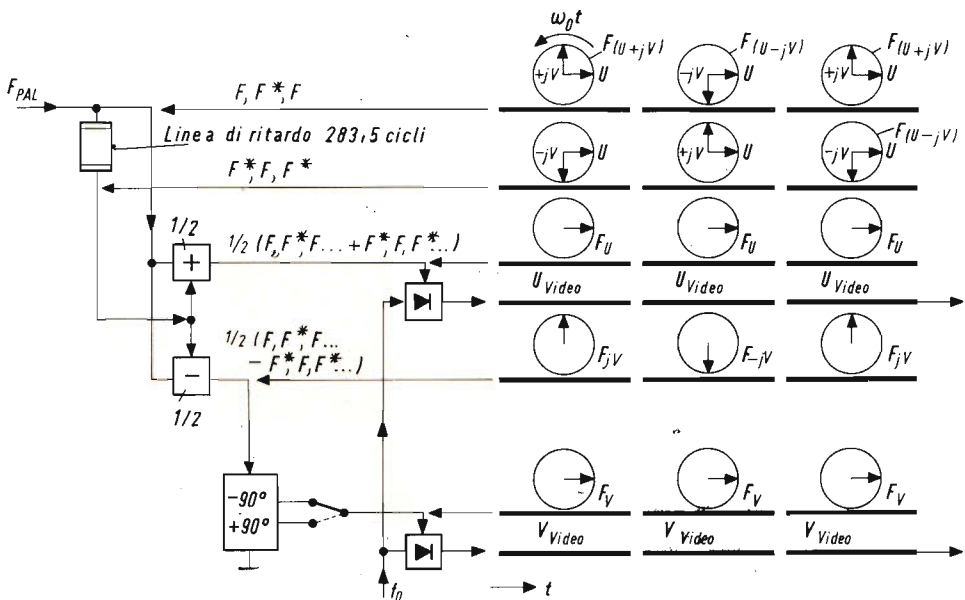


Fig. 33 - Principio di funzionamento del PAL con linea di ritardo. A destra si vedono i segnali di tre righe (F, F^*, F) presenti nei punti fondamentali di questo circuito. All'atto della somma e sottrazione viene introdotta un'attenuazione dei due segnali pari a $1/2$.

in quanto F_{jv} e $-F_{jv}$ sono uguali e di segno contrario e quindi si elidono a vicenda.

sottrazione:

$$F - F^*$$

$$(F_U + F_{jv}) - (F_U - F_{jv}) = 2 F_{jv}$$

a causa del cambiamento di segno (sottrazione) sono ora F_U e $-F_U$ che si elidono.

Continuando a fare queste operazioni per la terza riga F avremo

somma:

$$F^* + F$$

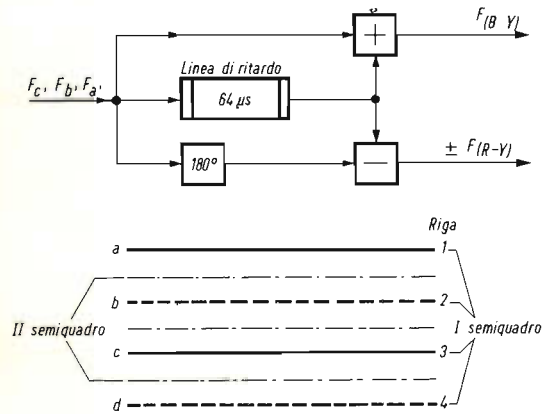
$$(F_U - jv) + (F_U + jv) = 2 F_U$$

sottrazione:

$$F^* - F$$

$$(F_U - jv) - (F_U + jv) = -2 F_{jv}$$

Si vede pertanto come mentre dallo stadio somma esce **sempre** la componente F_U dallo stadio differenza esce alternativamente $+2 F_{jv}$ e $-2 F_{jv}$. Questa componente quindi si presenta con la stessa alternazione di fase che possiede al trasmettitore.



DUE SISTEMI PER TOGLIERE L'ALTERNAZIONE PAL

Le componenti F_U e F_{jv} sono segnali modulati semplicemente in ampiezza dai segnali differenza di colore V e U . **Sono però sprovvisti di portante.** Per estrarre dalle componenti F_U e F_{jv} i segnali modulanti U e V bisognerà quindi iniettare in questi segnali le portanti soppresse in trasmissione. Per poter far ciò potremo usare i demodulatori sincroni già usati per demodulare il segnale di crominanza NTSC e nel ricevitore PAL semplice.

Come per il PAL semplice è necessario anche qui togliere alla componente F_{jv} l'alternazione di fase (\pm). Per far ciò, il solito commutatore PAL + lo sfasatore $-90^\circ / +90^\circ$, potrà essere inserito alla uscita dello stadio differenza.

Al demodulatore del segnale F_{jv} verrà pertanto applicato un segnale F_{jv} che per tutte le righe avrà la stessa polarità. Avendo inserito il dispositivo (sfasatore + commutatore) che annulla la commutazione PAL nel canale della componente F_{jv} è sufficiente iniettare nei due demodulatori una portante **con lo stesso valore di fase** per i due demodulatori.

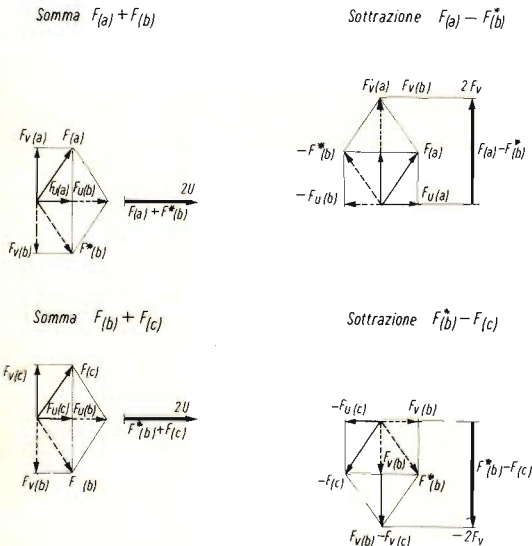


Fig. 34 - Spiegazione vettoriale della separazione delle due componenti che formano il segnale di crominanza. La **somma** dei segnali di crominanza di due righe successive nel tempo dà nel circuito della linea di ritardo sempre il vettore $2F_U$ o $2U$. La **differenza** tra gli stessi segnali dà, a sua volta, sempre il vettore F_{jv} o $2F_V$ ma con polarità alternata di riga in riga.

...e questa
rimane
a casa...

Prima di lasciare la fabbrica,
ogni valvola BRIMAR è
sottoposta a centinaia di
rigorosi controlli di qualità.
Nessuno di questi controlli
può essere omissivo. 199
anziché 200 non sarebbero
ammissibili: non per noi;
non per i nostri rivenditori;
non per i loro clienti.
Solo controlli di tale genere
spiegano perché più di 340
rivenditori, 12.000 venditori
e le grandi Compagnie Rental
si affidano alla qualità BRIMAR.

...una valvola
così
non lascia
la

BRIMAR



Il risultato della demodulazione sincrona è l'ottenimento anche in questo caso dei segnali differenza di colore U e V come appunto indicato dalla fig. 33.

Nella fig. 35 è indicato un altro sistema di demodulazione PAL con linea di ritardo. L'unica differenza da quello indicato in fig. 33 è questa: l'alternazione della componente F_{jv} viene tolta commutando di 180° ($+90^\circ/-90^\circ$) la portante rigenerata iniettata nel demodulatore del segnale V.

UNA INTERESSANTE CONSEGUENZA DELLA SCISSIONE DEL SEGNALE DI CROMINANZA

La scissione del segnale di cromaticità nelle sue componenti in quadratura, caratteristica del PAL con linea di ritardo, mette in evidenza questo fatto importante: l'errore di fase (quando c'è) « intacca » tutte e due le componenti. Ciò produce all'atto della demodulazione una

diminuzione che risulta della stessa entità nei due segnali rivelati V e U.

Ciò risulta evidente dalla fig. 36. Qui vediamo che un'alterazione di fase del segnale di cromaticità altera il rapporto tra i due segnali U e V. Com'è noto, dal valore di questo rapporto dipende la particolare tinta trasmessa. In presenza di errore di fase, quindi nel sistema NTSC si ha alterazione di tinta (fig. 36).

Lo stesso segnale di cromaticità affetto dall'errore di fase ϕ , a causa della scomposizione del segnale di cromaticità nelle sue componenti, operata dal circuito della linea di ritardo, non può produrre errore di tinta dato che, come risulta dalla figura, entrambi i segnali U e V risultano in questo caso diminuiti della stessa entità.

Il rapporto U/V rimane costante. **Ciò che cambia sarà la saturazione che risulterà diminuita.** A sua volta questa diminuzione di saturazione sarà proporzionale al coseno dell'errore di fase ϕ .

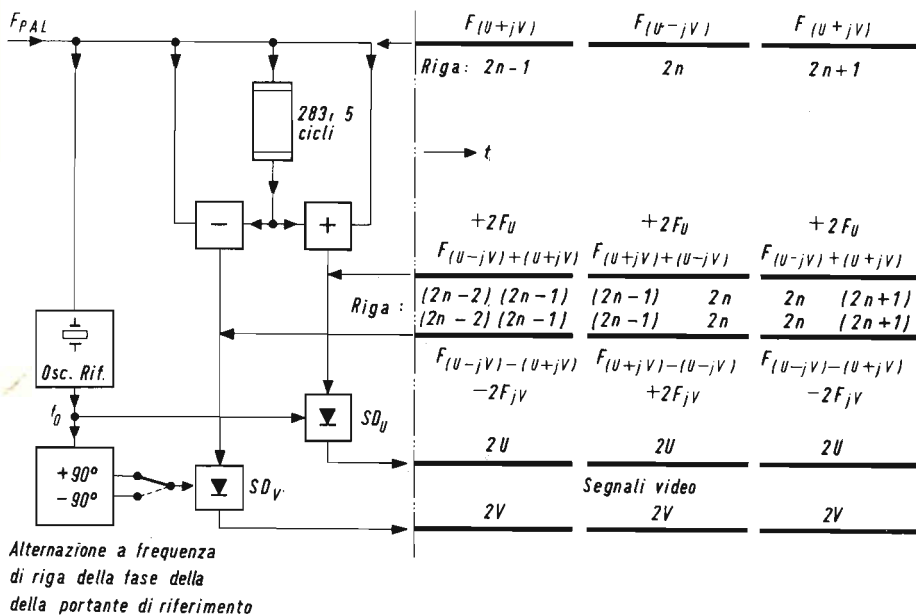


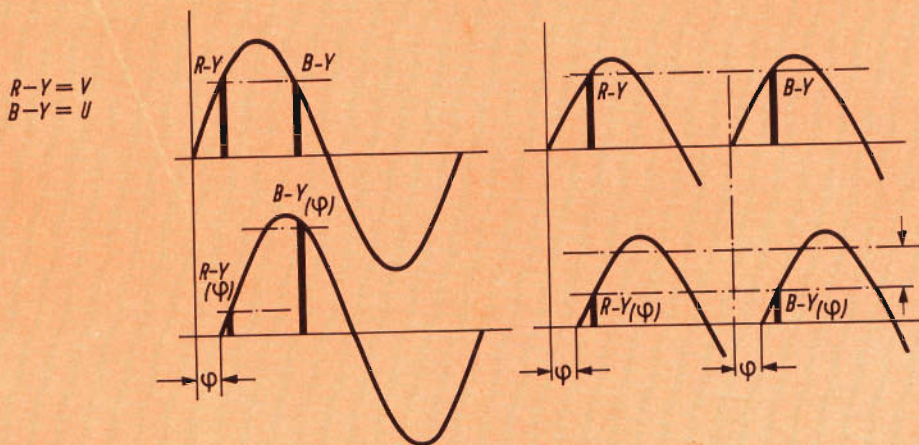
Fig. 35 - E' lo stesso circuito di fig. 33. Non è stata introdotta l'attenuazione di 1/2 dei due segnali. La alterazione della componente F_{jv} viene tolta in questo caso commutando di 180° di riga in riga la portante iniettata nel demodulatore (SD_V) del segnale V. In fig. 33 questa alterazione veniva eliminata commutando di 180° ($-90^\circ/+90^\circ$) lo stesso segnale F_{jv} applicato al rispettivo demodulatore.

NTSC

Demodulazione sincrona di

PAL

Demodulazione con iniezione di portante



Segnale di cromaticità con fase cambiata (φ)

produce

Rapporto $\frac{R-Y}{B-Y}$ alterato

conseguenza

Tinta: errata

Saturazione: \approx costante

Segnale di cromaticità con fase cambiata (φ)

produce

Rapporto $\frac{R-Y}{B-Y}$ non alterato

conseguenza

Tinta: corretta

Saturazione: errata (diminuita)

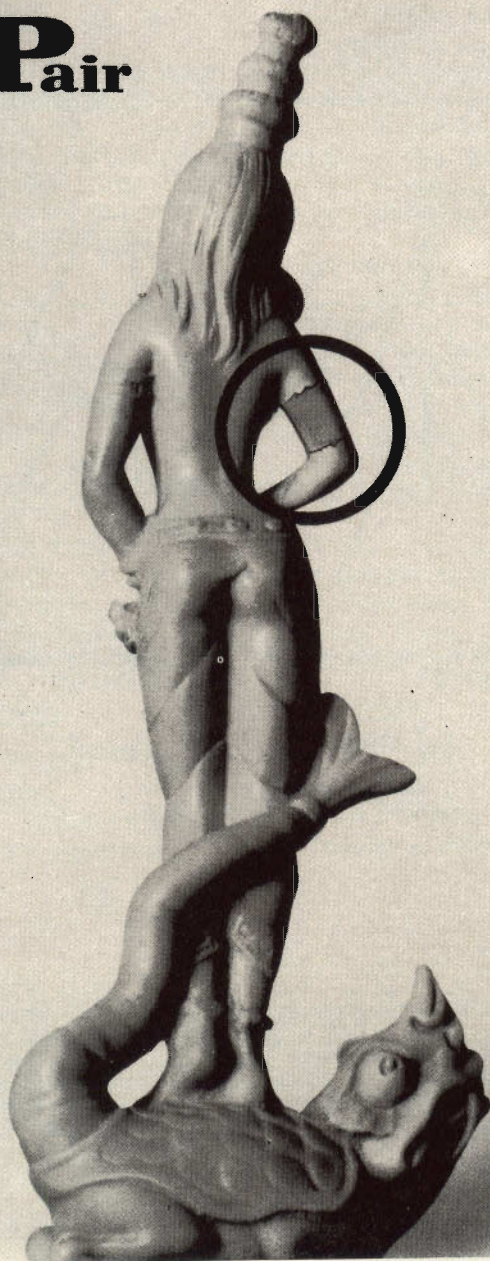
Fig. 36 - **A sinistra** (in alto) - Demodulazione di un segnale di cromaticità senza errore di fase nel sistema NTSC. Vengono estratte le componenti di colore V e U. Nel caso di errore di fase (sotto) vengono estratte componenti V e U che non hanno la primitiva ampiezza (stesso rapporto) da qui l'errore di fase. - **A destra** (in alto) Demodulazione di un segnale di cromaticità senza errore di fase nel PAL con linea di ritardo. Il rapporto V/U è uguale a quello che si aveva in trasmissione. L'errore di fase (in basso) compare anche nelle due componenti separate, con il risultato che il demodulatore estrae segnali V e U con rapporto V/U inalterato. Solo le ampiezze sono ridotte. La tinta è quella originale ma solo leggermente meno satura.

Conclusione

Con questa serie di articoli non abbiamo avuto la pretesa di spiegare tutti i principi che sono alla base del sistema di trasmissione delle immagini a colori. Si è voluto soltanto porre l'accento su alcune caratteristiche del sistema PAL. Anche qui però si è dovuto procedere sommariamente, nella supposizione che il lettore sia già iniziato ai problemi della televisione a colori.

In una successiva serie di articoli daremo alcuni esempi pratici di circuiti di demodulatori PAL impieganti la linea di ritardo DLe. Non ci stancheremo mai di sottolineare la necessità di ben comprendere il funzionamento del demodulatore in un televisore a colori sia perché è una « cosa » completamente nuova per il tecnico del bianco e nero sia perché può considerarsi il « cuore » del televisore a colori.

Plas-T-Pair



Il Plas-T-Pair è un prodotto ideale per riparare o incollare qualsiasi tipo di materiale, specialmente gli oggetti in plastica. Esso è utile non solo ai radioriparatori, ma a tutti i tecnici.

Alla statua che qui abbiamo riprodotta è stata ricostruita la parte racchiusa nel cerchio.

L'uso di questo prodotto lo potrete chiaramente apprendere nell'articolo apparso nel n° 4 1967 di « Sperimentare ».

La confezione del Plas-T-Pair la potrete reperire presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.



LC/1700-00

L'ANTENNA TELESCOPICA NEL TELEVISORE PORTATILE

L'ANTENNA

In questo articolo daremo dei consigli riguardanti l'impiego dell'antenna incorporata in un televisore portatile, agli effetti degli eventuali spostamenti dell'utente, nonché le regolazioni che quest'ultimo dovrà effettuare per ricevere nelle migliori condizioni le trasmissioni televisive suscettibili ad essere captate nelle diverse località in cui egli si trova durante i suoi spostamenti.

USO DELL'ANTENNA INCORPORATA

Se l'antenna esterna disponibile in un edificio presenta un rendimento assai maggiore dell'antenna incorporata, a causa delle sue dimensioni e della sua altezza, essa non può tuttavia essere adattata a qualsiasi ricevitore. Per contro, l'antenna incorporata, meno sensibile nei confronti delle emittenti lontane, possiede l'enorme vantaggio di essere orientabile ed estensibile, il che permette di adattarla in pochi secondi alla ricezione di qualsiasi tipo di emittente, a patto che quest'ultima non sia però troppo lontana né troppo debole, ossia che si tratti di una emittente «ricevibile».

E' sempre utile essere in possesso di un elenco di tutti gli emittitori televisivi disponibili nelle diverse regioni nelle quali accade di soggiornare per un periodo di tempo più o meno lungo. Questo elenco indica di solito la località in cui i trasmettitori si trovano, la relativa potenza, le caratteristiche del canale (vale a dire la frequenza di sintonia), lo standard

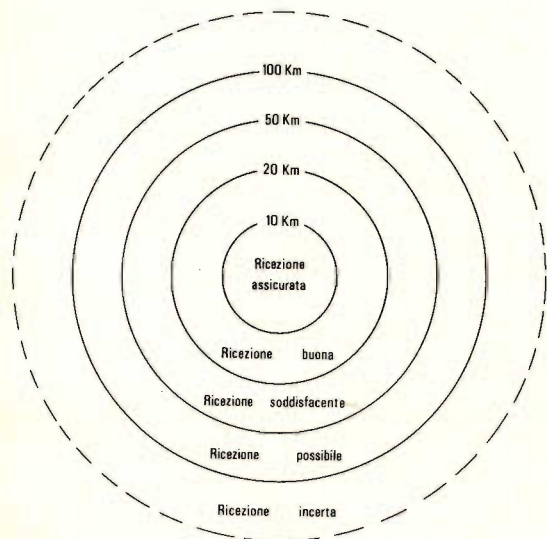
(ossia il sistema adottato dal trasmettitore a seconda delle leggi del Paese nel quale esso si trova), ecc.

Durante un viaggio, oppure durante un soggiorno dell'utente in una determinata località, o anche durante un'eventuale sosta del suo mezzo di locomozione in aperta campagna, sussiste quasi sempre la possibilità di ricevere un trasmettitore televisivo.

Ciò che conta in primo luogo è la **distanza** tra il trasmettitore ed il ricevitore. Se questa distanza supera i 100 km, la ricezione — soprattutto con un'antenna incorporata — è generalmente difficile, ed a volte persino impossibile (vedi Fig. 1).

Al di sotto di 100 km, la ricezione migliora, sebbene numerosi altri fattori possano esercitare una certa influenza sulla qualità e persino sulla possibilità di ricezione, quali la propagazione, la potenza del trasmettitore, la sensibilità del ricevitore, **nonché la cura con la quale l'utente regola il proprio televisore per ottenere i risultati migliori.**

Il proprietario di un televisore deve, innanzitutto, assicurarsi che il suo apparecchio si trovi in perfette condizioni di funzionamento, vale a dire al massimo delle sue possibilità di ricezione. Un controllo eseguito a tale riguardo presso un tecnico specialista, una volta all'anno, è sempre utile. Rimane da sapere come regolare nel modo migliore l'apparecchio in ciascun caso particolare di ricezione.



Per quanto concerne l'antenna incorporata, occorre procedere come segue:

- 1) - Effettuare il suo collegamento come abbiamo indicato precedentemente (vedi Selezione di Tecnica Radio TV, N°).
- 2) - Estrarre l'antenna allungando opportunamente gli elementi telescopici.
- 3) - Attribuire all'antenna la forma e le dimensioni più idonee.
- 4) - Orientarla verso l'emettitore.

Per spiegare l'antenna, è necessario farla uscire esercitando una forza di trazione sulle estremità dell'elemento telescopico più piccolo, solitamente facente capo ad un dischetto o ad una sfera (vedi Fig. 2).

Ciascun elemento dell'antenna può essere allungato o accorciato. La maggior parte dei tipi di antenne telescopiche a due elementi presenta una struttura tale che ciascuno di essi può raggiungere una lunghezza massima di 1 m circa, ed a volte anche maggiore.

LE BANDE TV

Per quanto riguarda la lunghezza da conferire in ciascun caso, ecco ciò che occorre sapere:

Le trasmissioni televisive vengono effettuate nel nostro Paese attraverso due distinti programmi: il primo programma, detto programma Nazionale, viene irradiato nella gamma di frequenze detta V.H.F., in un totale di 10 canali, contraddistinti dalle lettere dell'alfabeto da A ad H₂. Il secondo programma viene invece irradiato nella gamma di frequenze detta delle U.H.F., tramite 16 canali, contraddistinti dai numeri progressivi compresi tra 21 e 37.

Ciascun canale, sia in V.H.F., sia in U.H.F., presenta una larghezza di banda di 7 MHz, ed ha un determinato valore ad una determinata lunghezza d'ordine della frequenza centrale, corrispondente E' proprio in funzione di quest'ultima che occorre regolare la lunghezza degli elementi orientabili che costituiscono l'antenna di un televisore portatile, per ottenere la ricezione migliore.

In teoria, le condizioni di ricezione migliore possono essere realizzate quando



Lunghezza ridotta degli elementi



Elementi estesi alla loro lunghezza massima

Fig. 2

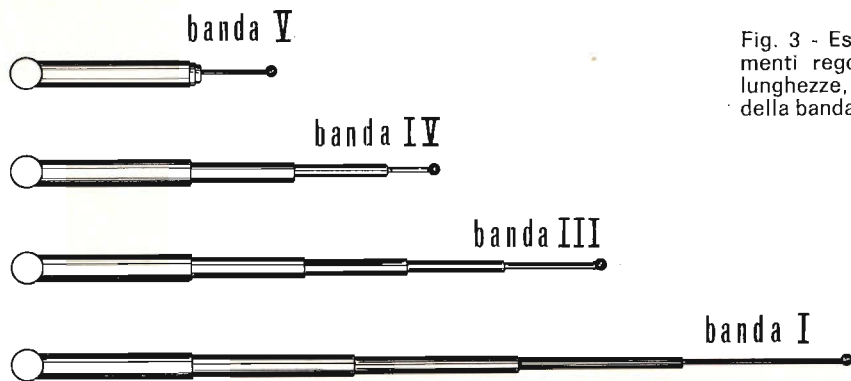


Fig. 3 - Esempi di elementi regolati a varie lunghezze, a seconda della banda di ricezione.

la lunghezza degli elementi dell'antenna corrisponde esattamente alla lunghezza d'onda della frequenza centrale del canale che si intende ricevere: tuttavia, se si considera che la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza centrale del canale A irradiato in V.H.F. ammonta a 5,36 metri, è assurdo pretendere che un televisore portatile possa funzionare con un'antenna costituita da due elementi di tale lunghezza. Questo problema può essere però facilmente risolto, attribuendo agli elementi dell'antenna una lunghezza che può essere pari alla metà della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza centrale del canale ricevuto, o anche alla quarta parte. Se poi si considera che la lunghezza degli elementi telescopici può essere solitamente regolata tra un minimo di circa 15-20 cm, ed una lunghezza massima di circa 100-120 cm, è facile intuire che — al momento della regolazione — si stabilisce se regolare la lunghezza sulla metà della lunghezza d'onda, oppure sulla quarta parte, cosa che può essere decisa consultando la tabella 1 che qui riportiamo, e che elenca in ordine progressivo la sigla dei canali V.H.F., il numero dei canali U.H.F., le relative lunghezze d'onda corrispondenti alla frequenza centrale, e la lunghezza più idonea sulla quale è opportuno regolare gli elementi che costituiscono l'antenna incorporata.

Occorre però precisare che le lunghezze elencate nella suddetta tabella vanno interpretate con una certa approssima-

zione, in quanto non sempre le caratteristiche di adattamento tra il circuito di ingresso ad Alta Frequenza del televisore e l'antenna vera e propria sono tali da creare le condizioni ideali. In linea di massima — tuttavia — dopo aver effettuato la regolazione della lunghezza nel modo suggerito nella tabella, e dopo aver orientato l'antenna nel modo sul quale stiamo per intrattenerci, sarà sempre possibile ritoccare la lunghezza dei due elementi, al fine di ottenere il risultato migliore.

Forma dell'antenna

I due elementi telescopici che costituiscono un'antenna possono di solito ruotare mediante snodi a sfera, il che permette di realizzare diverse forme dell'antenna, attribuendo varie posizioni ai due elementi, così come si può osservare alla Fig. 4.

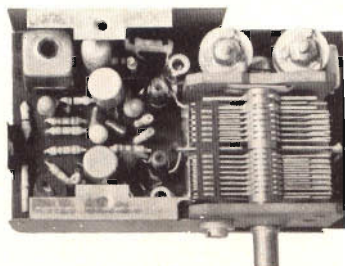
In A, si osserva che i due elementi R ed R' sono disposti verticalmente. Nel disegno che illustra questa posizione, l'apparecchio risulta disposto con la parte frontale rivolta verso l'osservatore.

In A', si osservano invece gli stessi due elementi visti di profilo, per cui se ne può vedere uno solo. Il trasmettitore, come risulta dal puntino contraddistinto dalla lettera T, deve trovarsi in tal caso nella posizione illustrata nella parte inferiore della figura 4, ossia lungo l'asse che passa attraverso lo schermo del televisore, sul davanti o sul di dietro.

| | CANALE | LUNGHEZZA D'ONDA RISPETTO ALLA FREQUENZA CENTRALE (metri) | LUNGHEZZA SUGGERITA DEGLI ELEMENTI (centimetri) |
|---------------------------------|-----------------------------------|---|---|
| | PROGRAMMA NAZIONALE (V. H. F.) | A | 5,360 |
| B | | 4,650 | 116,1 |
| C | | 3,550 | 88,7 |
| D | | 1,690 | 84,5 |
| E | | 1,615 | 80,7 |
| F | | 1,545 | 77,2 |
| G | | 1,475 | 73,5 |
| H | | 1,410 | 70,5 |
| H ₁ | | 1,371 | 68,5 |
| H ₂ | | 1,320 | 66,0 |
| SECONDO PROGRAMMA (U. H. F.) | 21 | 0,634 | 63,4 |
| | 22 | 0,623 | 62,3 |
| | 23 | 0,613 | 61,3 |
| | 24 | 0,603 | 60,3 |
| | 25 | 0,594 | 59,4 |
| | 26 | 0,586 | 58,6 |
| | 27 | 0,577 | 57,7 |
| | 28 | 0,567 | 56,7 |
| | 29 | 0,559 | 55,9 |
| | 30 | 0,550 | 55,0 |
| | 31 | 0,542 | 54,2 |
| | 32 | 0,534 | 53,2 |
| | 33 | 0,529 | 52,9 |
| | 34 | 0,519 | 51,9 |
| | 35 | 0,513 | 51,3 |
| | 37 | 0,499 | 49,9 |

Tabella 1 - Elenco dei canali italiani VHF ed UHF, e relativa lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza centrale. Per ciascun canale, nella terza colonna è precisata la lunghezza che teoricamente bisognerebbe attribuire agli elementi dell'antenna, per ottenere l'accordo perfetto su ogni singolo canale. L'asterisco (*) nei confronti della lunghezza di 134 cm per gli elementi nei confronti del canale VHF « A » è stato applicato in quanto non sempre gli elementi possono essere estesi fino a tale lunghezza. Ove ciò sia impossibile, occorrerà regolarli sull'ottavo della lunghezza d'onda anziché sulla quarta parte, attribuendo loro la lunghezza di 67 cm.

autocostruitevi un radiorecettore a modulazione di frequenza con la serie delle unità premontate Philips



Sintonizzatore PMS/A



Amplificatore F.I. PM/A



Amplificatore B.F. PMB/A

le unità devono essere completate di:

- 1 Potenziometro da $5\text{ k}\Omega$ logaritmico E098 DG/20B28 per la regolazione del volume
- 2 Altoparlante con impedenza da $8 \div 10\ \Omega$ (AD 3460 SX/06)

Prestazioni del ricevitore completo

SEZIONE FM

Sensibilità con $\Delta f = 22,5\text{ kHz}$ e $f = 400\text{ Hz}$ $< 2\ \mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW .
Rapporto segnale-disturbo con $\Delta f = 22,5\text{ kHz}$ e $f = 400\text{ Hz}$ 30 dB con segnale in antenna $< 8\ \mu\text{V}$.
Sensibilità con $\Delta f = 75\text{ kHz}$ e $f = 1000\text{ Hz}$ $< 25\ \mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW .
Distorsione con $\Delta f = 75\text{ kHz}$ e $f = 1000\text{ Hz}$ $< 3\%$ per potenza di uscita di 50 mW .
Selettività $\geq 45\text{ dB a } \pm 300\text{ kHz}$.
Larghezza di banda a -3 dB $\geq 150\text{ kHz}$.

SEZIONE AM

Sensibilità con $m = 0,3$ a 400 Hz $100\ \mu\text{V/m}$ per potenza di uscita di 50 mW .
Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz 26 dB con $560\ \mu\text{V/m}$.
Selettività a $\pm 9\text{ kHz}$ $< 30\text{ dB}$.
C.A.G. $\Delta V_{rf} = 10\text{ dB per } \Delta V_{rf} = 27\text{ dB}$ (misurata secondo le norme C.E.I.).

- 3 Antenna in ferrite, gradazione IV B (per esempio C8/140, C9,5/160, C9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125).
- 4 Commutatore AM/FM e antenna a stilo per FM

le unità sono reperibili presso i migliori rivenditori della vostra zona

PHILIPS s.p.a.

Reparto Elettronica

piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

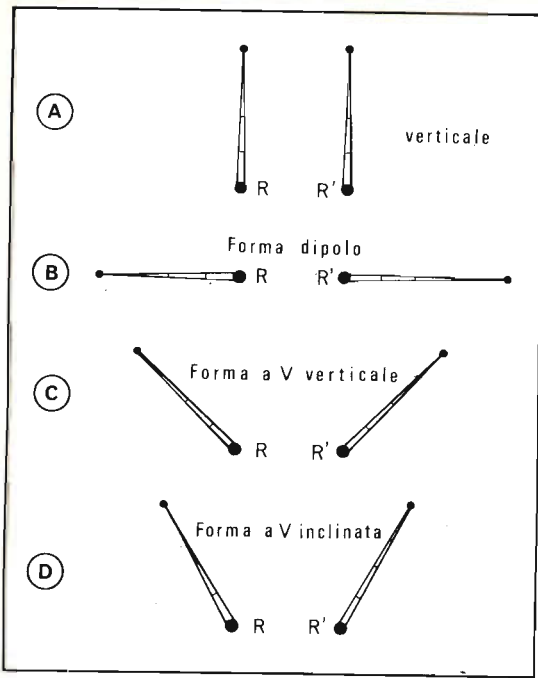


Fig. 4 A

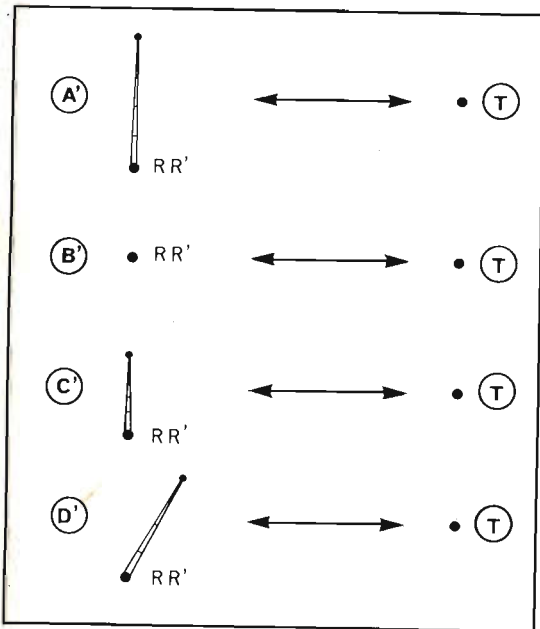


Fig. 4 B

In B, è illustrato l'orientamento orizzontale dei due elementi, che vengono in tal caso a trovarsi disposti lungo una medesima retta (in modo da costituire il classico dipolo aperto). In B' i due

elementi vengono rappresentati di profilo, per cui ciò che si vede è costituito soltanto da un punto che rappresenta la sezione dei due elementi allineati. In tal caso, il trasmettitore deve trovarsi nella posizione rispetto al televisore indicata dalla lettera T nella parte inferiore della figura 4. In altre parole una retta immaginaria che unisca il televisore al trasmettitore deve risultare perpendicolare alla retta individuata dai due elementi disposti orizzontalmente.

In C i due elementi sono disposti in modo da costituire una V, disposta su di un piano verticale. Tale V è illustrata di profilo in C', ed in questo caso il trasmettitore deve trovarsi lungo la retta perpendicolare al piano individuato dalla lettera V.

In D — infine — il piano individuato dalla lettera V risulta inclinato verso la direzione del trasmettitore, così come appare più evidente osservando la disposizione corrispondente vista di profilo, in D'.

Esistono altre disposizioni possibili per gli elementi che costituiscono l'antenna telescopica, che però non vengono presi in considerazione in quanto forniscono condizioni di ricezione identiche a quelle consentite da posizioni corrispondenti considerate alla figura 4. Ciò che conta, consiste semplicemente nel conferire all'antenna l'orientamento corretto, a seconda della direzione e della polarizzazione con la quale il canale viene irradiato, e nel regolare opportunamente la lunghezza degli elementi.

Una volta predisposta l'antenna per ottenere una buona ricezione, si può procedere con la regolazione dell'immagine e del suono, mediante gli appositi comandi disponibili sul televisore.

I PULSANTI E LE MANOPOLE DI REGOLAZIONE

Nei televisori portatili, come pure in qualsiasi altro tipo di televisore, esistono tre categorie di dispositivi di regolazione:

1) Dispositivi il cui impiego è destinato all'utente.

testine magnetiche in ferrite

Una tecnica originale consente i seguenti vantaggi rispetto alle soluzioni tradizionali:

- Traferri ridottissimi
- Basse perdite elettriche del ferrocubo
- Estrema precisione dei parametri meccanici
- Usura estremamente ridotta della testina e del nastro con conseguente stabilità della risposta nel tempo

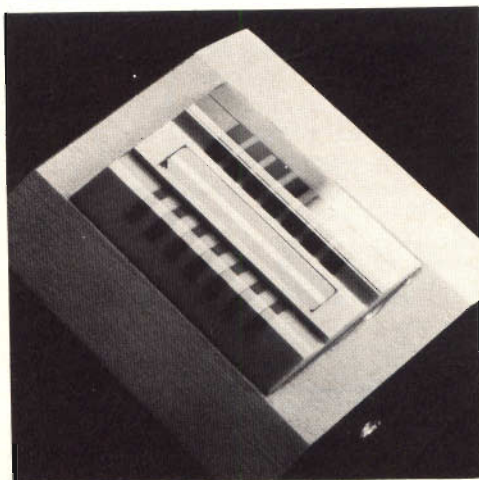
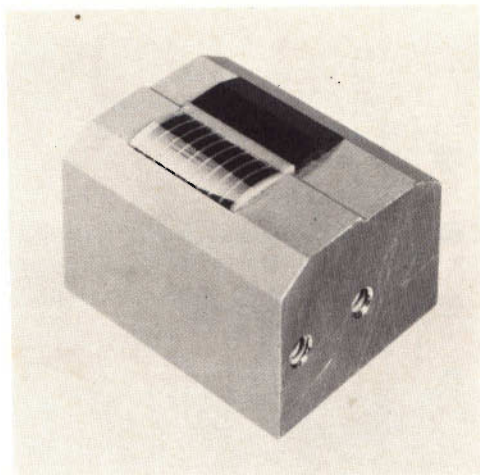
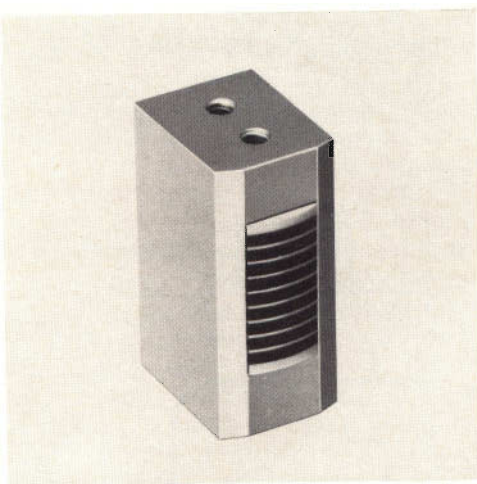
Le testine magnetiche in ferrite sono la soluzione più valida nei seguenti campi:

- AUDIO
 - (professionale) a 1 o 2 piste

- AUDIO
 - (vocale a massima densità di registrazione) fino a 17 piste

- STRUMENTAZIONE
 - fino a 8 piste

- DIGITALE
 - fino a 9 piste standard e con un numero maggiore di piste su specifica;
 - con singolo o doppio traferro per scrittura e lettura
 - per nastri o cartoline magnetiche



I dati tecnici completi sono contenuti nell'opuscolo M7a da richiedere a:

PHILIPS S.p.A. - Sezione ELCOMA - Reparto Microelettronica
Piazza IV Novembre, 3 - MILANO - Tel. 6994

- 2) Dispositivi di regolazione normalmente usati dal solo installatore, ed eccezionalmente usati dall'utente.
- 3) Dispositivi di regolazione interni, che non vengono manomessi se non in caso di riparazioni ad opera di un tecnico specializzato.

In genere, l'utente non deve manomettere che i comandi appartenenti alla prima categoria, attraverso i quali egli deve riuscire ad ottenere i risultati migliori, a meno che l'apparecchio non abbia subito un incidente o una grave staratura.

Se la messa a punto del televisore viene compromessa in modo poco grave, l'utente può eventualmente provare a ritoccare qualcuno dei dispositivi di regolazione appartenenti alla seconda categoria.

Ove invece si verifichi un guasto vero e proprio, soltanto il tecnico sarà in gra-

do di porvi rimedio. Se l'utente non è egli stesso un tecnico specializzato, sarà bene che egli si astenga dal manomettere l'interno dell'apparecchio.

La Fig. 5 fornisce un esempio di pannello di comando, disposto sulla parte frontale del televisore, e contenente i dispositivi di regolazione messi a disposizione dell'utente, i quali sono contraddistinti come qui sotto precisato:

A - Selettore dei canali V.H.F., mediante il quale sono possibili due regolazioni:

A₁ - Commutatore per adattare il televisore alla ricezione del canale V.H.F. che può essere ricevuto nella zona in cui ci si trova. Ruotare il commutatore a scatti in modo da predisporre l'indice della manopola sulla sigla corrispondente al canale che può essere ricevuto.

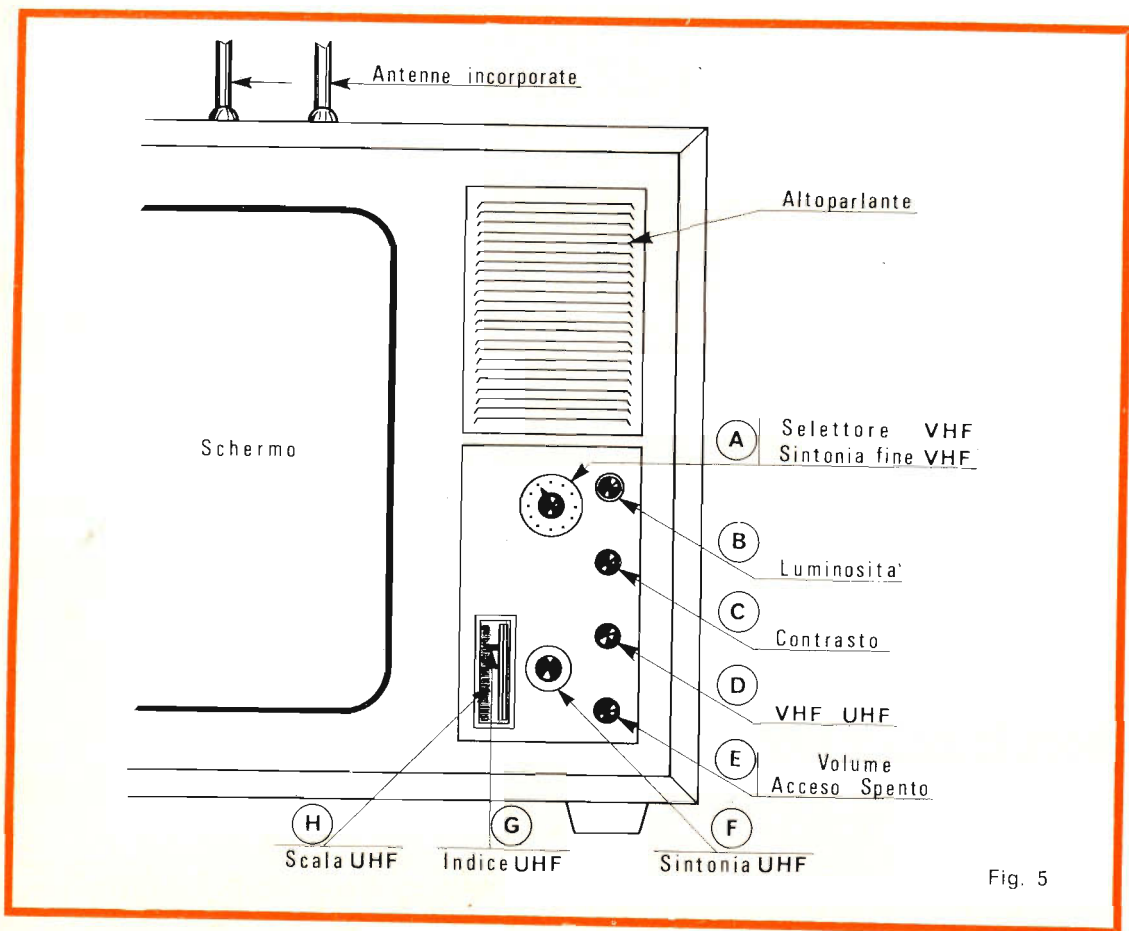


Fig. 5

A₂ - Regolazione della sintonia fine: non appena si ode il suono del canale ricevuto, ruotare questa manopola concentrica rispetto al comando del commutatore per la selezione dei canali V.H.F., per ottenere la migliore ricezione sonora, e non la migliore luminosità dell'immagine. Solo in questo modo si potrà ottenere la migliore riproduzione sia dal punto di vista ottico che da quello acustico. In pratica, si tratta di regolare la sintonia fine in modo da raggiungere un compromesso tra la migliore ricezione visiva e la migliore ricezione acustica.

B - Manopola mediante la quale è possibile regolare il potenziometro che controlla la luminosità. La regolazione di questo controllo deve essere effettuata anche in funzione della posizione in cui viene predisposta la manopola successiva, contraddistinta dalla lettera C.

C - Manopola per la regolazione del contrasto. Con questo comando è possibile variare la differenza che sussiste tra le zone bianche e le zone nere, come pure tra le zone distinte dalle varie tonalità grigie intermedie; la regolazione di questo comando deve essere effettuata anche in funzione della posizione in cui viene predisposta la manopola per la regolazione della luminosità.

D - Comando, generalmente a pulsante semplice o doppio, mediante il quale è possibile predisporre il televisore per la ricezione del programma Nazionale (V.H.F.) oppure del secondo programma (U.H.F.).

E - Comando per la regolazione dell'intensità sonora, normalmente abbinato all'interruttore di accensione.

F - Manopola per la regolazione della sintonia in U.H.F.

G - Indice per la regolazione della sintonia nella gamma U.H.F.

H - Quadrante per la regolazione della sintonia in U.H.F.

In pratica, dopo aver orientato l'antenna a seconda della direzione di provenienza dei segnali televisivi, e dopo aver regolato la lunghezza degli elementi a seconda della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza centrale del canale ricevuto, occorrerà predisporre il selettore V.H.F. sulla posizione corrispondente al canale locale, oppure il selettore U.H.F. sulla frequenza del canale locale, e regolare il relativo comando di sintonia, fino ad ottenere la migliore qualità sonora, unitamente alla migliore qualità visiva. Variando il comando di sintonia, sarà assai facile constatare che in una certa posizione il suono risulta assai nitido e potente, ma l'immagine risulta deturpata dalla presenza di linee grigie orizzontali, che si spostano verticalmente muovendosi verso l'alto o verso il basso. Questo inconveniente denuncia chiaramente l'interferenza dei segnali « audio » sui segnali « video », e può essere soppresso soltanto sacrificando una parte della sensibilità nei confronti della portante « audio ». Infatti, regolando ulteriormente la sintonia, si potrà notare che la potenza sonora diminuisce in modo apprezzabile, (cosa la quale è però possibile rimediare aumentando il volume tramite l'apposito comando), ma col vantaggio della scomparsa delle linee interferenti con l'immagine. Ciò fatto, si sarà raggiunto il compromesso tra la migliore qualità sonora e la migliore qualità visiva.

A questo punto, è possibile procedere con la regolazione simultanea dei coman-



Fig. 6 - Aspetto tipico della scala delle tonalità grigie tra il bianco ed il nero, reperibile sul monoscopio per l'accurata regolazione della sintonia, della luminosità e del contrasto.

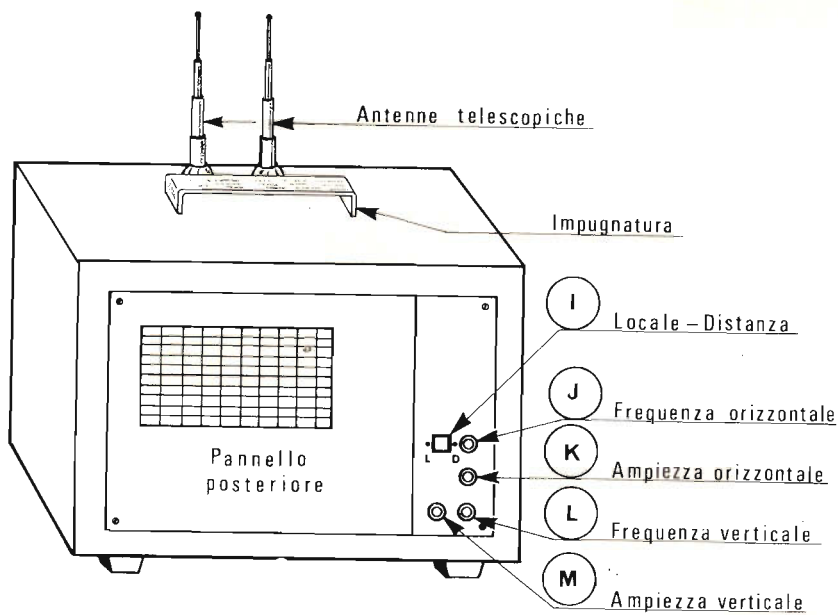


Fig. 7

di di contrasto e di luminosità: sotto tale aspetto, si rammenti che la regolazione ideale può essere eseguita soltanto negli istanti in cui viene trasmesso il monoscopio, nel senso che ci si può basare sulla striscia orizzontale che si trova nella parte inferiore del monoscopio, recante vari rettangoli allineati orizzontalmente, di cui quello appartenente ad una estremità è completamente nero, mentre quello appartenente all'estremità opposta è completamente bianco, con tutte le varie tonalità grigie intermedie. Regolando la luminosità ed il contrasto contemporaneamente, è possibile fare in modo che il rettangolo nero risulti effettivamente nero e quello bianco risulti effettivamente bianco, con un graduale passaggio dal nero al bianco attraverso i diversi rettangolini intermedi. In mancanza del monoscopio, la regolazione può del pari essere effettuata valutando (a seconda della sensibilità visiva da parte di chi effettua la regolazione) le varie tonalità nere bianche e grigie dell'immagine che in quel momento viene ricevuta.

LE REGOLAZIONI SUPPLEMENTARI

I moderni ricevitori televisivi presentano caratteristiche di stabilità tali, per

cui accade assai difficilmente di dover manomettere i controlli di sincronismo, sia nei confronti della deflessione verticale, sia nei confronti della deflessione orizzontale: ciò nonostante, può accadere che per vari motivi (debolezza del segnale disponibile nella zona in cui il televisore funziona, lieve disadattamento della lunghezza dell'antenna o del suo orientamento, effetto schermante ad opera delle pareti o delle delimitazioni del locale in cui il televisore funziona, eccetera), il sincronismo venga meno. In tal caso, si rammenti che sul retro del televisore (vedi Fig. 7) sono di solito disponibili alcuni comandi supplementari appartenenti cioè alla seconda categoria precedentemente citata.

Osservando la suddetta figura, si notano in alto le due antenne telescopiche, a fianco delle quali si trova la maniglia con la quale viene facilitato il trasporto del ricevitore. Procedendo poi dall'alto al basso, si osservano i seguenti comandi:

- I - Comando per predisporre il ricevitore televisivo sulla ricezione di segnali locali o distanti: una volta che sia risultato possibile stabilire se la tra-

FET meter

Voltmetro elettronico a transistori di alta qualità per apparecchi a transistori e TVC

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 500 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Misura delle pile interne di alimentazione senza aprire lo strumento con pulsante frontale. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- Vc.c.**
- 1.....500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
 - 0,6 V " " 12 "
 - 1000 V " " 40 "
- Vc.a.**
- tolleranza 2% f.s.
 - 300 mV 1000 V impedenza d'ingresso 1.2 Mohm, 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz 20 Mhz lineare
20 Mhz.....50 Mhz \pm 3 db
misure fino a 250 Mhz con unico probe.
- Ohm**
- da 0,2 ohm a 1000 Mohm f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro**
- da 2.....2000 pF f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova \approx 4,5 V, 150 KHz.
- Milliampere**
- da 0,05..... 500 mA
 - tolleranza 2% f.s.

Prezzo L. 58.000

NOVITÀ

GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità dei TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.

- Gamma 35 - 85 MHz.
- In armonica tutti gli altri canali.
- Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM. Strumento portatile da laboratorio.

Caratteristiche:

- Gamma A - 10,3.....11,1 MHz
- Gamma B - 5,3..... 5,7 MHz
- Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
- Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 18.500

TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.

- Gamma A: 550 - 1600 KHz
- Gamma B: 400 - 525 KHz
- Taratura singola a quarzo.
- Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 12.800

ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE DI POTENZA

Per l'alimentazione di apparecchiature transistorizzate normali e di potenza (amplificatori di BF, autoradio, registratori, ecc.). Semplice e robusto.

Caratteristiche:

- 2.....24 V in 12 scatti
- 0..... 3 A max
- tensione residua alternata a 3 A
- \approx 0,1 V pp
- utilizzabile anche come caricabatterie.

Prezzo L. 29.500

ALIMENTATORE STABILIZZATO Professionale a circuiti integrati

Per fabbriche, scuole e laboratori professionali.

Caratteristiche:

- tensione d'uscita 3.....30 V
- corrente d'uscita 0.....2 A
- limitazione della corrente d'uscita da 80 mA.....2 A
- stabilità 0,2% per variazioni del carico da 0 al 100% a 3 V
- stabilità $<$ 0,1% per variazioni del carico da 0 al 100% a 30 V
- ripple \leq 3 mV p.p. a pieno carico
- indicazione della tensione e della corrente d'uscita con strumenti separati classe 1,5.

TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione

Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.

Caratteristiche:

- campo di frequenza 3.....220 MHz in 6 gamme
- taratura singola a cristallo tolleranza 2%
- presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
- alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

nuova versione

Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s. Tensione di prova a onda quadra 7 V circa. Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50000 Hz circa. Galvanometro con calotta granluce 70 mm. Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500

PROVATRANSISTORI IN-CIRCUIT/OUT-OF-CIRCUIT

Per la verifica dell'efficienza del transistor senza dissalzarlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistor con indicazione acustica.

Utile anche per l'identificazione della polarità del transistor e delle connessioni.

Signal Tracing incorporato per la ricerca del guasto con armoniche fino a 50 Mhz.

Prezzo L. 14.800



TEST INSTRUMENTS

GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

DAVOLI



VIA F. LOMBARDI, 6/8
PARMA (ITALY)

smittente di cui si ricevono i segnali è vicina o lontana, sarà opportuno regolare il suddetto comando in modo conforme. In mancanza di possibilità di accertamento, la regolazione ideale potrà essere dedotta da quanto si osserva sullo schermo: infatti, se il trasmettitore è molto vicino ed il segnale è molto forte, ciò può essere denunciato dal fatto che — sebbene il contrasto venga portato al minimo — l'immagine risulta ugualmente troppo contrastata. In tal caso, sarà bene predisporre questo comando sulla posizione locale, che permette di ridurre notevolmente la sensibilità del ricevitore. Per contro, se anche col contrasto al massimo l'immagine risulta sbiadita, sfuocata, o accompagnata da un fastidioso « effetto neve », ciò significa evidentemente che il trasmettitore è molto lontano, per cui sarà bene predisporre questo comando sulla posizione « distante ».

J - Regolazione della frequenza orizzontale. Questo comando andrà regolato soltanto se sullo schermo risulta impossibile la ricezione dell'immagine che appare costituita da barre orizzontali e leggermente inclinate, disordinate e confuse, tali cioè da impedire di riconoscere le caratteristiche vere e proprie dell'immagine. Facendo ruotare lentamente questo comando verso destra o verso sinistra, sarà possibile trovare una posizione in corrispondenza della quale l'immagine si blocca e risulta perfettamente nitida.

K - Comando mediante il quale è possibile regolare l'ampiezza di deflessione orizzontale: la regolazione di questo comando deve essere effettuata esclusivamente negli istanti in cui viene trasmesso il monoscopio, in quanto permette di conferire al disco del monoscopio la migliore rotondità possibile, a tutto vantaggio della fedele riproduzione geometrica delle immagini che costituiscono la trasmissione vera e propria.

L - Comando per la regolazione del sincronismo verticale. Questo comando va ritoccato soltanto nell'eventualità che l'immagine riprodotta risulti in continuo movimento verso l'alto o verso il basso, a causa di vari fenomeni di instabilità alcuni dei quali sono stati citati precedentemente.

M - Comando per la regolazione dell'ampiezza verticale: anche questa regolazione, ove risulti necessaria, deve essere effettuata soltanto negli istanti in cui viene trasmesso il monoscopio allo scopo di migliorare la rotondità del disco, e quindi la fedeltà geometrica delle varie immagini riprodotte.

All'interno del televisore, in posizioni tali da risultare a volte accessibili anche direttamente dall'esterno, tramite appositi fori praticati nella chiusura posteriore, o addirittura mediante perni sporgenti dal pannello di chiusura posteriore, sono disposti altri comandi che appartengono però alla terza categoria: si tratta dei comandi di linearità orizzontale, linearità verticale e linearità superiore, il cui uso è però limitato soltanto al tecnico che debba eseguire un controllo o una riparazione del televisore, in quanto occorre una competenza specifica per la loro regolazione: si rammenti in ogni caso che — predisponendo uno specchio ad una certa distanza davanti al televisore, in funzione sul retro del televisore, in modo da poter accedere facilmente ai suddetti comandi, è possibile intervenire sui comandi di ampiezza orizzontale e verticale, e di linearità, sia orizzontale, sia verticale, per conferire al monoscopio la massima regolarità geometrica possibile. A seguito di tali regolazioni, si potrà fare in modo che il disco principale ed i dischi perimetrali del monoscopio risultino perfettamente rotondi, in quanto solo in tale caso le immagini vere e proprie della trasmissione risulteranno proporzionate a quelle che sono le dimensioni effettive.

(Da « Electronique magazine » 6909)

UDIBILITÀ DEGLI ERRORI DI FASE

di F. Toselli

**L'ABC DELLA
ELETTRONICA**

Riportiamo in questo articolo un sistema che permette di valutare con buona precisione l'udibilità degli errori di fase.

Durante la trasmissione di un segnale con un apparecchio o una installazione, si cerca di fare in modo che il segnale di uscita sia uguale al segnale d'ingresso all'infuori di un fattore di proporzionalità. In generale questa condizione non viene soddisfatta e compare della distorsione che si divide, come è noto, in distorsione lineare e distorsione non lineare. Noi prenderemo in considerazione la distorsione lineare.

Per caratterizzare una trasmissione per quanto riguarda la distorsione lineare, si possono scegliere diverse vie. Nella trasmissione di immagini, si studia il segnale considerato come una funzione del tempo e si utilizza una caratteristica che si chiama « risposta al segnale unità ». Nella trasmissione del suono, si considera che il segnale è costituito da un insieme di componenti di Fourier e si utilizza la caratteristica di frequenza. Si ot-

tiene la descrizione completa di quest'ultima se si conosce la trasmissione di un segnale sinusoidale, secondo l'ampiezza e la fase, in funzione della frequenza. Ma in pratica, non si tiene conto che della caratteristica d'ampiezza e si ammette che la trasmissione è sufficientemente esente da distorsione se la caratteristica d'ampiezza è ragionevolmente piatta, lasciando da parte le caratteristiche di fase.

Questo è sufficiente senza alcun dubbio per i casi semplici e può essere attribuito al meccanismo dell'ascolto. Ma è certo che si può fare un criterio generale, perché si possono trovare degli esempi nei quali la caratteristica di ampiezza è piatta e quindi il segnale di uscita è nettamente scartato, in percezione, rispetto al segnale d'ingresso. Questo fenomeno può essere illustrato prendendo un segnale al quale si aggiunge una riverberazione, grazie a un apparecchio conveniente. Questo è stato costituito da una serie di echi in modo tale che la caratteristica di ampiezza ottenuta sia completamente piatta; la differenza udibile rispetto al segnale d'ingresso (senza eco) deve essere allora rapportata, sotto forma matematica a delle sfasature. Noi dobbiamo fornire un altro esempio.

La domanda che si pone è dunque di sapere in quale situazione una distorsione di fase è ancora percettibile e come essa si percepisce. Conviene poi sapere se nel-

la pratica della elettroacustica, gli errori di fase hanno una ripercussione sulla qualità del suono che è attualmente elevato. Si risponderà alla prima domanda per un errore di fase semplice. Noi abbiamo fatto delle prove di ascolto di una

trasmissione nella quale si introduceva, con una caratteristica di ampiezza non lineare, una buona variazione di fase di 360° , a una certa frequenza posta in qualche parte nella banda passante del suono (fig. 1).

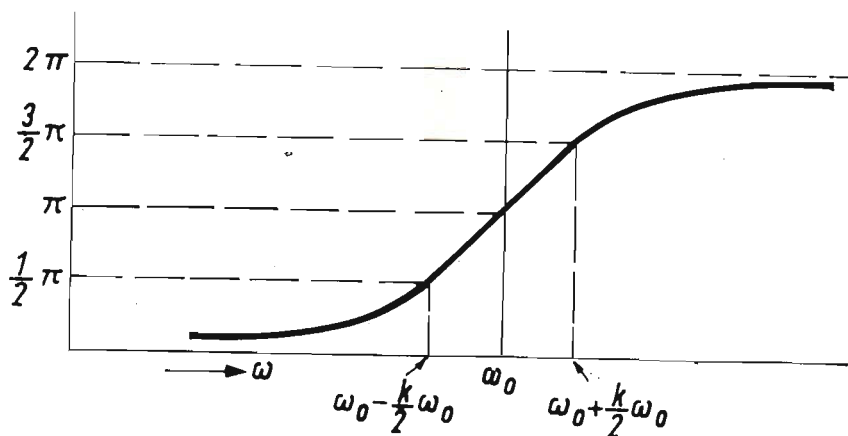


Fig. 1 - Caratteristica di fase con la quale sono state fatte delle prove di udibilità. La variazione di fase che contiene un salto di fase unico di 360° nelle vicinanze della frequenza ω_0 è propria alla funzione di trasferimento: $(1 - \omega^2/\omega_0^2) - jk(\omega/\omega_0) / (1 - \omega^2/\omega_0^2) + jk(\omega/\omega_0)$. Il parametro k condiziona la ripidezza di fase. La caratteristica d'ampiezza di questa funzione è assolutamente lineare (valore assoluto per tutte le frequenze = 1). Questa funzione di trasferimento può essere realizzato in modo relativamente semplice, come si può dimostrare basandosi sulla teoria delle reti, cioè per una combinazione conveniente del segnale d'ingresso e della risposta di un circuito LC a questo segnale d'ingresso.

Il circuito con il quale è stata realizzata tale trasmissione è rappresentato in fig. 2.

Si constata che l'errore di fase non ha più effetto sull'ascolto di un segnale di prova più o meno stazionario. Al contrario, l'effetto è bene udibile su dei segnali di prova nei quali esiste un gran numero di transitori. Dovremo dunque analizzare dei segnali unitari ed effettuare una descrizione che ritorna infatti ad utilizzare la risposta del segnale indicato all'inizio. Con un segnale d'ingresso unitario, apparirà all'uscita, in seguito alla variazione della fase indicata, un fenomeno vibratorio in cui l'ampiezza e il decremento dipendono notevolmente dalla ripidezza del salto di fase.

Questo fenomeno appare osservabile se la durata che si constata nella risposta è maggiore di circa 50 ms. Questo valore corrisponde a una ripidezza della

variazione di fase di circa 4° per Hz. Le osservazioni sono effettuate in una sala « sorda ». Con una riverberazione, gli effetti saranno ugualmente percettibili, ma per una variazione ancora più brusca della caratteristica di fase. Si ha così la risposta per un errore di fase unico e molto speciale, ma non si può dare una risposta generale per una distorsione di fase qualunque a causa del grande numero di casi possibili. Consideriamo quindi la situazione nella pratica della elettroacustica; come sorgente di distorsione lineare, si incontra ancora l'altoparlante — con la sua caratteristica di ampiezza e di fase irregolare — che deve essere studiato da vicino. Per tirare delle conclusioni sull'effetto degli errori, noi abbiamo applicato un metodo che permette di confrontare una riproduzione fedele in fase e un'altra deformata in fase, aventi tutte e due la stessa caratteristica d'ampiezza. Descriviamo qui brevemente questo metodo e i risultati ottenuti.

L'altoparlante sul quale è applicato il segnale audio da riprodurre è posto in una sala sorda. Il suono che esso produce è registrato per mezzo di un microfono su un nastro magnetico. La registrazione mostra naturalmente degli scarti di

strazione, il nastro magnetico con la prima registrazione viene avvolto in senso inverso, la seconda registrazione non mostrerà più degli errori di fase.

Rispetto al senso del tempo originale del segnale, gli sfasamenti della prima e

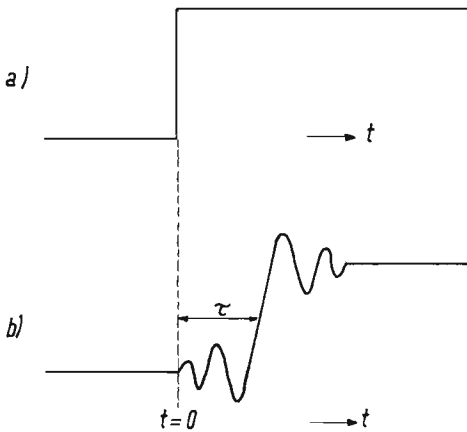


Fig. 2 - Circuito possibile per la realizzazione della funzione di trasferimento indicata in fig. 1. Contrariamente al metodo semplice che è citato, non si usano più dei circuiti LC e anche non si trovano più delle induttanze. Questo è un vantaggio per i bassi valori di ω_0 , non solo perchè le induttanze sono così elevate, ma anche perchè le capacità o le resistenze parassite delle bobine hanno una influenza nociva sulla caratteristica di ampiezza lineare voluta. I valori degli elementi sono dati dalle seguenti relazioni, valevoli per $SR_k \gg 1$:
 $R_s C_s = RC = 1/\omega_0$; $1/k = SZ_k = 1/2 SR_s$,
 dove Z_k rappresenta l'impedenza di catodo tenendo conto di R_k , R_v e dell'accoppiamento con il tubo vicino (si ammetterà che i due tubi sono uguali).

ampiezza e di fase rispetto all'originale, scarto che interessa non solamente la caratteristica dell'altoparlante, ma anche quella del microfono e della registrazione magnetica; la prima fornisce tuttavia le distorsioni maggiori.

Il nastro magnetico con il segnale registrato viene quindi riprodotto a sua volta dallo stesso altoparlante e il suono ottenuto viene fissato su un secondo registratore. E' chiaro che questa seconda registrazione presenta degli errori di ampiezza doppi (in dB) e degli errori di fase doppi (in gradi). Ma se, durante la regi-

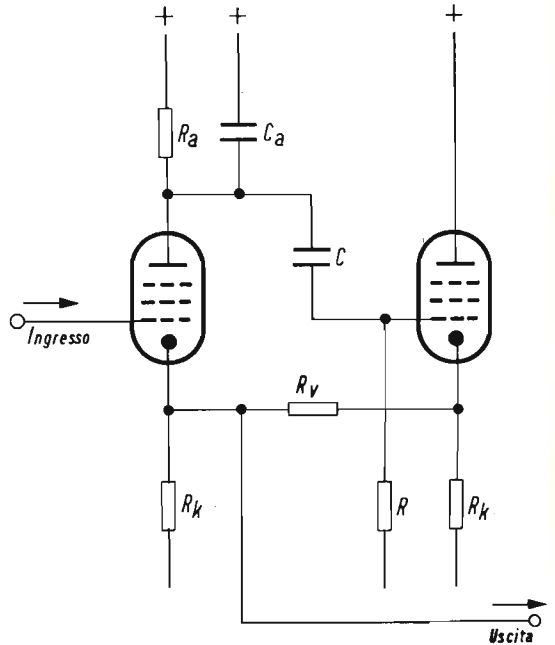


Fig. 3 - Esempio della risposta lineare di fase (b) nell'istante $t = 0$. La risposta mostra la simmetria rispetto a $t = \tau$. La realtà fisica esige evidentemente che il transitorio cominci dopo $t = 0$, ciò implica che si deve avere necessariamente un ritardo τ .

della seconda trasmissione sono uguali, ma di segno opposto. Ascoltando le due registrazioni così ottenute, si possono confrontare i segnali con o senza deviazione di fase, per una stessa caratteristica di ampiezza. Per evitare il più possibile che una eventuale differenza udibile venga confusa con un errore di ampiezza, abbiamo reso, grazie a dei filtri regolabili, la caratteristica di ampiezza totale del sistema più lineare possibile. Questo non è naturalmente possibile che per elevate deviazioni e non per la struttura fine della complicata caratteristica dell'altoparlante.

BEYSCHLAG NEGLI U.S.A.



Questo Ingegnere conosce BEYSCHLAG
Per la progettazione e la costruzione di apparecchiature
elettroniche di misura deve impiegare materiali di alta
stabilità e di massimo affidamento.

Perciò Egli usa:
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG STANDARD
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG HOCHSTABIL
resistenze a strato di metallo BEYSCHLAG SERIE M



BEYSCHLAG

Fabbrica specializzata per resistenze a strato

Dr. Bernhard Beyschlag - Apparatebau GmbH
2280 Westerland/Sylt - Postfach 128

BEYSCHLAG IN TUTTO IL MONDO

Invece di due registrazioni successive, si può anche lavorare con quattro, sei o più registrazioni successive, allo scopo di aumentare lo scarto di fase e facendo ciò, visualizzare meglio la differenza da studiare.

Nella nostra esperienza, si è lavorato con più di sei registrazioni, dunque con una amplificazione sestupla dello scarto di fase. Si è studiato molto bene sia la parola che la musica. Nelle prove già indicate qui sopra con un solo salto di fase, era già chiaramente apparso che un segnale di parola dà già più volte degli effetti percettibili che un segnale di musica. Le nostre esperienze su gli altoparlanti l'hanno confermato. Per dei segnali musicali, anche sei registrazioni successive non hanno permesso di comprendere delle differenze udibili.

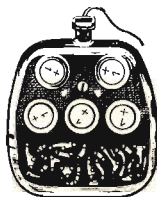
E' difficile descrivere la natura dell'effetto, che è legata ai transistori nel segnale e gli confluisce una certa evanescenza. Questo può essere compreso come segue. Dalla teoria della trasmissione di un segnale unitario, è noto che in una riproduzione fedele in fase, il segnale all'uscita in funzione del tempo è simmetrico rispetto al momento del salto di discontinuità; in altri termini essa è intensa sia prima che dopo. Questa non deve più coprire una irrealtà fisica; purché il transitorio all'uscita sia abbastanza ritardato rispetto al segnale d'ingresso (vedere fig. 3). Dopo il modo secondo il quale abbiamo ottenuto la caratteristica fedele in fase, si può vedere anche ciò che deve apparire nel risultato finale, all'infuori di un eco, anche una specie di « pre-eco ». Questa è l'evanescenza già ricordata. I fenomeni citati sono stati naturalmente provocati in modo molto artificiale e hanno poca relazione con ciò che appare in pratica, poiché sono stati scoperti solamente dopo sei registrazioni. Dunque in pratica, la conclusione finale da tirare per quanto riguarda gli errori di fase è la conferma dell'opinione che questi non hanno praticamente effetto, come causa di distorsione isolata per ciò che riguarda la qualità del suono, anche se è molto severo a questo riguardo.

(Da « Revue Technique Philips »)

Stimolatori cardiaci



A frequenza di impulsi fissa
(tipo « Pulsicor »)



A frequenza di impulsi varia-
bile (tipo « Escort »)



Mentre il « Pulsicor » è utilizzato nel caso di alterazioni funzionali permanenti, l'« Escort » è stato invece appositamente concepito per il trattamento dei blocchi cardiaci intermittenti, nei quali la necessità di attivare artificialmente le contrazioni del muscolo cardiaco risulta discontinua.

In tale ipotesi infatti l'interferenza degli impulsi elettrici forniti dall'apparecchio a frequenza fissa con le contrazioni naturali del cuore potrebbe provocare disturbi.

La capacità di autoregolarsi dello stimolatore, il quale emette il segnale in perfetta sincronia con il ritmo ventricolare in modo che essi si sovrappongono, non solo elimina detti disturbi, ma permette, allorché il cuore funziona regolarmente, di mantenere la frequenza del battito cardiaco più adatta alle necessità fisiologiche.

Durante le crisi, d'altra parte, lo stimolatore, che rimane costantemente attivo, è in grado di assicurare la continuazione dell'attività del cuore al ritmo di 65-72 pulsazioni al minuto.

IL PRODUTTORE

Società Ricerche Impianti Nucleari S.p.A. La Sorin è stata costituita nel 1956 dalla Montecatini Edison e dalla Fiat con partecipazioni paritetiche, e svolge, oltre a ricerche e progettazioni nel campo nucleare, un'intensa attività industriale nel settore dei radioisotopi, delle molecole marcate, dei radiofarmaceutici e delle apparecchiature elettroniche per uso medico.

Tra l'altro, accanto agli stimolatori cardiaci, dei quali è l'unica produttrice italiana, essa ha realizzato un apparecchio interamente automatico (« Diasper ») per la dialisi peritoneale, in grado di eseguire l'intero trattamento dopo la messa a punto iniziale senza interventi manuali da parte dell'operatore.

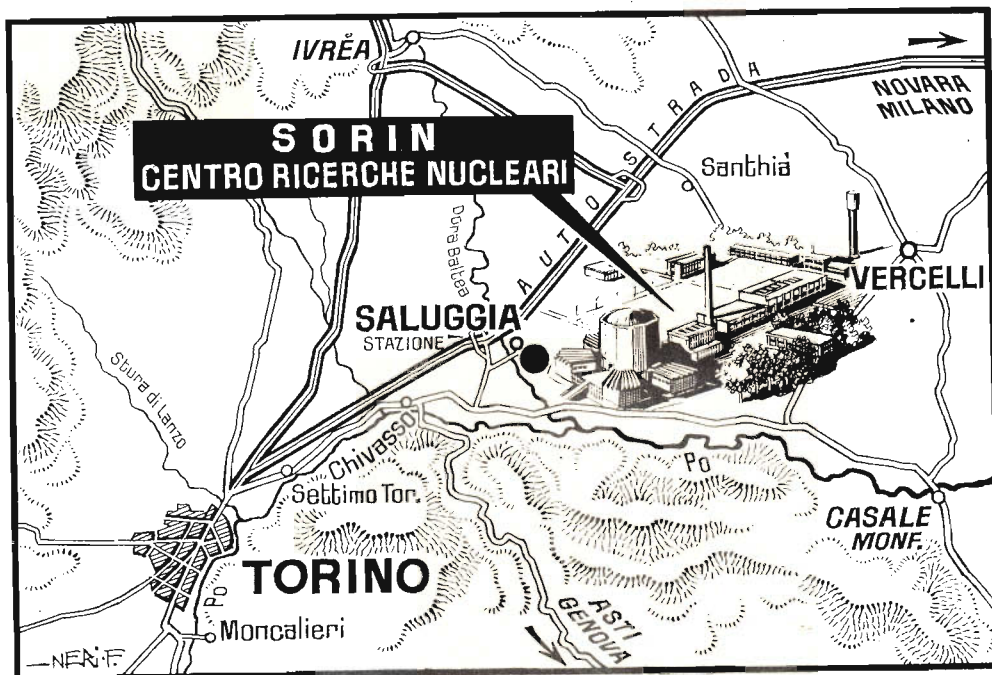
Inoltre la Sorin produce una serie di attrezzature chirurgiche per l'impiego dei radioisotopi nella cura dei tumori, quali l'« Isofix », per l'infissione interstiziale di sferette radioattive di platino-iridio 192 e l'« Endofix », uno strumento per la radioisototerapia endolinfatica.

IL LUOGO

La Sorin, che dispone accanto ai reparti per la produzione industriale del più grande reattore nucleare privato da ricerca della Comunità Europea e di attrezzatissimi laboratori, ha sede a Saluggia, nella campagna vercellese, tra il Canale Cavour e la Dora, a circa 40 chilometri da Torino.

LA DEFINIZIONE DI STIMOLATORE

Le contrazioni del cuore hanno origine in un punto particolare del tessuto cardiaco detto pacemaker naturale, il quale impartisce al muscolo uno stimolo di frequenza variabile in relazione alle necessità fisiologiche del momento. Allorché per cause patologiche il battito cardiaco scende al di sotto della norma, l'attività



- Superficie: 170 ettari (12 mila metri quadrati coperti da laboratori e impianti)
- Dipendenti: 250 (di cui 100 operai e 150 tra impiegati, tecnici e ricercatori)
- Produzione di pacemakers: 1.200 stimolatori cardiaci all'anno. La Sorin ha attrezzato a questo scopo, nell'ambito dei programmi di attività nel settore biomedico, un apposito reparto per il montaggio e il collaudo degli apparecchi, che vengono ormai esportati in tutto il mondo.

del paziente, quando non addirittura la sua stessa vita, dipendono dalla possibilità di stimolare artificialmente le contrazioni ventricolari per riportarle ai valori prescritti. Lo scopo può essere raggiunto con l'applicazione di un dispositivo elettronico miniaturizzato delle dimensioni di un pacchetto di sigarette, costituito da una sorgente di energia a lunga durata (batterie al mercurio) e da un circuito generatore di impulsi elettrici. Un appo-

sito elettrodo, collegato allo stimolatore, provvede a trasferire gli impulsi prodotti dall'apparecchio al cuore. L'intero dispositivo, inglobato in un blocco a perfetta tenuta di resina sintetica fisiologicamente compatibile, viene insediato sotto pelle nella zona addominale e l'elettrodo suturato all'esterno del muscolo cardiaco, all'altezza del ventricolo sinistro, oppure introdotto nel cuore fino all'apice del ventricolo destro attraverso la vena giugu-

lare. Il collegamento dell'elettrodo, il quale è stabilmente impiantato nel cuore, con lo stimolatore è ottenuto per mezzo di una spina universale, che permette di sostituire l'apparecchio esaurito con un altro, anche di tipo e marca diversi. Ove l'intero apparecchio non venisse inserito stabilmente nel tessuto sottocutaneo, ma semplicemente collegato all'elettrodo dall'esterno, sussisterebbero gravi rischi di infezioni.

Il dispositivo si applica ai malati affetti da blocco atrioventricolare non suscettibili di trattamento con farmaci, nei quali cioè il meccanismo naturale che regola il ritmo di contrazione del cuore risulta permanentemente e in modo irreversibile alterato o inefficiente. Gli impulsi elettrici (circa uno al secondo) inviati al cuore dall'apparecchio consentono, in questi casi, di ripristinare il previsto ritmo di contrazione dei ventricoli e di normalizzare così la circolazione sanguigna. Molteplici sono le cause dalle quali può derivare una anomalia cardiaca che richieda l'applicazione di un attivatore delle contrazioni del muscolo. Soltanto in Italia, infatti, si valutano attorno ai 4 o 5 mila i pazienti che ogni anno potrebbero essere ricondotti a una vita normale o addirittura sottratti alla morte con l'applicazione di uno stimolatore.

UN PO' DI STORIA

Il « Pulsicor », uscito dai laboratori di elettronica della Sorin nel 1964, è stato il primo stimolatore cardiaco italiano, frutto di una tecnologia avanzatissima sviluppata in quasi un decennio di ricerca nel settore nucleare e della collaborazione con il Centro universitario di Torino. Tre anni più tardi, dopo un periodo di sperimentazione, venne avviata la produzione industriale. Ad esso si affiancò qualche tempo più tardi un secondo modello, l'« Escort », per soddisfare la necessità avvertita in molti casi di disporre di uno stimolatore a frequenza d'impulso variabile. Benché entrata con un certo ritardo nel settore della produzione di stimolatori cardiaci, la Sorin ha dunque rimontato rapidamente lo svantaggio iniziale e si trova oggi all'avanguardia in

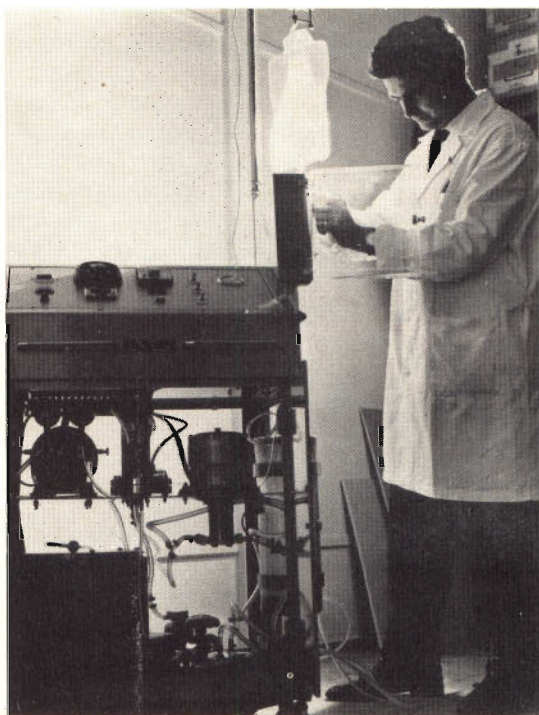


Fig. 1 - Verifiche finali e collaudo di un apparecchio per la dialisi peritoneale.

campo mondiale. Lo stimolatore elettrico del cuore fu inventato nel 1952 dal cardiocirurgo americano Paul Zoll, della clinica medica dell'Università di Harvard. L'ideatore del minuscolo « cuore artificiale » battezzò il dispositivo « pacemaker », che significa segnapassi. Un termine perfettamente azzeccato per un apparecchio che è destinato a « fare l'andatura », cioè a scandire un battito dopo l'altro il cammino del paziente per una intera vita. Il principio sul quale si basa la scoperta consiste nell'aiutare con una lieve scossa elettrica la contrazione del ventricolo nei malati in cui, a causa di un'anomalia piuttosto frequente, la pulsazione della parte superiore del muscolo cardiaco (atrio) si trasmette imperfettamente a quella inferiore (ventricolo).

Lo scopo è insomma quello di riportare il ritmo di contrazione dei ventricoli, che sono poi la vera pompa del sangue, caduto a 10-20 contrazioni al minuto, alla stessa frequenza di circa 70 battiti alla

quale continuano a pulsare gli atri. Il danno che da una simile alterazione può derivare ai malati è infatti gravissimo. La scarsa irrorazione sanguigna diminuisce pericolosamente l'ossigenazione di tutti gli organi. Il primo a soffrirne è il cervello, sia per la sua posizione nella parte più alta del corpo, sia perché il suo funzionamento viene immediatamente compromesso se si riduce il flusso ossigenatore del sangue. Coloro che sono colpiti da questa anomalia funzionale soffrono così di vertigini, di crisi convulsive, di allucinazioni. Senza contare che ad ogni istante il loro cuore potrebbe arrestarsi definitivamente. Le modificazioni apportate successivamente alla scoperta furono numerosissime. Al primo apparecchio erogatore di impulsi, che date le dimensioni veniva portato alla cintola mentre i fili degli elettrodi uscivano dal torace, con conseguente rischio di infezioni, i prodigi dell'elettronica hanno consentito di sostituire dispositivi miniaturizzati, i quali possono essere ospitati sotto pelle in corrispondenza dell'addome, immediatamente sotto l'ultima costola sinistra, in posizione facilmente raggiungibile ma adeguatamente protetta. La sicurezza del funzionamento necessaria per avviare la produzione in serie è d'altra parte enormemente aumentata. Alla Sorin, infinite precauzioni e minuziosi controlli nella fase costruttiva rappresentano poi il complemento indispensabile di una progettazione che si è rivelata assolutamente degna di affidamento.

LA TECNICA DI APPLICAZIONE

Le ridotte dimensioni degli stimolatori realizzati a Saluggia e le caratteristiche degli elettrodi dei quali sono dotati hanno trasformato la tecnica chirurgica per l'applicazione degli apparecchi. L'« Escort », per esempio, è una scatoletta trasparente che ingloba i circuiti transistorizzati e le cinque batterie al mercurio di lunga durata. Da essa si dipartono due fili conduttori molto flessibili, rivestiti di una speciale gomma al silicone. Il tutto sta comodamente nel palmo di una mano e pesa 145 grammi soltanto. Più semplice, perché a frequenza fissa, il « Pulsicor » ha dimensioni ancora più ridotte e non raggiunge i 130 grammi. L'opera del chi-

rurgo è facilitata poi dalla presenza di un solo elettrodo da applicare (stimolazione monopolare), poiché il circuito si chiude grazie a una placca di acciaio inossidabile della quale l'apparecchio è dotato, che funziona da polo di messa a terra. I due fili elettrici che escono dal dispositivo, perciò, rappresentano due circuiti completi, collegati a un terminale unico, uno dei quali rimane inattivo e viene mantenuto di riserva per il caso che una rottura accidentale dell'altro interrompa il collegamento. Si evita così il rischio di dover ripetere l'intervento per sostituire l'elettrodo danneggiato.

Gli apparecchi prodotti dalla Sorin sono forniti indifferentemente con due tipi di elettrodi e consentono perciò l'alternativa tra due tecniche operatorie diverse. L'elettrodo epicardico, che deve cioè essere cucito sulla parete anteriore esterna del ventricolo sinistro, viene applicato dal chirurgo attraverso una breve incisione aperta all'altezza del quinto spazio intercostale sinistro. Il conduttore è trascinato poi attraverso la cavità toracica fino alla sede addominale dello stimolatore, che viene posto in una tasca sottocutanea.

Ancora più semplice è però il sistema di applicazione con elettrodo endocardico, il quale può venire compiuto addirittura con anestesia locale. Isolata la vena giugulare poco sotto la clavicola sinistra l'elettrodo viene spinto attraverso questa, con controllo radiografico, fino al ventricolo destro. L'altro capo è poi trascinato attraverso il tessuto sottocutaneo fino alla tasca predisposta per accogliere lo stimolatore, che può essere ricavata sotto l'ascella oppure nella cavità addominale. In tal modo l'applicazione dell'elettrodo risulta notevolmente facilitata. La sostituzione dello stimolatore dopo l'esaurimento delle batterie a lunga durata, per parte sua, si risolve addirittura in un intervento ambulatoriale, che comporta soltanto una breve incisione dell'epitelio e nei tessuti immediatamente sottostanti.

L'ASSENZA DI CONTROINDICAZIONI

Lo stimolatore cardiaco ha finalmente offerto al medico un'arma efficace per la cura dei blocchi atrioventricolari. I successivi perfezionamenti ne hanno inoltre

esteso, come si è visto, il campo di applicazione anche alle manifestazioni intermittenti, risolvendo al cardiologo un dilemma angoscioso. Mentre infatti nelle forme più gravi il dispositivo ha rappresentato fin dalla sua comparsa l'unica possibilità di salvezza per il paziente, e per di più priva di rischi apprezzabili, nei casi di malati che soffrivano soltanto di sporadiche crisi o che dimostravano di poter essere trattati con medicinali, le perplessità erano giustificate dal pericolo

che il dispositivo finisse per interferire con la normale attività cardiaca. D'altro canto, in simili situazioni ogni indugio può comportare il sopraggiungere di una sincope, spesso mortale. I modelli che, come l'« Escort », si adeguano automaticamente al ritmo cardiaco fisiologico, sono tuttavia privi di controindicazioni ed eliminano pertanto ogni incertezza. In più essi permettono di associare alla stimolazione artificiale il trattamento farmacologico.



Fig. 2 - Inserimento delle batterie a lunga durata nello stimolatore cardiaco a frequenza di impulsi variabile « Escort ».

LA FONTE DI ENERGIA

L'applicazione di uno stimolatore cardiaco, oggi sempre più frequente poiché praticamente sono stati eliminati tutti i rischi tanto sotto il profilo operatorio quanto sotto quello funzionale, rappresenta una provvidenziale salvezza per molti malati che sino a qualche anno fa andavano incontro, senza alcuna possibilità di cura, al gravissimo pericolo della sincope e dell'arresto improvviso della funzione cardiaca. Resta tuttavia un punto nero: la durata pur sempre limitata a due o tre

anni al massimo del generatore autonomo di energia del quale l'apparecchio è dotato. Gli stimolatori cardiaci hanno ormai un prezzo accessibile — in Italia, anzi, essi sono compresi tra le prestazioni degli enti mutualistici — e possono essere sostituiti con estrema facilità. L'impianto dell'elettrodo è definitivo e tutto si riduce a una incisione del tessuto sottocutaneo per sfilare l'apparecchio esaurito e collocarne in sede un altro nuovo. Pur tuttavia, risolti i numerosi problemi riguardanti la tenuta stagna dell'involucro e la resistenza dei fili elettrocon-

duttori, soggetti a flessioni ad ogni pulsazione, tutti gli sforzi sono ora rivolti a prolungare la vita degli apparecchi. La durata delle batterie al mercurio attualmente utilizzate non può comunque spingersi oltre il limite oggi raggiunto, compreso tra i 18 e i 36 mesi. La soluzione del problema potrebbe però essere offerta dalle termopile nucleari che si stanno sperimentando. Forse non è lontano il giorno in cui saranno disponibili stimolatori cardiaci capaci di funzionare ininterrottamente per parecchi anni.

Gli studi riguardano in particolare una batteria di alimentazione a isotopi, nella quale il calore prodotto dal plutonio 238 è convertito in energia elettrica. La durata di questo generatore è anch'essa ovviamente limitata dal decadimento dell'isotopo, il quale tuttavia rimane attivo per 89 anni (tempo di dimezzamento) e può garantire alla batteria da 15 a 20 anni di attività. D'altra parte il plutonio 238 è assai più adatto allo scopo di altri elementi radioattivi. Si tratta infatti di un emettitore di raggi alfa che con un buon incapsulamento fornisce una sorgente sicura, la quale cioè non emette radiazioni pericolose per il paziente. Per evitare qualsiasi pericolo, l'elemento radioattivo (circa 150 milligrammi) è racchiuso in un doppio involucro di tantalio, capace di resistere a temperature di oltre mille gradi, e di platino, totalmente refrattario all'ossidazione. In questo modo non esiste nessuna possibilità che la pila si deteriori e diventi pericolosa. La sua radioattività risulta perciò minima, non superiore a quella di un comune quadrante di orologio luminoso.

IL CIRCUITO TRANSISTORIZZATO

Alla base della qualità degli stimolatori cardiaci prodotti a Saluggia, garanzia di un perfetto funzionamento, sono una lavorazione accurata, ripetuti severissimi controlli dei singoli elementi e una serie di collaudi finali rigorosi. Alla Sorin ogni dispositivo è accompagnato fin dalla nascita da due schede, che ne seguono passo per passo il montaggio. Per il controllo delle operazioni di assemblaggio dopo l'inserimento dei singoli componenti, esaminati già in precedenza nel laboratorio

elettronico che scarta senza pietà tutti i pezzi che non rispondano esattamente alle tolleranze richieste, sono previste 18 successive verifiche. Un lavoro estenuante, che non lascia spazio per errori. Ma è in gioco una vita umana. Gli strumenti elettronici più sensibili sono perciò impiegati per la misura del rendimento di ogni dispositivo.

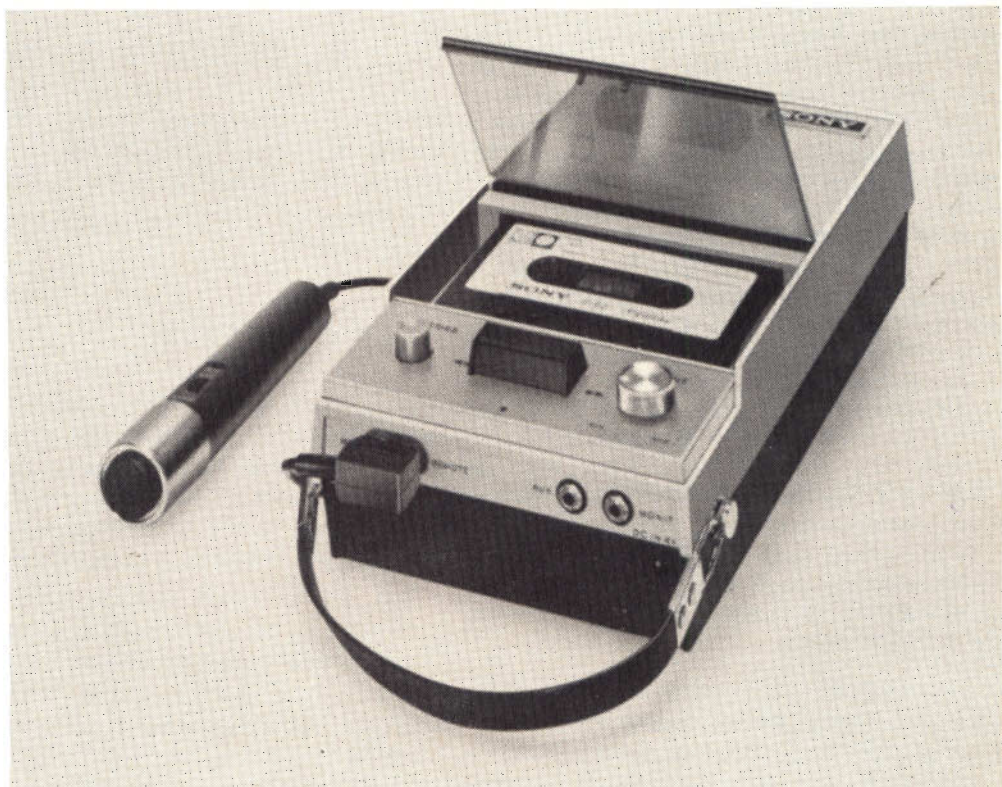
Il circuito elettronico, stampato su una lastrina di vetroresina, ha le stesse caratteristiche di quelli impiegati sui vettori spaziali e sui satelliti artificiali. Tre strati di metallo sovrapposti — il primo di rame, destinato a funzionare da conduttore, il secondo di nickel, per proteggere lo strato sottostante, il terzo infine d'oro, per preservare dall'ossidazione — disegnano sul supporto isolante il complesso schema elettrico che collega transistori, diodi, resistenze, condensatori. Al termine del montaggio, compiuto da personale altamente specializzato, l'intero dispositivo subisce poi una complessa taratura, durante la quale i singoli componenti sono calibrati uno per uno al fine di compensare le più piccole variazioni riscontrate. Nel reparto montaggio gli stimolatori sono infine uniti a un gruppo di cinque batterie al mercurio e sottoposti a tutta la serie dei collaudi definitivi. Così, ad esempio, un piano vibrante controlla la tenuta delle saldature alle sollecitazioni meccaniche, mentre il rendimento elettrico dell'intero apparecchio è valutato fino all'approssimazione di frazioni di microampere.

IL RIVESTIMENTO PROTETTIVO

Costruiti per essere inseriti nell'organismo, in continuo contatto con i fluidi organici, gli stimolatori devono risultare perfettamente protetti da un involucro esterno a tenuta ermetica. Per ottenere l'assoluta impermeabilità i dispositivi sono pertanto inglobati in un blocco compatto di resine sintetiche di particolare formulazione perfettamente tollerate dal corpo e che, tra l'altro, data l'affinità con il materiale che costituisce il supporto del circuito elettronico e delle batterie, formano con esso durante l'indurimento un unico insieme. Alla Sorin un apposito reparto è stato attrezzato per questa de-

TC-12

SONY®



REGISTRATORE PORTATILE A CASSETTA « SONY »

Il nuovo registratore a cassetta TC-12 è un apparecchio interamente transistorizzato per registrazione e riproduzione, caratterizzato essenzialmente da una praticità estrema e da un funzionamento molto semplice.

Particolarmente leggero il TC-12 è munito di una cinghia di trasmissione e funziona sia con una corrente continua di 6 V che con una corrente alternata di rete.

Grazie al suo commutatore di telecomando, installato sul microfono assai sensibile, è particolarmente adatto per registrazioni di un certo valore che debbano essere effettuate senza rischio alcuno.

Questo registratore utilizza delle cassette di tipo standard C-60, C-90 e C-120.

Il caricamento della cassetta è veramente semplice; l'avanzamento, l'avanzamento rapido, il riavvolgimento, l'arresto del nastro e l'espulsione della cassetta si effettuano per mezzo di un tasto unico. Inoltre il TC-12 è provvisto del dispositivo SONY-O-MATIC che assicura il controllo automatico del livello di registrazione.

Questo registratore sarà bene accolto da tutti e specialmente dalle persone attive e giovanili.

CARATTERISTICHE

A due tracce • 8 transistor + 1 termistore • Presa per registrazione diretta da una sorgente di suono esterna • Presa per altoparlante esterno ed auricolare • Altoparlante dinamico incorporato • Velocità di trascinamento: 4,8 cm/s • Potenza d'uscita: 1 W • Alimentazione: 6 V c.c. mediante 4 pile da 1,5 V oppure 110-120-220-240 V - 50/60 Hz mediante apposito adattatore • Impedenza: 8 Ω • Dimensioni: 130 x 65 x 215 • Peso: 1,150 kg.

licata operazione. Le resine epossidiche sono colate negli stampi dove sono sistemati gli stimolatori. Segue un periodo di stagionatura in stufe per permettere al materiale sintetico di raggiungere un elevato grado di durezza, e quindi le operazioni di rifinitura e di lucidatura, interamente manuali. Gli stimolatori passano successivamente al collaudo finale, che prevede non soltanto la revisione di tutte le prove alle quali il dispositivo è stato sottoposto durante la fabbricazione, ma anche un lungo periodo di funzionamento sperimentale immerso in una vasca contenente soluzione fisiologica a 40° C, per simulare le condizioni che si riscontrano nell'organismo umano ed escludere la possibilità di infiltrazioni sia pur minime, le quali comprometterebbero irrimediabilmente il rendimento elettrico dell'apparecchio.

LA FABBRICAZIONE DEGLI ELETTRODI

Non minore cura richiede naturalmente la lavorazione degli elettrodi, destinati a trasmettere al cuore l'impulso emesso dallo stimolatore.

La necessità di realizzare conduttori flessibilissimi e dotati di una elevata resistenza alle sollecitazioni meccaniche ha comportato non poche difficoltà. Il problema è stato risolto dai tecnici della Sorin con un particolare processo che consente la fabbricazione di sottili spirali metalliche ricavate da un filo di lega speciale resistente alla flessione simile a quella utilizzata per le molle dei bilancieri degli orologi.

Gli elettrodi sono successivamente rivestiti con elastomeri al silicone ad alto isolamento.

All'interno un rinforzo, costituito da una trecciola composta da centinaia di minutissimi fili d'acciaio, conferisce al conduttore una resistenza eccezionale. Nessun pericolo dunque di rotture accidentali dovute al logorio dei materiali.

Poiché allo stimolatore cardiaco è affidata la vita del paziente, nulla viene trascurato per aumentare il margine di sicurezza. E gli incidenti accaduti ai pionieri della sperimentazione di tali dispositivi sono stati resi oggi praticamente impossibili.

LA STERILIZZAZIONE

Tutte le fasi della lavorazione vengono effettuate ovviamente adottando scrupolose precauzioni igieniche. Al termine, comunque, i dispositivi completi sono sottoposti a un doppio ciclo di sterilizzazione e rinchiusi in contenitori ermetici, destinati ad essere aperti soltanto in sala operatoria. Poiché il calore danneggerebbe irrimediabilmente i delicati circuiti, la sterilizzazione, escluso l'impiego dell'autoclave, è compiuta utilizzando ossido di etilene. Protetti da un imballaggio adeguato, muniti ognuno di un numero di matricola che permette di controllarne sulle schede di collaudo le caratteristiche, gli stimolatori sono quindi avviati agli ospedali. La minima corrente di funzionamento dell'apparecchio prima dell'impianto dell'ordine di qualche microampere, ne permette la conservazione senza danno anche per lunghi periodi prima di applicarli al paziente. Una garanzia in più di ottimo rendimento e di durata.

Il mercato degli oscilloscopi farà registrare fra breve una novità: infatti, sono appena terminati gli esperimenti di laboratorio su un oscilloscopio portatile con larga ampiezza di banda, stabilità di « trigger » e altre caratteristiche adatte al lavoro di manutenzione dei calcolatori. Questo oscilloscopio da 50 MHz a doppia traccia può essere usato in lavori di manutenzione sia per i calcolatori ad alta velocità della terza generazione che per le macchine d'ufficio tipo calcolatori.

I TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO FET

a cura di L. Cascianini

NUOVI COMPONENTI

Vengono descritte brevemente sia le caratteristiche particolari dei transistori ad effetto di campo, sia il loro processo di fabbricazione. I transistori ad effetto di campo (F.E.T) stanno acquistando una importanza sempre più crescente in quantoché riuniscono sia le caratteristiche delle valvole (elevata impedenza d'ingresso) sia le caratteristiche dei transistori (basso consumo, ridotto ingombro, e stabilità di funzionamento nel tempo).

I transistori ad effetto di campo (F.E.T.) sono dispositivi a semiconduttore che riuniscono sia le caratteristiche particolari dei dispositivi a semiconduttore (ridotte dimensioni, consumo ridotto e robustezza meccanica) sia la caratteristica particolare fino ad oggi posseduta dalle valvole, e cioè, l'**elevata impedenza d'ingresso**. Oltre a ciò, i semiconduttori ad effetto di campo, hanno una caratteristica di trasferimento che è particolarmente adatta ad ottenere bassi valori di modulazione incrociata necessari negli amplificatori a radio frequenza.

I transistori convenzionali sono dispositivi a semiconduttore **bipolari**. Il loro funzionamento è basato cioè sulla interazione di due tipi di portatori di cariche, ed esattamente, degli elettroni e delle cavità. I transistori ad effetto di campo sono invece dispositivi a semiconduttore **unipolari**. Il loro funzionamento è cioè basato soltanto su un tipo di portatore di carica: cavità nei dispositivi con canale

di tipo P, elettroni nei dispositivi con canale di tipo N.

I primi tipi di transistori ad effetto di campo impiegavano come elettrodo di controllo (gate) una giunzione a semiconduttore polarizzata in senso inverso. Nei transistori ad effetto di campo di tipo MOS (Metal-Oxide-Semiconductor), la gate è di metallo, e viene separata dal canale di materiale semiconduttore mediante uno strato di ossido isolante. Una delle caratteristiche principali dei transistori ad effetto di campo di tipo MOS è questa: la elevata resistenza di ingresso non è influenzata dalla polarità della tensione applicata all'elettrodo di controllo (gate). Questa caratteristica non la posseggono invece i transistori ad effetto di campo nei quali come già detto è presente un elettrodo di controllo (gate) a giunzione. I transistori ad effetto di campo di tipo MOS posseggono inoltre una seconda importante caratteristica. Le correnti di dispersione associate con l'elettrodo di controllo isolato sono abbastanza indipen-

denti o meglio non sono affatto influenzabili dalle variazioni della temperatura ambiente. Date queste caratteristiche veramente interessanti, i transistori ad effetto di campo di tipo MOS sono particolarmente adatti ad essere impiegati come amplificatori di tensione, e amplificatori di segnali ad alta frequenza.

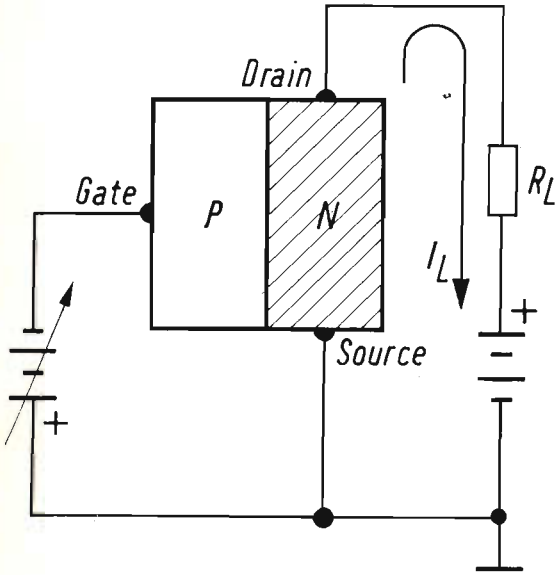


Fig. 1 - Transistore ad effetto di campo con gate (elettrodo di controllo) costituito da una giunzione p-n.

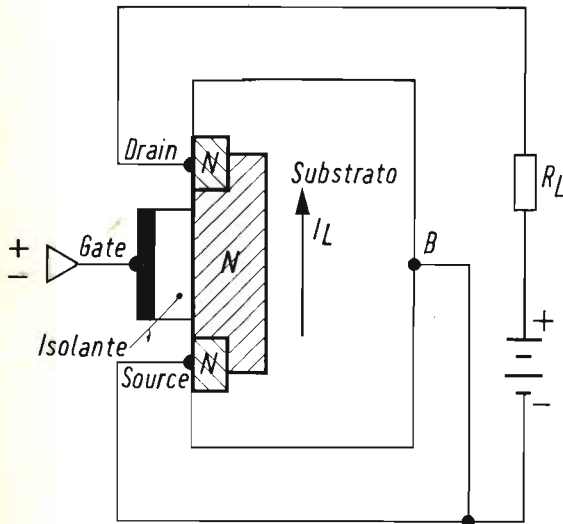


Fig. 2 - Transistore ad effetto di campo di tipo MOS

Funzionamento dei transistori ad effetto di campo

Il funzionamento dei transistori ad effetto di campo può essere facilmente spiegato ricorrendo al concetto di **controllo mediante carica elettrica**. L'elettrodo di controllo di metallo (gate) agisce come un immagazzinatore di cariche. Una carica posta sul **gate** induce una carica uguale ma di segno contrario nello strato semiconduttore o meglio nel canale che viene a trovarsi immediatamente dopo di essa. La carica indotta nel canale può allora essere usata per controllare la conduzione tra due contatti ohmici chiamati **source** e **drain** applicati all'estremità opposte del canale stesso.

Esistono inoltre transistori ad effetto di campo nei quali il gate non è di metallo ma è costituito da una giunzione, p-n come indicato in fig. 1.

Quando questa giunzione viene polarizzata in senso inverso, essa funziona da elettrodo di controllo di cariche. In condizioni di riposo, e cioè in assenza di segnale, nel circuito del gate scorrono soltanto correnti di dispersione, e di conseguenza, il dispositivo presenta una elevata impedenza di ingresso. Quando invece il gate a giunzione viene polarizzato in senso diretto, come indicato in figura, la resistenza di ingresso diminuisce improvvisamente. La corrente d'ingresso diventa apprezzabile e il guadagno in potenza dell'elemento diminuisce considerevolmente.

Come indicato in fig. 2, il transistore ad effetto di campo di tipo MOS impiega per l'elettrodo gate, un metallo separato dal materiale semiconduttore, da un isolante. Se a questo dispositivo a semiconduttore viene applicata una tensione di polarizzazione, questo elettrodo gate, isolato, può svuotare (come nelle giunzioni p-n), il canale source-drain dei portatori attivi. Ma a differenza del transistore ad effetto di campo con gate a giunzione, l'elettrodo gate isolato può anche **aumentare** la conduttività del canale senza bisogno che venga aumentata la corrente di ingresso in assenza di segnale e senza che venga ridotto il guadagno di potenza.

Una musicassetta
per l'estate

(canzoni partecipanti
al concorso
"UN DISCO
PER L'ESTATE 1984")

ELLA
&
DUKE

Vedette
STEREO 4
MUSICBOX

EQUIPE 84

VC 402

BONNIE
AND
CLYDE

5 YEARS OF
THE AMAZING

THE AMAZING

VC 454

Vedette

LA FAVOLOSA
"CHITARRA HAWAIIANA"
DI ROY WIGGINS

presso tutti
i punti di vendita
della **G.B.C.**
italiana

troverete già incisi
i più grandi
successi
musicali

The Golden Gate
Quartet in Concert

JOSHUA FIT THE BATTLE OF JERICH
O ■ DIDN'T IT RAIN ■ WADE IN
THE WATER ■ BONES, BONES, BO-
NES ■ OVER THERE ■ DOWN BY
THE RIVERSIDE ■ DON'T YOU TALK
ABOUT IT ■ SAINT LOUIS BLUES ■
AIN'T THAT GOOD NEWS ■ MACK
THE KNIFE ■ WERE YOU THERE

LUSH AND LOVELY
HUGO MONTENEGRO

Vedette
STEREO 4
MUSICBOX

TRA IL SOLE E LA MUSICA
La favolosa chitarra hawaiana di Dan and
Dale - Le 5 chitarre dei Five Lords

VC 426

Di transistori ad effetto di campo di tipo MOS ne esistono due tipi: il tipo a svuotamento (depletion) e il tipo ad accrescimento (enhancement). Nel tipo a **svuotamento**, i portatori di carica sono presenti nel canale anche quando nessuna tensione di polarizzazione è applicata all'elettrodo di controllo o gate. Una tensione **inversa** di gate è in grado di svuotare questa carica e di ridurre pertanto

la conduttività del canale. Una tensione di gate **diretta** è invece in grado di trascinare dentro al canale un maggiore numero di cariche, e di conseguenza, essa tende ad aumentare la conduttività del canale.

Nel transistorore ad effetto campo di tipo MOS ad accrescimento, il gate, per produrre portatori attivi, deve essere polarizzato in senso **diretto**, e in questo mo-

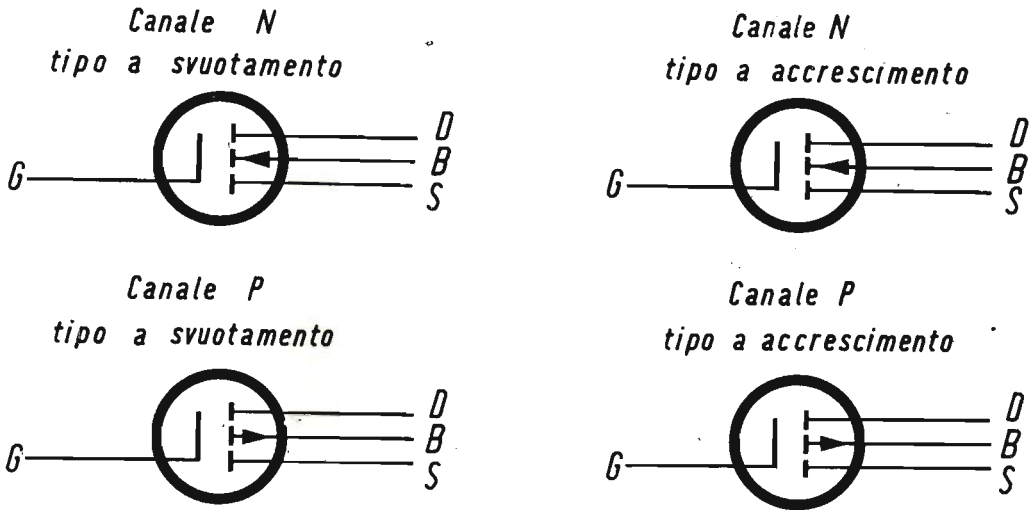


Fig. 3 - Simboli dei quattro tipi possibili di transistori ad effetto di campo di tipo MOS in grado di indicare le varie caratteristiche.

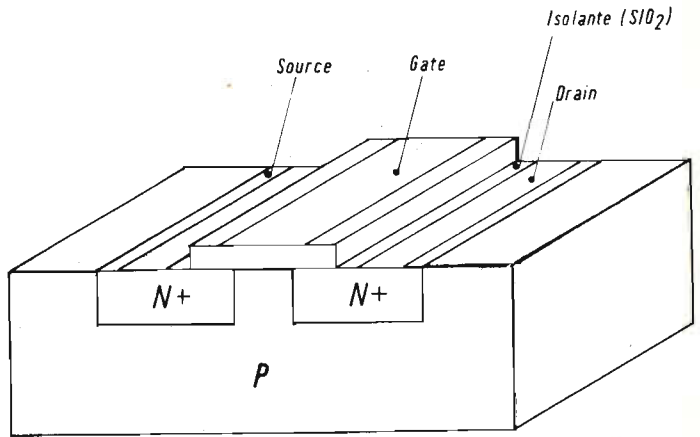
do, è in grado di produrre conduzione attraverso il canale. Se la polarizzazione del gate è zero oppure se il gate è polarizzato in senso inverso non è possibile avere nel canale alcuna conduzione utile.

Siccome i transistori ad effetto di campo di tipo MOS (come del resto anche quelli con gate a giunzione) possono impiegare sia la conduzione mediante elettroni (canale di tipo n) sia la conduzione mediante cavità (canale di tipo p), sono possibili quattro distinti tipi di transistori ad effetto di campo di tipo MOS. Come indicato in fig. 3, il simbolo di un transistorore ad effetto di campo di tipo MOS, è in grado di indicare se il transistorore ha un canale di tipo N o ha un canale di tipo P, inoltre, se uno stesso transistorore è di tipo a **svuotamento** di cariche oppure a **ad accrescimento** di cariche. La direzione della freccia di questo simbolo è in grado

di indicare se il dispositivo possiede un canale di tipo N o un canale di tipo P. Nel caso si tratti di dispositivo con canale N, la freccia è diretta verso il canale, mentre, se si tratta di un dispositivo con canale di tipo P, la freccia è diretta verso l'esterno del canale. Nel simbolo, inoltre se la linea che individua il canale è continua indica un tipo a svuotamento, che normalmente conduce. Se questa stessa linea è invece interrotta indica un tipo ad accrescimento, e cioè un tipo che normalmente non conduce.

La figura 4 indica uno spaccato di un transistorore ad effetto di campo di tipo MOS ad accrescimento con canale di tipo N. Invertendo le regioni di tipo P e di tipo N si avrebbe un transistorore ad accrescimento con canale di tipo P. Questo tipo di transistorore normalmente non conduce fintantoché non viene applicato all'elettrodo

Fig. 4 - Transistore ad effetto di campo di tipo MOS ad accrescimento con canale N.



di controllo (gate) una sufficiente tensione con adatta polarità. Se al gate di un transistor ad accrescimento con canale N viene applicata una tensione positiva, succede che gli elettroni vengono diretti nella regione del canale al disotto del gate. Se la tensione applicata è abbastanza elevata, questa regione del canale cambia dal tipo P al tipo N ed è in grado di costituire una conduzione tra la source di tipo N e il drain di tipo pure N.

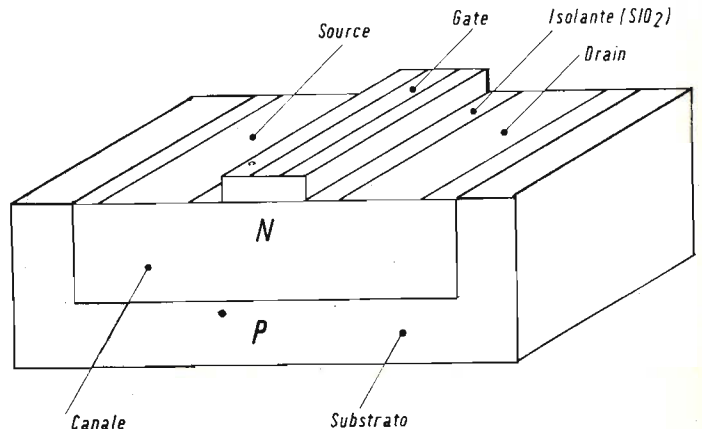
Nei transistori MOS a svuotamento, la regione del canale tra la source e il drain è fatta di materiale dello stesso tipo di conduttività della source e del drain come appunto indicato in fig. 5. Questa struttura è in grado di fornire una notevole corrente di drain anche nel caso in cui nessuna tensione di polarizzazione venga applicata al gate.

Nei transistori MOS ad accrescimento, l'elettrodo gate deve coprire l'intera regione compresa tra il source e il drain in modo che la tensione applicata al gate possa stabilire una conduzione fra di essi. Nei transistori MOS a svuotamento, il gate può essere bloccato dalla regione del drain allo scopo di poter avere una sostanziale riduzione nella capacità di controreazione e un miglioramento generale nella stabilità del circuito dell'amplificatore.

Come vengono costruiti i transistori ad effetto di campo

La tecnica impiegata per produrre transistori di tipo MOS è identica a quella usata per produrre gli attuali transistori bipolari al silicio ad elevata velocità di

Fig. 5 - Transistore ad effetto di campo di tipo MOS a svuotamento con canale N.





G.B.C. è sempre letizia. Ecco due graziose signorine di Cinisello più un televisore G.B.C., ovvero: il terzetto della simpatia e del sorriso.

Per premunire i propri motori elettrici ad alta tensione contro le più dure sollecitazioni cui spesso sono soggetti, la Siemens ne isola le parti conduttrici con un materiale sintetico che mantiene le proprie caratteristiche isolanti, anche a temperature estreme e sotto l'azione di gas chimicamente aggressivi. Alla Fiera di Hannover di quest'anno le peculiarità di tale isolamento sono state dimostrate da una prova continua consistente nell'immergere in acqua la parte fissa (statore) di un motore ad alta tensione da 210 MW, allacciata alla presa di corrente e nello spruzzarne in permanenza le varie parti. Contemporaneamente viene misurata la resistenza dell'isolamento e verificata la costanza dei valori ottenuti.

commutazione. Il materiale di partenza per un transistor MOS con canale di tipo N è una piastrina di silicio di tipo P leggermente drogata. Naturalmente, l'inversione dei materiali di tipo P e di tipo N produce un transistor MOS con canale di tipo P. Questa piastrina di silicio viene pulita accuratamente da un lato e viene ossidata in un forno. Per i successivi procedimenti, vengono impiegate le cosiddette tecniche foto-litografiche. Queste tecniche sono usate per eliminare il rivestimento di ossido non necessario e per esporre il silicio **nudo** in corrispondenza delle regioni del source e del drain. Le regioni del source e del drain vengono formate per diffusione in un forno contenente impurità di tipo N (per es. fosforo). Se il transistor deve essere un dispositivo MOS ad accrescimento, non si richiede alcuna diffusione nel canale. Se invece si desidera un transistor MOS a svuotamento, è necessario formare un canale di tipo N che deve collegare lo spazio compreso tra il source e il drain diffuso.

La piastrina di silicio viene nuovamente ossidata allo scopo di ricoprire le zone di silicio nude e per togliere l'ossido nelle regioni dei contatti viene di nuovo applicata la tecnica foto-litografica. Dopo aver evaporato del metallo sopra l'intera piastrina, un altro processo foto litografico e di mordenzatura provvede a togliere tutto il metallo inutile nei contatti ohmici della source del drain e del gate.

Queste piastrine, contenenti ciascuna un transistor, vengono separate meccanicamente e montate su supporti. I fili di collegamento vengono saldati termostaticamente sulle regioni metallizzate e successivamente, ciascuna unità viene ermeticamente chiusa nel suo contenitore in atmosfera di gas inerte. Tutti i terminali esterni di ciascun transistor vengono collegati tra di loro allo scopo di impedire danni di natura elettrostatica all'isolamento del gate durante il trasporto e durante l'immagazzinaggio.

(da « RCA information »)

Lo stadio attuale della tecnologia dei semiconduttori (transistor, diodi, tiristori, ecc.) ha permesso di poter produrre questi dispositivi a prezzi competitivi con le valvole. In particolare, il tiristore, inizialmente usato nelle apparecchiature professionali, può essere per motivi di prezzo impiegato anche in apparecchiature per impianti civili. Questo è valido specialmente nel campo degli elettrodomestici. Il presente articolo illustra l'impiego del tiristore nei sistemi di controllo della potenza assorbita da alcuni apparecchi elettrodomestici più comuni.

di L.C.

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

IL TIRISTORE e gli

apparecchi elettrodomestici

P iù veloce, meno veloce; più caldo, meno caldo; più illuminato, meno illuminato; ecco alcune necessità ben note alla donna di casa. Queste varie condizioni possono essere richieste ad un trapano, ad un frullatore, ad una lavatrice, ad un tosta-pane, ecc. Queste condizioni si ottengono **variando la potenza fornita** all'elettrodomestico in questione.

I sistemi tradizionali usati per controllare la potenza elettrica applicata agli elettrodomestici sono di natura **elettromeccanica**. Per es., per inserire uno o più elementi riscaldanti in un boiler o in una lavatrice sono stati usati fino ad oggi **sensori a bimetallo**; per variare l'intensità luminosa delle lampade si usano, di solito, reostati o resistori di caduta mentre per variare la velocità dei motori si usano, di solito, sistemi di pulegge o di frizione.

Gli svantaggi di questi sistemi elettromeccanici sono noti: la regolazione della potenza fornita non è continua ma avviene a scatti; viene consumata inutilmente una grande quantità di energia sotto forma di calore. Specialmente quando si tratta di regolare la velocità, ci sono parti in moto che sono soggette a notevole usura e che quindi necessitano di una continua manutenzione.

Regolazione della potenza elettrica mediante soli mezzi elettrici

Tutti questi problemi di regolazione della potenza possono essere ora brillantemente risolti con l'impiego dei tiristori (thyristor). Questa parola deriva dalla fusione di **thyatron-transistor**. Il tiristore infatti ha un funzionamento analogo a quello del « vecchio » thyatron (tubo a riempimento gassoso) con la differenza



Fig. 1 - Si sta controllando un sistema a tiristore per controllare la velocità di un motore di una lavatrice.

che non ha gli inconvenienti di quest'ultimo. Essenzialmente, il tiristore è un diodo al silicio munito di un elettrodo di controllo (gate).

La circolazione della corrente durante il semiperiodo positivo della tensione di rete è iniziata, nel tiristore, grazie ad una

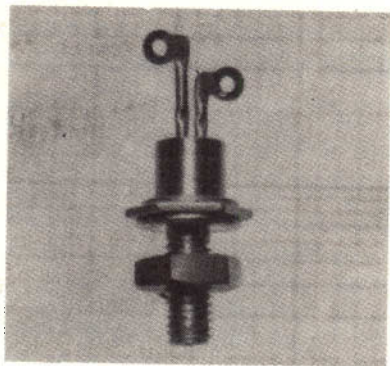


Fig. 2 - Tiristore Philips BT 101-500R da 15 A_{eff}

debole corrente circolante nell'elettrodo di controllo. Ciò permette di ottenere un controllo della potenza applicata al carico, regolare e continuo entro valori ben definiti della medesima.

I vantaggi della regolazione della potenza attuata mediante tiristori

Innanzitutto, questi componenti hanno dimensioni molto ridotte. Così, per es. un tiristore capace di controllare 15 A_{eff} di corrente di rete misura appena 1,5 cm di lunghezza.

I tiristori, ovviamente, hanno un funzionamento silenzioso in quanto non hanno parti in movimento. A differenza dei reostati, non consumano potenza, non creano problemi di raffreddamento, e possono essere montati in tutte le posizioni possibili.

Fino a poco tempo fa, a causa del loro prezzo elevato, i tiristori erano impiegati esclusivamente in apparecchiature professionali e industriali. Tecnologie più avanzate e più semplificate hanno consentito una produzione più a buon mercato di questi dispositivi a semiconduttore che possono quindi essere impiegati finalmente anche nelle apparecchiature civili.

Il tiristore come regolatore di corrente

Il tiristore viene collegato **in serie** al carico di cui si vuole regolare la potenza immessa. Il sistema più usato per controllare la potenza immessa nel carico è

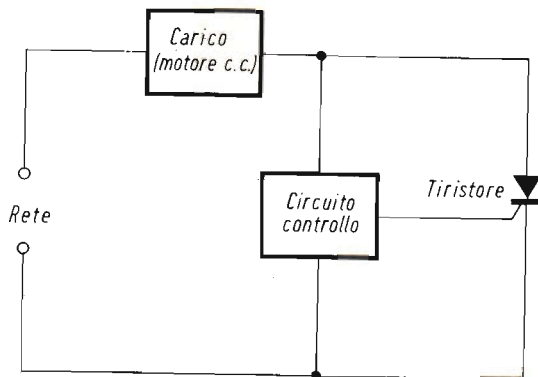


Fig. 3 - Semplice circuito di controllo a tiristore.

tecnodatta



00195 ROMA
Piazza M. Grappa 4

TECNOLOGIE DIDATTICHE E AUDIOVISIVE S.p.A.

NUOVI PRODOTTI PER UNA MODERNA DIDATTICA:
APPRENDIMENTO RAPIDO - FACILE - DIVERTENTE - PROGRAMMATO

LABORATORIO LINGUISTICO PHILIPS

tipo LCH 1001 per lo studio delle lingue a casa (HOME STUDY)

Per tutte le persone che hanno necessità professionale di apprendere una lingua straniera o che per vari motivi desiderano approfondirla, gli Esperti della Philips hanno progettato il:

LABORATORIO LINGUISTICO PORTATILE LCH 1001

Questa apparecchiatura, di MODERNISSIMA concezione, RIVOLUZIONA i tradizionali sistemi di apprendimento delle lingue straniere. Il complesso è costituito da un registratore speciale a doppia pista, corredato di cuffia microfono e da un Corso di Lingua costituito da nastri magnetici a cassette preregistrate e da testi ampiamente illustrati (metodo audiovisivo).



PRAC-TRONICS Corso Philips di ELETTOTECNICA, ELETTRONICA E TECNICA DIGITALE con il sistema PRACTICAL-BOOK

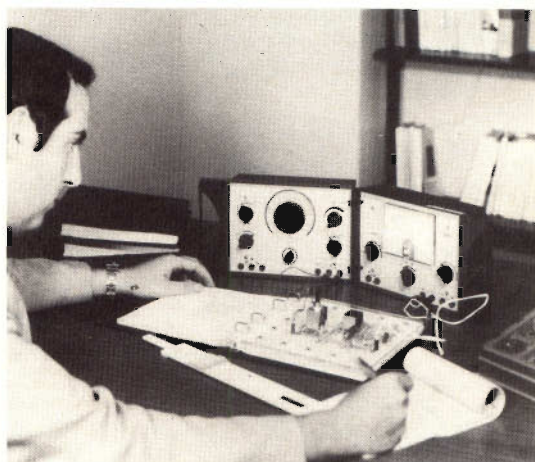
Per studiare, approfondire e sperimentare DA SOLI le leggi che regolano i fenomeni elettrici ed elettronici e tutte le loro applicazioni industriali e professionali, la Philips ha progettato il:

PRAC-TRONICS: TEORIA + PRATICA

Una serie di testi, uno speciale strumento di misura, una serie di componenti elettronici ed una matrice trasparente sono gli elementi base del corso.

L'allievo dopo aver studiato la parte teorica, ponendo la matrice sulla pagina, trasforma il libro in « banco di laboratorio » attuando così la parte pratica.

L'apparecchiatura, composta da: un generatore di segnali, un volt-amperometro ed un generatore di tensione (o corrente), costituisce una completa unità da laboratorio.



tecnodatta

S.p.A.

CONCESSIONARIA ESCLUSIVA PER L'ITALIA DEI SUSSIDI AUDIOVISIVI PHILIPS
DIREZIONE: 00195 ROMA - Piazza Monte Grappa 4 - Tel. 382.041 - 388.164

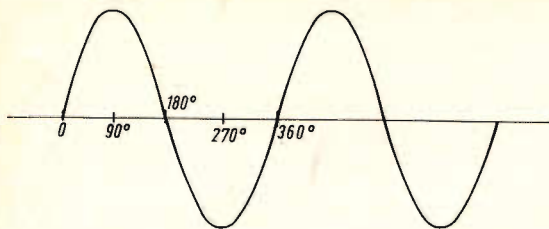


Fig. 4 - Forma d'onda della tensione di rete.

il **controllo della fase**. Secondo questo tipo di controllo, il tiristore viene « innescato » o meglio reso conduttore in un istante (fase) ben determinato durante il semiperiodo positivo della tensione di rete.

Siccome l'istante in cui avviene l'innescamento del tiristore e di conseguenza, il **tempo di conduzione** del tiristore, possono essere regolati a piacere, è facile capire come in questa maniera si possa inviare dentro al carico, durante la semionda positiva, una maggiore o minore corrente, e quindi applicare ad esso una maggiore o minore potenza.

Questo controllo della potenza può essere anche effettuato bloccando ad intermittenza il tiristore per un certo numero di semiperiodi positivi. Questo sistema di controllo è noto come « innesco a salve » (burst triggering) ed è, in un certo senso, rumoroso in quanto la tensione di rete risulta, in definitiva, collegata e scollegata per periodi di tempo relativamente lunghi: Evidentemente questo sistema di controllo non è adatto per regolare l'illuminazione delle lampade o per regolare la velocità di piccoli motori.

Il controllo della potenza ottenuto mediante la **fase** consente invece di inviare nel carico **impulsi di potenza** o a frequenza di rete o al doppio della frequenza di rete quando il controllo avviene sulle due semionde della tensione di rete.

Il sistema da usare per controllare lo istante dell'innescamento del tiristore varia a seconda del carico in questione.

Quando si tratta di controllare illuminazione o calore, normalmente non è richiesto l'impiego della **controreazione**.

Essa invece è richiesta quando occorre controllare la velocità dei motori. Sen-

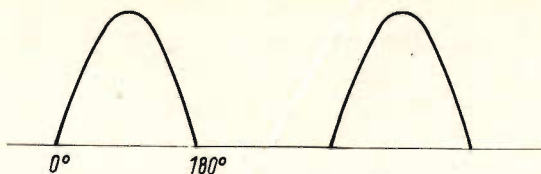


Fig. 5 - Tensione ai capi del carico quando il tiristore conduce al massimo: è uguale alla tensione fornita da un diodo raddrizzatore.

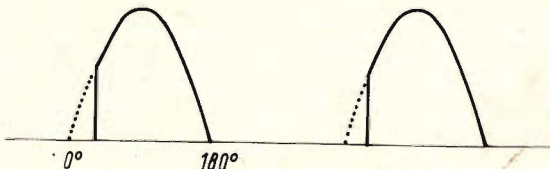


Fig. 6 - Tensione ai capi del carico quando l'innescamento del tiristore è leggermente ritardato. La potenza fornita al carico è di poco inferiore a quella fornita da un diodo normale.

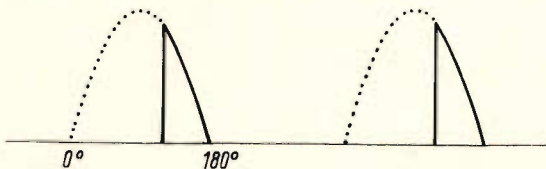


Fig. 7 - Tensione ai capi del carico quando l'innescamento del tiristore è notevolmente ritardato. La potenza fornita al carico è molto ridotta.

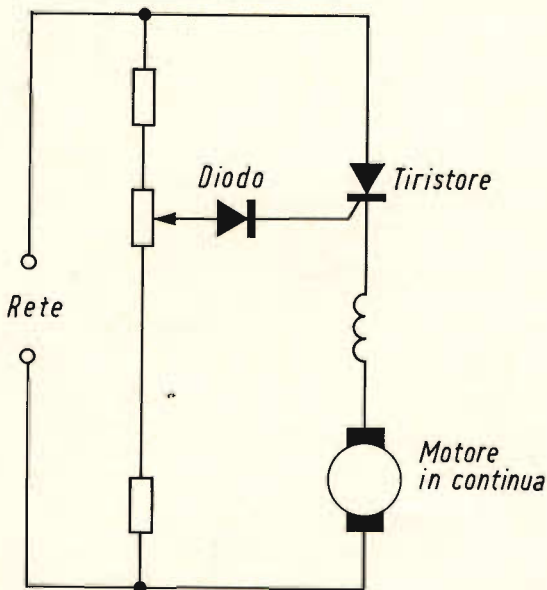


Fig. 8 - Semplice circuito di controllo a tiristore impiegante la controreazione (f.e.m. d'armatura).

za di essa, infatti, il motore, in presenza di un carico maggiore, ridurrebbe la sua velocità.

Nella forma più semplice, la controreazione viene derivata dalla f.e.m. (forza elettromotrice) prodotta dallo stesso motore. Con questo sistema è possibile ottenere un controllo « dolce » della velocità da un massimo ad un minimo pari a 31 : 1. E ciò è perfettamente soddisfacente per i piccoli motori degli elettrodomestici.

Sistema di controllo più accurato

Quando si desidera che il rapporto coppia/velocità rimanga costante entro una ampia gamma di variazioni di velocità e non venga influenzato dalle variazioni della tensione di rete è necessario ricorrere a sistemi più accurati di controllo (si-

stemi a controreazione). Nella forma più semplice, un simile controllo può essere formato da un tachimetro il cui segnale elettrico, amplificato da un transistor, viene poi usato per innescare il tiristore. Con questo sistema si ottiene un controllo entro un campo di velocità estesa (35 : 1).

Conclusione

Abbiamo illustrato brevemente i vantaggi apportati dall'impiego dei tiristori in alcuni sistemi di controllo di potenza. È facile immaginare come il tiristore, essendo un dispositivo elettronico e a semiconduttore, può essere incluso ed esteso ad altri sistemi di regolazione e di controllo quali per es. il controllo della umidità, gli indicatori di livello ecc. ed in generale in tutti quei campi in cui l'elettronica sta penetrando.

PRODOTTI



AREZZO

52100
Via M. Da Caravaggio, 10-12-14
Tel. 30258

FIRENZE

50134
Via G. Milanese, 28/30
Tel. 486303

LIVORNO

57100
Via Della Madonna, 48
Tel. 31017

PISTOIA

51100
Viale Adua, 132
Tel. 31669

VIAREGGIO

55049
Via Rosmini, 20
Tel. 49244

GROSSETO

58100
Via Oberdan, 47
Tel. 28429

PRATO

50047
Via F. Baldanzi, 16/18

HELLESENS



for
transistor
radio



LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO



GRUPPI DI LUCI PSICHEDELICHE

**UK720 - UK725 - UK730
150 W**

**UK745 - UK750 - UK755
800 W**

Un suono, due suoni, tre suoni uno diverso dall'altro.

Una luce, due luci, tre luci, improvvise ed accecanti, come lampi nel buio, tutte con intensità ineguale.

Ogni suono si propaga contemporaneamente ad una luce, ad ogni bagliore corrisponde un colore, una diversa tinta. Questa è l'atmosfera delle moderne sale da ballo. Queste sono le luci psichedeliche.

Un groviglio di ritmi e di sensazioni.

Una specie di droga per l'udito e la vista.

L'orecchio « segue » la musica, l'occhio la « vede ».

E' un'unione artificiale paragonabile in natura al tuono ed al lampo.

Tutto è ritmo, affascina, prende, avvolge, trascina, inebria: ci si trova immersi, ci si carica di quella energia sprigionata, ci si sente leggeri, liberi.

Tutto ciò è ottenuto per mezzo dell'elettronica, questa scienza affascinante che ormai ci accompagna sia nei lavori più impegnativi e delicati sia nei passatempi quotidiani.

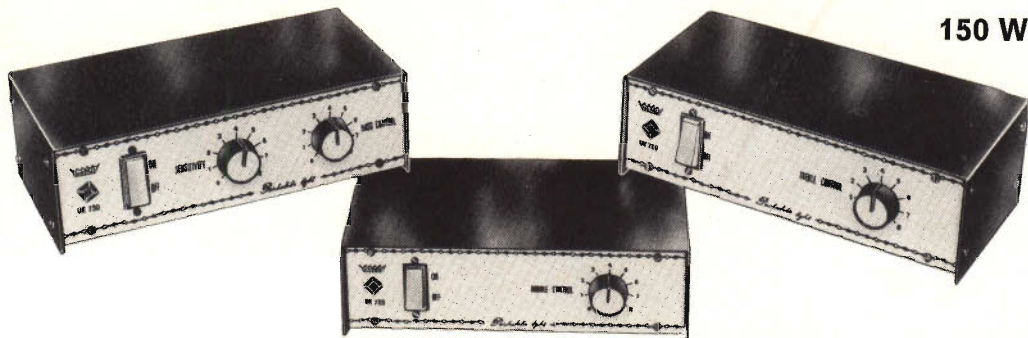
150 W

Fig. 1 - Aspetto d'insieme del gruppo luci psichedeliche da **150 W** cad. Esso è composto dall'UK 720 per le frequenze acute, dall'UK 725 per frequenze medie e l'UK 730 per frequenze basse.

I preamplificatori selettivi, che scomporgono i suoni e danno origine ai lampi di luce, sono stati realizzati secondo il procedimento, ormai noto, della serie UK.

I modelli realizzati sono riuniti in gruppi che differiscono solo nella potenza di uscita: gruppo UK 720 - UK 725 - UK 730 con potenza 150 W visibile in figura 1 - Gruppo UK 745 - 750 - 755 con potenza 800 W visibile in figura 2.

Ogni gruppo è composto da tre unità, ciascuna di esse è sensibile solo ad una determinata gamma di suoni, e comanda l'accensione delle proprie lampade solo quando al suo ingresso si presentano le frequenze per le quali è sensibilizzata.

L'UK 720 è sensibile ai toni acuti e pilota la propria lampada quando suonano i violini, i flauti o i clarini, mentre l'UK 725 sensibile ai toni medi comanda la propria lampada in funzione del suono delle chitarre, delle trombe, o delle arpe, per ultimo l'UK 730 è sensibilizzato per toni bassi dei tamburi o dei tromboni.

Ciò che si è detto sopra è valido anche per il gruppo UK 745 - UK 750 - UK 755 la cui unica variante è la potenza delle lampade che possono essere collegate ad ogni singola unità.

Il collegamento alla fonte sonora può essere fatto collegandosi ai capi dell'altoparlante oppure, con mani più esperte,

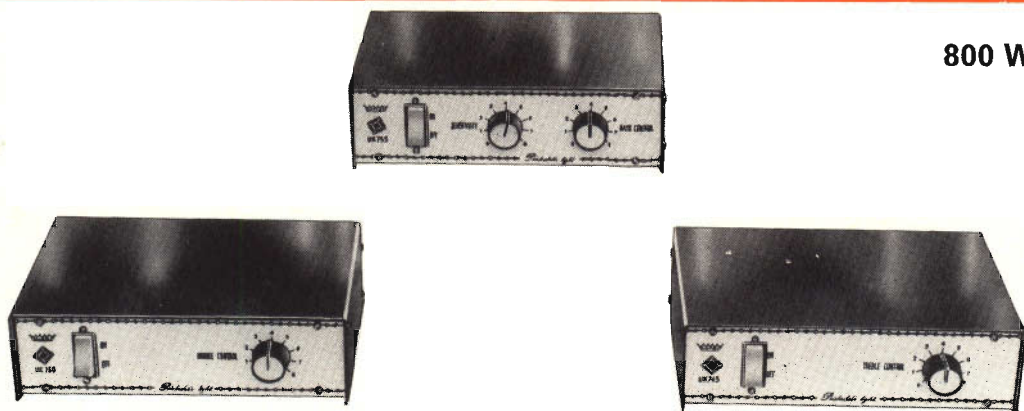
800 W

Fig. 2 - Aspetto d'insieme del gruppo luci psichedeliche da **800 W** cad. Esso è composto dall'UK 745 per le frequenze acute, dall'UK 750 per frequenze medie e dall'UK 755 per frequenze basse.

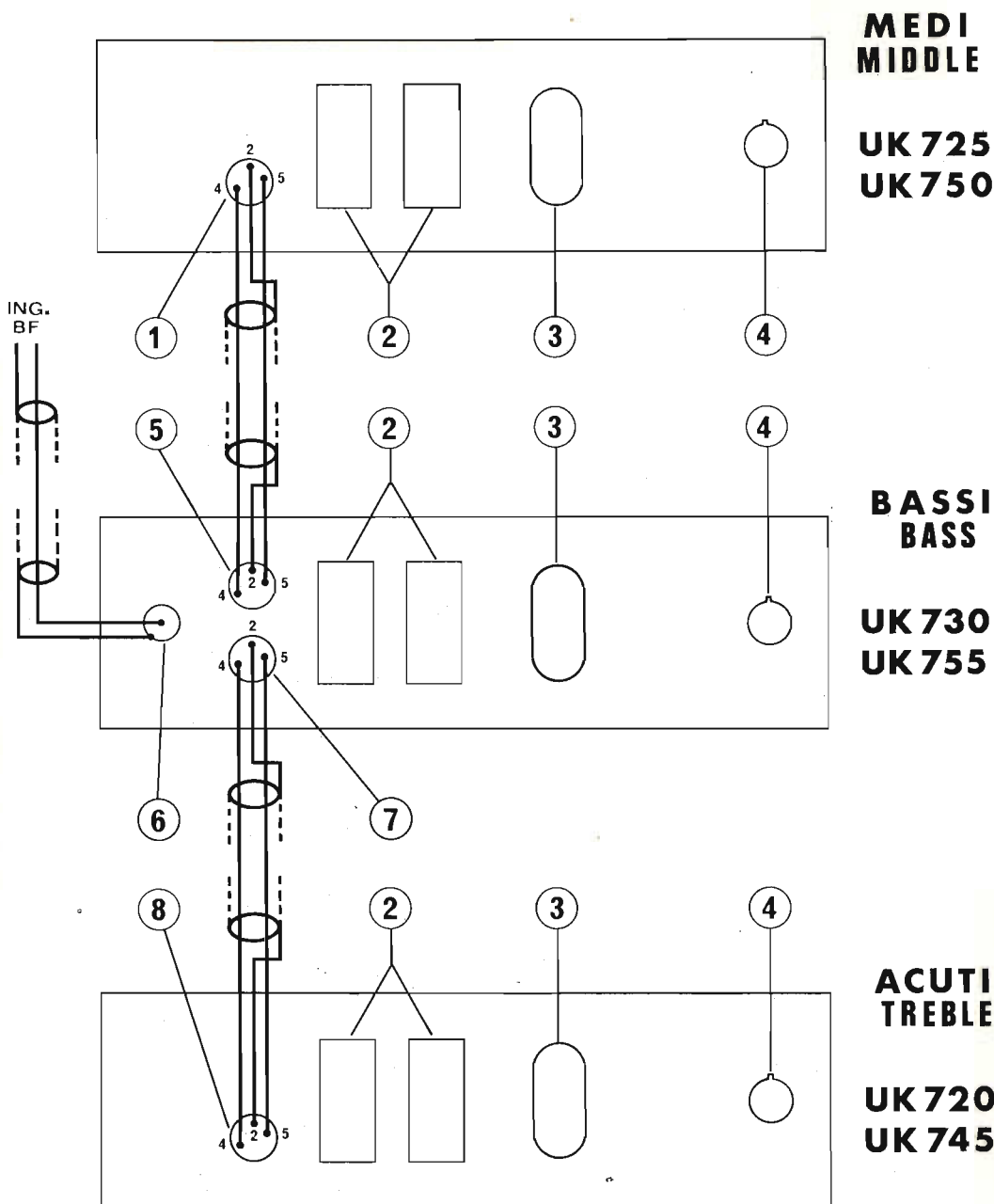


Fig. 3 - Rappresentazione schematica delle connessioni fra i vari nuclei da 150 W e 800 W.
 1) Ingresso B.F. note medie (middle) e positivo+ - 2) Prese per lampade colorate - 3) Ingresso rete 220 V.c.a. - 4) Fusibile - 5) Uscita B.F. note medie (middle) e positivo+ - 6) Ingresso principale B.F. - 7) Uscita B.F. note acute (treble) e positivo+ - 8) Ingresso B.F. note acute (treble) e positivo+. - Per i collegamenti suddetti è consigliabile usare cavetto schermato tipo G.B.C. CC/0108-01 e tipo G.B.C. CC/0102-03 inoltre delle spine volanti tipo G.B.C. GQ/0640-00.

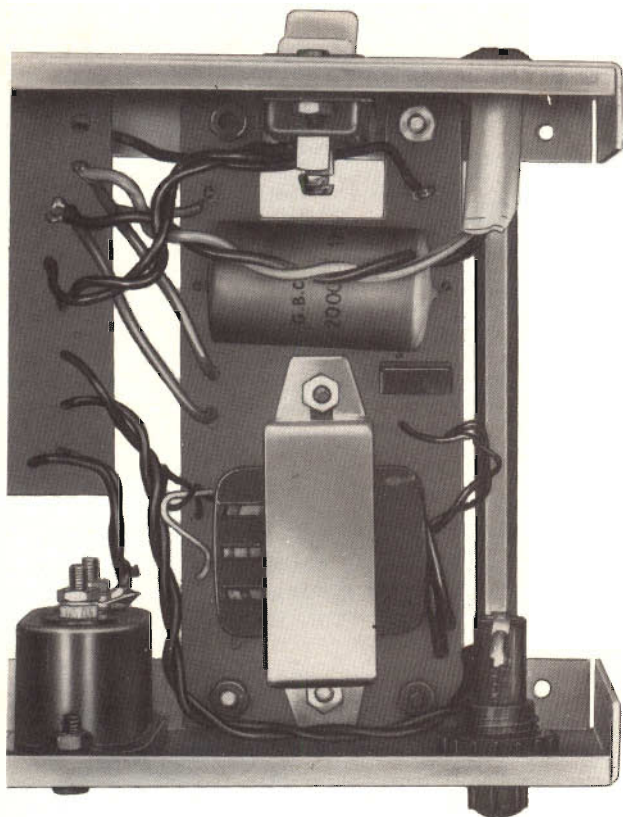


Fig. 4 - Montaggio dell'alimentatore UK 625 sistemato all'interno dell'UK 730 o 755.

all'interno dell'amplificatore medesimo e prima del potenziometro di volume. Quest'ultimo caso è da considerarsi il più adatto, in quanto il funzionamento dell'intero gruppo rimane indipendente dalla intensità sonora emessa dall'altoparlante stesso.

L'UK 730 così come l'UK 755 è stato studiato in modo da poter ricevere il segnale dalla sorgente e ripartirlo verso le altre due unità, in più all'interno può essere alloggiato (come è visibile in figura 4) l'alimentatore UK 625 il quale può alimentare l'intero gruppo.

Per collegare l'intero gruppo, nel caso che si abbia l'alimentatore interno, seguire le indicazioni di fig. 3. Se non si dispone dell'alimentatore collegare la sorgente di corrente continua a 6 V c.c. con il positivo al terminale 4 della presa a 5 poli, ed il negativo al terminale 2, della presa a 5 poli.

TR1
BC 108 b

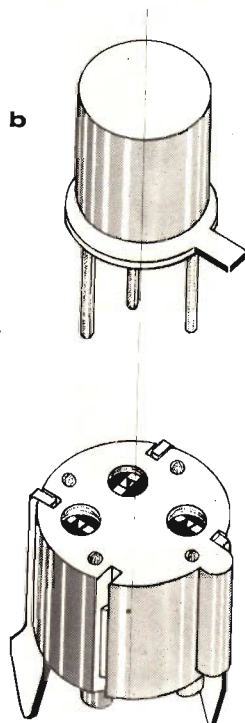


Fig. 5 - Montaggio del transistor BC 108 b nel rispettivo zoccolo.

TR2
BC 115

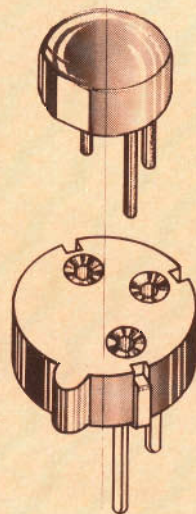


Fig. 6 - Montaggio del transistor BC 115 nel rispettivo zoccolo.

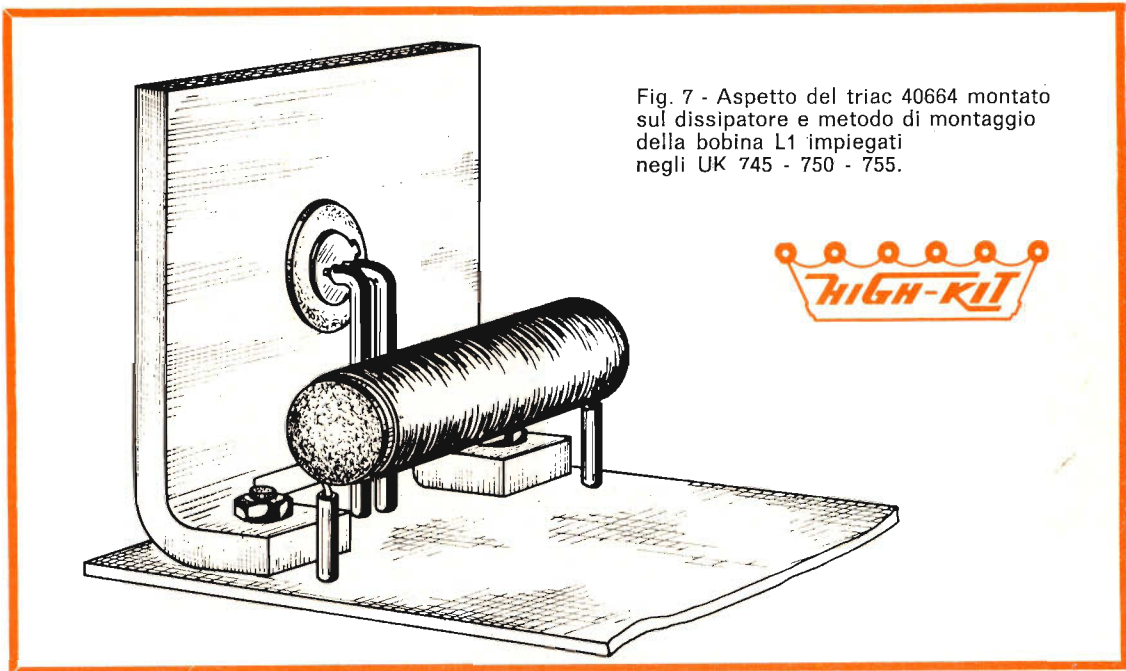
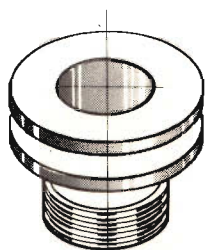


Fig. 7 - Aspecto del triac 40664 montato sul dissipatore e metodo di montaggio della bobina L1 impiegati negli UK 745 - 750 - 755.



TRIAc
40530

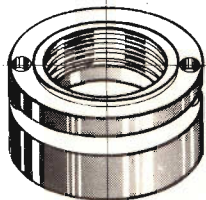


Fig. 8 - Montaggio del triac 40530 impiegato negli UK 720 - 725 e 730.

Le lampade impiegate devono avere una tensione di 220 V.

Nelle figure 5-6 sono illustrati rispettivamente il montaggio del transistor BC 108 b e BC 115 nei rispettivi zoccoli; questi sono i modelli di transistor impiegati in queste realizzazioni.

Degli stessi, in questa descrizione vengono fornite anche le principali caratteristiche tecniche e la disposizione dei loro terminali.

Nella figura 8, è illustrato il metodo di montaggio del Triac 40530 impiegato negli UK 720 - 725 e 730, mentre in figura 7 è visibile il Tric 40664, applicato al dissipatore e il montaggio della bobina L1 entrambi impiegati negli UK 745 - 750 e 755.

Anche per i due modelli Triac, come per i transistor, in questa descrizione vengono fornite le principali caratteristiche tecniche e viene illustrata la disposizione dei terminali.

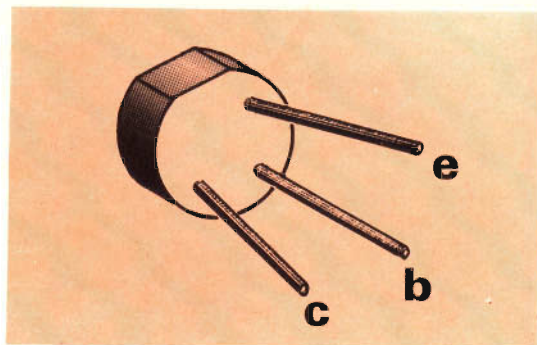
Questa introduzione è una guida preziosa per chi intende cimentarsi nella realizzazione di questi Kit; seguendo le indicazioni in essa riportate, e quelle relative ad ogni singolo UK tutte le operazioni di montaggio risulteranno estremamente semplici.

TRANSISTOR PLANARE AL SILICIO NPN BC115

Il BC 115 è un transistor planare al silicio di tipo NPN, studiato per l'uso come pilota audio.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

$T_A = 25^\circ\text{C}$ salvo diversa indicazione



| Simbolo | Caratteristiche e condizioni di misura | Min. | Tip. | Max. | Unità |
|-------------|--|------|--------------|------|------------------|
| h_{FE} | Guadagno di corrente statico (5) | | 95 | | |
| | $I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | 50 | 145 | | |
| | $I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | 100 | 170 | 400 | |
| | $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | 50 | 150 | | |
| | $I_C = 100 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | | | |
| V_{BEsat} | Tensione di saturazione di base (5) $I_C = 100 \text{ mA}$ $I_B = 10 \text{ mA}$ | | 0,80 | 0,90 | V |
| V_{BE} | Tensione base-emettitore (5) | | | | |
| | $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 100 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 0,65 0,75 | | V V |
| V_{CEsat} | Tensione di saturazione di collettore (5) | | | | |
| | $I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}$ $I_B = 10 \text{ mA}$ | | 0,13 0,40 | 1 | V V |
| I_{CBO} | Corrente inversa di collettore $V_{CB} = 20 \text{ V}$ $I_E = 0$ | | 0,3 | 100 | nA |
| I_{CBO} | Corrente inversa di collettore (65°C) $V_{CB} = 20 \text{ V}$ $I_E = 0$ | | 0,2 | 5 | μA |
| BV_{CBO} | Tensione di « breakdown » collettore-base $I_C = 100 \mu\text{A}$ $I_E = 0$ | 40 | | V | |
| BV_{EBO} | Tensione di « breakdown » emettitore-base $I_E = 100 \mu\text{A}$ $I_C = 0$ | 5 | | V | |
| LV_{CEO} | Tensione di mantenimento collettore-emettitore (4 e 5) $I_C = 30 \text{ mA}$ $I_B = 0$ | 30 | | V | |
| h_{fe} | Guadagno di corrente per piccoli segnali ($f = 1 \text{ kHz}$) $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 170 | | |
| h_{ie} | Resistenza di ingresso ($f = 1 \text{ kHz}$) $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 550 | | |
| h_{oe} | Conduttanza di uscita ($f = 1 \text{ kHz}$) $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 50 | | μmho |
| h_{re} | Rapporto di reazione di tensione ($f = 1 \text{ kHz}$) $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 0,9 | | $\times 10^{-4}$ |
| h_{fe} | Guadagno di corrente in alta frequenza ($f = 20 \text{ MHz}$) $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ | | 4 | | |
| C_{cbo} | Capacità collettore-base $I_E = 0$ $V_{CB} = 10 \text{ V}$ | | 12 | 25 | pF |

VALORI MASSIMI ASSOLUTI (1)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ salvo diversa indicazione

Tensioni e Correnti

| | |
|-------------------------|-------------------------|
| Collettore-Base | $V_{CBO} = 40\text{ V}$ |
| Collettore-Elettore (4) | $V_{CEO} = 30\text{ V}$ |
| Elettore-aBse | $V_{EBO} = 5\text{ V}$ |
| Corrente di collettore | $I_C = 200\text{ mA}$ |

Temperature

| | |
|--|--|
| Temperatura di immagazzinamento | T_{STG} da -55°C a 125°C |
| Temperatura di giunzione | T_j 125°C |
| Temperatura dei fili (per saldatura durata 10 s) | T_L 260°C |

Potenza (2 e 3)

| | |
|--|-----------------------|
| Dissipazione a 25°C di temperatura del contenitore | P_D $0,80\text{ W}$ |
| Dissipazione a 25°C di temperatura ambiente | P_D $0,30\text{ W}$ |

Dissipazione a 45°C di temperatura ambiente P_D $0,24\text{ W}$

Note:

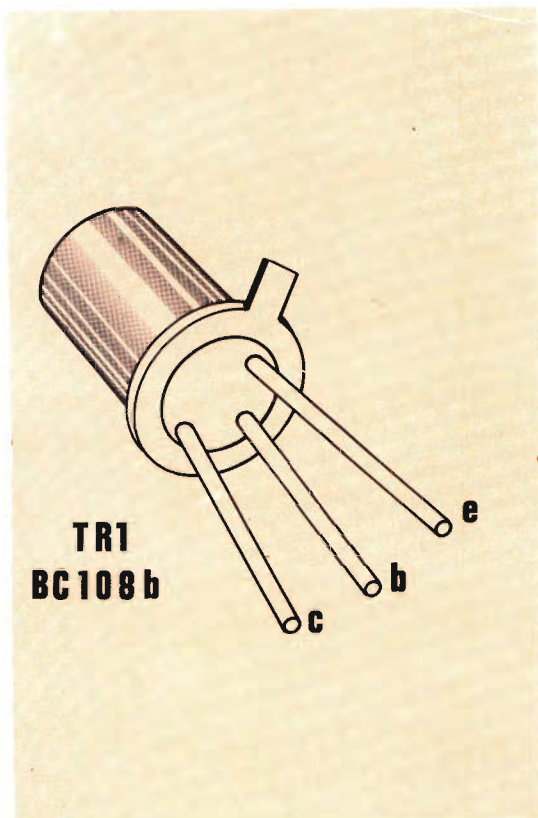
1) Questi valori massimi assoluti sono valori limite che, se superati, possono causare un danno permanente al dispositivo.

2) Questi limiti si intendono applicabili nel caso di regime stazionario (in corrente continua).

3) Questi valori massimi assoluti comportano una temperatura massima di giunzione di 125°C una resistenza termica giunzione-contenitore di 125°C/W (che corrisponde ad un fattore di riduzione di $8\text{ mW}/^\circ\text{C}$) ed una resistenza termica giunzione-ambiente di 333°C/W (che corrisponde ad un fattore di riduzione di $3\text{ mW}/^\circ\text{C}$).

4) Questi valori massimi assoluti si riferiscono ad un punto ad alta corrente in cui la tensione collettore-elettore ha un minimo.

5) Misurata ad impulsi: lunghezza dell'impulso = $300\text{ }\mu\text{s}$; coefficiente di riempimento = 1% .



TRANSISTOR AL SILICIO PLANARE EPITASSIALE BC 108

Il transistor NPN planare epitassiale BC 108 è adatto per l'impiego come preamplificatore e pilota di bassa frequenza.

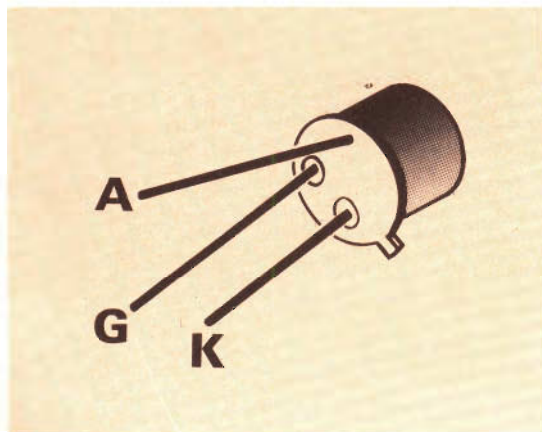
DATI TECNICI

| | | | |
|---|-----------|------|---------------------|
| Tensione collettore-elettore ($V_{BE} = 0$) | V_{CES} | max | 30 V |
| Tensione collettore-elettore (base aperta) | V_{CEO} | max | 20 V |
| Corrente di collettore (valore di picco) | I_{CM} | max | 200 mA |
| Potenza dissipata totale a $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ | P_{tot} | max | 300 mW |
| Temperatura di giunzione | T_j | max | 175°C |
| Fattore di amplificazione di corrente a $T_j = 25^\circ\text{C}$ | h_{fe} | > | 125 |
| $I_C = 2\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ kHz}$ | | < | 900 |
| Frequenza di transizione | f_T | typ. | 300 MHz |
| Figura di rumore a $R_s = 2\text{ k}\Omega$ $I_C = 200\text{ }\mu\text{A}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$; $B = 200\text{ Hz}$ | F | typ. | 2 dB |

TRIAC AL SILICIO 40530

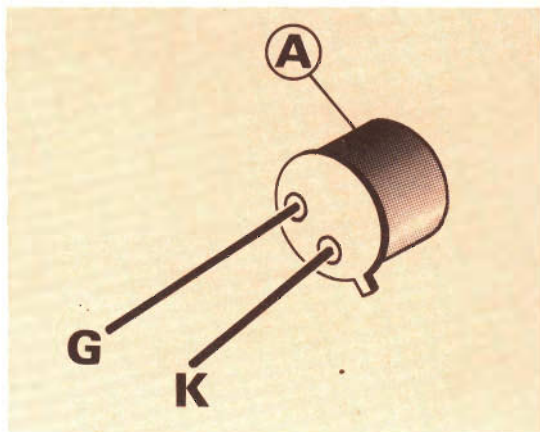
Sono triac con porta controllata, ad onda completa progettati quali uso di interruttore ad intermittenza e funzionanti con tensione di porta di polarità negativa o positiva.

Questi tipi sono usati in circuiti di bassa potenza applicati come controlli di fase o commutazioni di determinati carichi.



TRIAC AL SILICIO 40664

Sono Triac con porta controllata ad onda completa e progettati per commutazioni in corrente alternata. Questi componenti trovano diffuso impiego in apparati con luci ad intermittenza avente come carico applicativo un carico resistivo.



DATI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO

| | | |
|---|--|-----------------------------|
| Tensione di picco ripetitivo OFF-State (porta aperta) per $T_j = -40$ a $+100^\circ\text{C}$ | V_{DROM} | 400 V |
| Valore efficace della corrente ON-State per temperatura del contenitore di $+75^\circ\text{C}$ e una conduzione angolare di 360° | $I_{\text{T (RMS)}}$ | 2,5 A |
| Valore efficace della corrente ON-State per un'onda completa della tensione principale applicata | I_{TSM} | 25 A |
| Porta-Picco di corrente (trigger) per $1 \mu\text{s max}$ | I_{GTM} | 0,5 A |
| Porta-Potenza dissipata picco (per $1 \mu\text{s max}$ e $I_{\text{GTM}} \leq 0,5$ A) medio | P_{CM} $P_{\text{G (AV)}}$ | 10 W 0,15 W |
| Campo di temperatura immagazzinaggio | | -40 a 150°C |
| funzionamento (contenitore) | | -40 a 100°C |

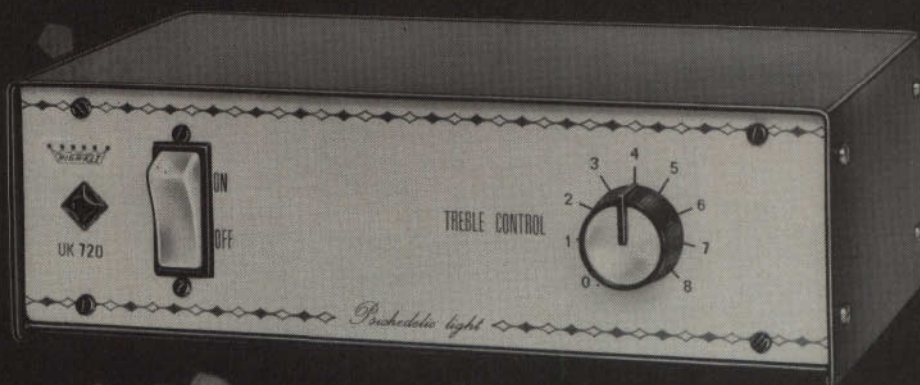
DATI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO

| Frequenza di lavoro con 50/60 Hz, tensione alternata sinusoidale e carico resistivo | | |
|---|--|------------------------------|
| Tensione di picco ripetitivo OFF-State (porta aperta) per $T_j = -65$ a $+100^\circ\text{C}$ | V_{DROM} | 450 V |
| Valore efficace della corrente ON-State per temperatura del contenitore di $+75^\circ\text{C}$ e una conduzione angolare di 360° | $I_{\text{T (RMS)}}$ | 6 A |
| Sovracorrente di picco non ripetitivo ON-STATE per una onda completa della tensione principale applicata (60 Hz sinusoidale) | I_{TSM} | 100 A |
| princiale applicata (50 Hz sinusoidale) | | 84 A |
| Porta - Picco di corrente (trigger) per $1 \mu\text{s max}$ | I_{GTM} | 4 A |
| Porta - Potenza dissipata picco per $1 \mu\text{s max}$ e $I_{\text{GTM}} \leq 4$ A (picco) medio | P_{GM} $P_{\text{G (AV)}}$ | 16 W 0,2 W |
| Campo di temperatura immagazzinaggio | | -65 a $+150^\circ\text{C}$ |
| funzionamento (contenitore) | | -65 a $+100^\circ\text{C}$ |
| saldatura (contenitore) | | 225°C |



PSICHEDELIC - LIGHT TREBLE FREQUENCY

UK 720



Questo montaggio permette di ottenere un singolare e piacevole effetto psichedelico sulle frequenze musicali acute. A tale scopo richiede solamente l'impiego di alcune lampade di colore blu per le quali può sopportare un carico massimo di 150 W.

In unione agli UK 725 e UK 730, inoltre, consente la realizzazione di un vero e proprio complesso psichedelico capace di coprire l'intera gamma di frequenze musicali e di creare effetti colorati particolarmente brillanti.

Funzionamento

Il funzionamento del circuito è deducibile dallo schema di fig. 1, nel quale si nota che il segnale di B.F. applicato in ingresso al punto D viene inviato alla base di TR1 attraverso il condensatore di accoppiamento C1 ed il potenziometro P1 che regola il segnale nella quantità voluta.

La bobina L2 e il condensatore C2 posti in parallelo formano un circuito risonante che permette, alle frequenze superiori a 7 kHz, di essere amplificate da TR1.

Anche lo stadio comprendente il transistor TR2 è un amplificatore. Il trasformatore T1 pilota il Triac in funzione della tensione modulata applicata al suo primario ed, inoltre, isola la parte a 6 Vc.c. da quella funzionante con la tensione di rete.

La bobina L1 e il condensatore C5 costituiscono un filtro che elimina i disturbi provocati dal funzionamento impulsivo del Triac. Il segnale per pilotare l'UK 720 può essere prelevato ai capi di un altoparlante oppure prima del potenziometro di volume dell'amplificatore. Quest'ultimo caso è da considerarsi il più idoneo in quanto il funzionamento dell'apparecchio risulta indipendente dalla intensità sonora erogata dall'amplificatore.

La tensione di alimentazione a 6 Vc.c. può essere fornita dall'esterno tramite l'apposita presa applicata al pannello posteriore indicante INPUT-DC: la figura 6 ne indica i vari collegamenti esterni; oppure dell'alimentatore UK 625 particolarmente adatto a tale scopo, il cui fissaggio meccanico è illustrato chiaramente nell'opuscolo introduttivo, mentre per la parte elettrica è sufficiente collegare due fili facenti capo al primario del trasformatore ai rispettivi punti Y-L riferiti sulla bassetta C.S. dell'UK 720 e due fili per il positivo + e negativo - riferiti alla bassetta nei punti + e X.

Attenzione: la potenza che il Triac può pilotare è di 150 W resistivi, quindi non superare mai questa potenza onde danneggiare irrimediabilmente il Triac.

Montaggio

Per la fase di cablaggio è ormai consuetudine dei montaggi HIGH-KIT illustrare in modo chiaro e sicuro l'inserzione dei componenti per mezzo della vista serigrafica sulla piastra a circuito stampato visibile in fig. 2.

Qui di seguito viene fornito un dettagliato ordine di inserimento dei componenti che facilita la realizzazione del mon-

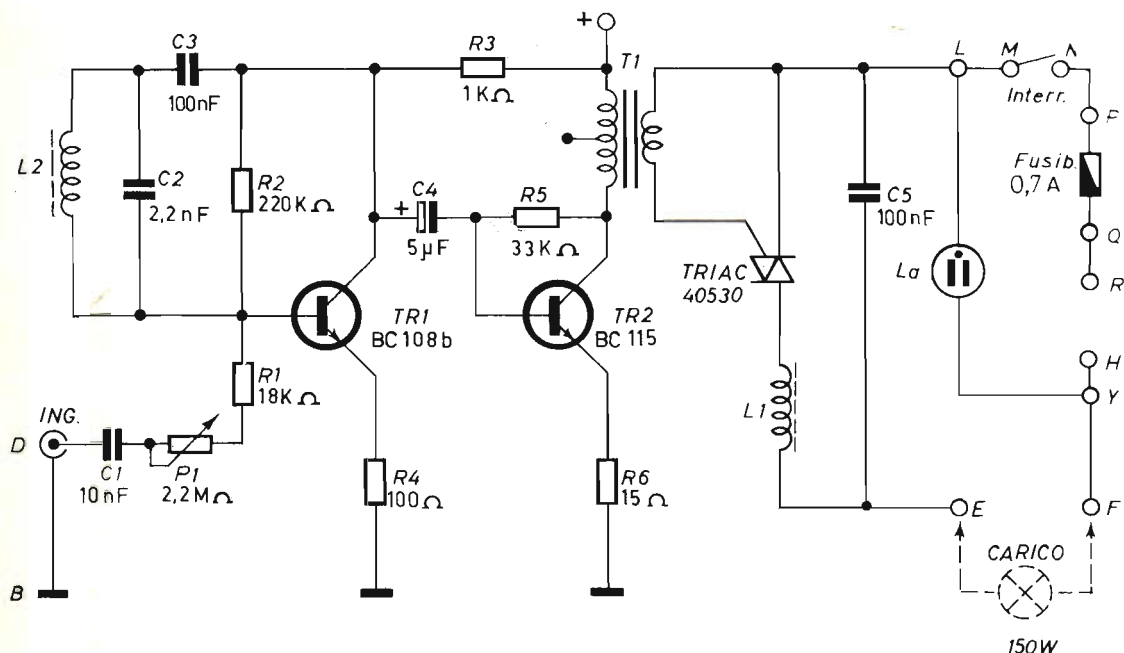


Fig. 1 - Schema elettrico.

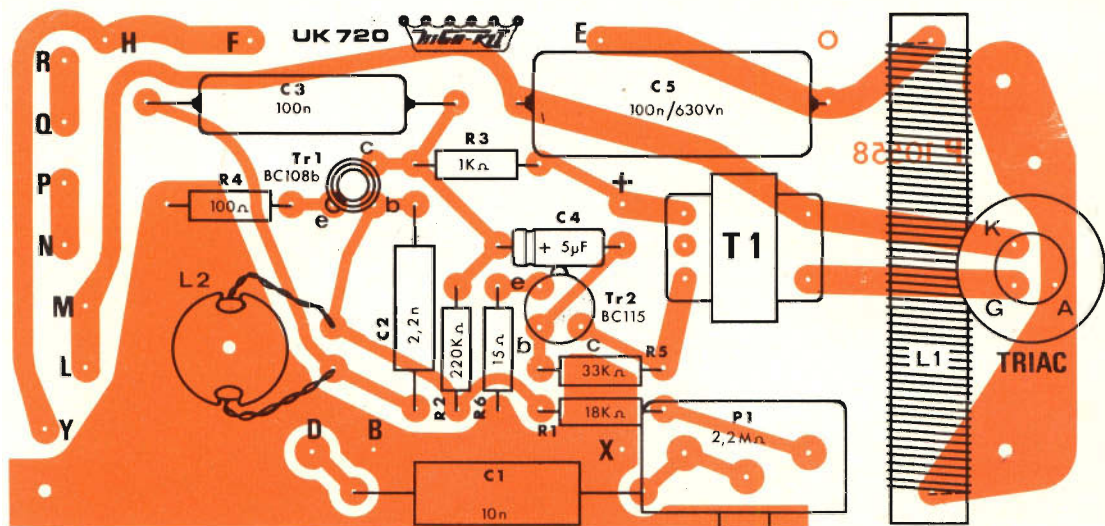


Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato.

taggio stesso: montare gli ancoraggi per C.S. ai rispettivi punti B - + - D - E - F - H - Y - L - M - N - P - Q - R, i resistori, gli zoccoli per transistor, corrispondenti al tipo di transistor riferito sulla serigrafia e riconoscibili chiaramente nel depliant introduttivo, i condensatori, rispettando la polarità per i tipi elettrolitici, le bobine L2 e L1, il trasformatore T1 ed infine il Triac e i transistor.

Per il montaggio della bobina L1 e del Triac, occorre osservare alcune indispensabili precauzioni poiché questi componenti sono sottoposti direttamente alla tensione di rete 220 V, per cui, oltre ad un fissaggio sicuro, è doveroso evitare che si possa avere un dannoso contatto con altri componenti. I tubetti isolati calzati sui terminali del Triac evitano eventuali contatti tra loro e delimitano la di-

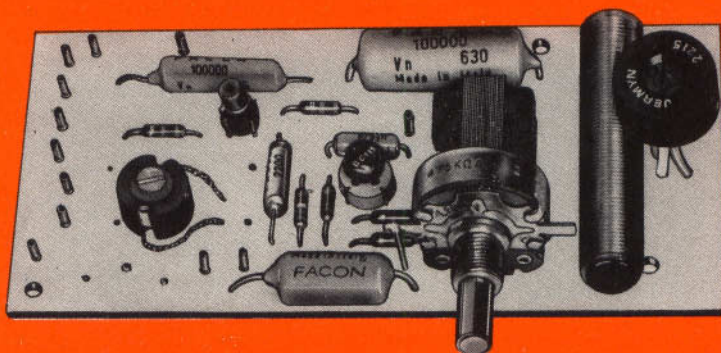
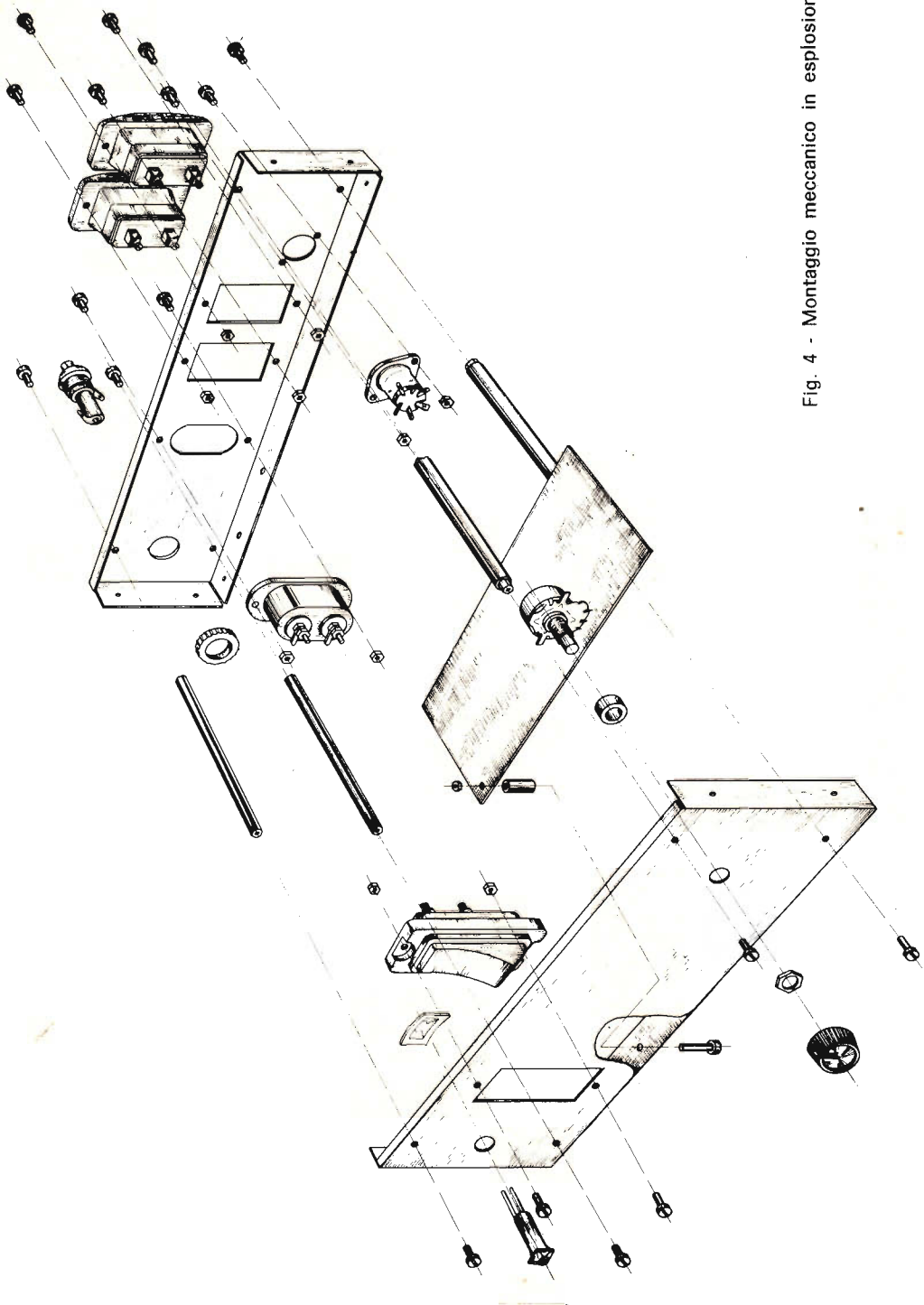


Fig. 3 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato.

Fig. 4 - Montaggio meccanico in esplosione



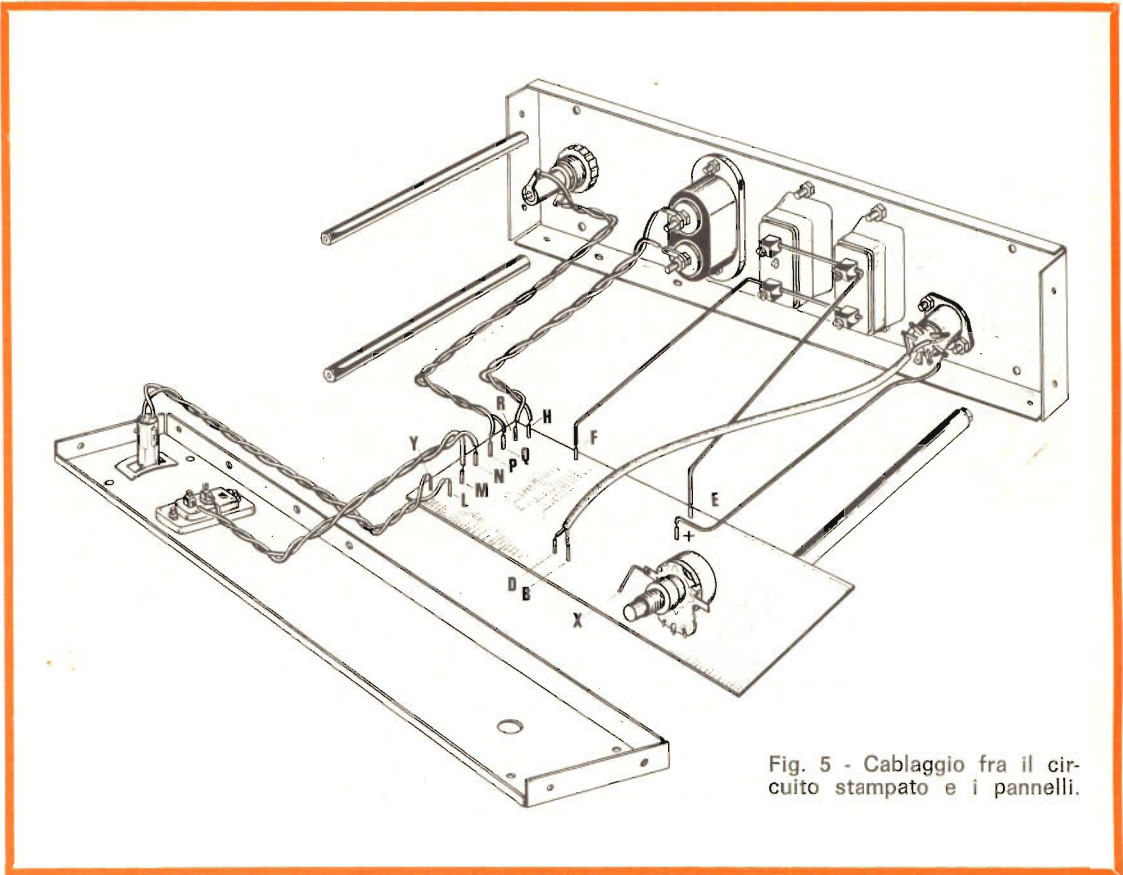


Fig. 5 - Cablaggio fra il circuito stampato e i pannelli.

stanza fra la bobina L1 e la base del dissipatore. Per il fissaggio del dissipatore al Triac seguire scrupolosamente le indicazioni dell'opuscolo introduttivo.

Il potenziometro P1 è del tipo con fissaggio a circuito stampato, non si hanno perciò problemi di fissaggio meccanico e necessita solamente fare in modo che lo schermo metallico sia collegato a massa con uno spezzone di filo rigido, il quale deve essere saldato tra la linguetta dello schermo e il punto X della basetta C.S.

La foto di fig. 3 illustra la piastra C.S. a montaggio ultimato.

Il montaggio finale consiste nell'unire la parte elettrica a quella meccanica e a tale scopo, la fig. 4 mostra una vista esplosa dei vari componenti comprendente il pannello anteriore e posteriore, le colonnine esagonali distanziatrici e nonché il circuito stampato che facilita parecchio tutto il lavoro.

L'assemblaggio è semplificato se si segue il seguente ordine: fissare al pannello il portafusibile, la spina bipolare a

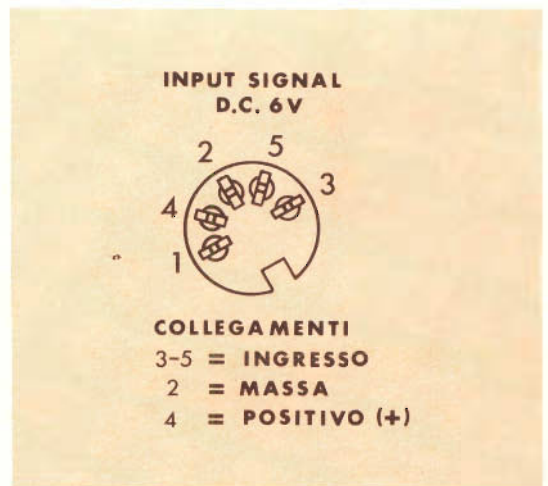


Fig. 6 - Presa per segnale B.F. e alimentazione. Vista lato pannello.

vaschetta, le due prese da pannello e la presa a 5 poli nel modo indicato nella citata figura 4; saldare ai terminali del portafusibile cm 15 di filo intrecciato, saldare alle linguette della spina bipolare cm 8 di filo intrecciato, collegare ai morsetti delle due prese cm 10 di filo nudo, come indica la fig. 5, saldare ai terminali della presa a 5 poli il cavetto schermato con la calza schermata al terminale 2 e il filo centrale ai terminali 3 - 5, infine al terminale 4 collegare il filo rosso.

La disposizione dei vari collegamenti alla presa citata è visibile in fig. 6.

A questo punto è necessario considerare il montaggio del pannello anteriore e a tale scopo è necessario fissare l'interruttore con due viti da 2,6 MA, quindi il segnalatore rosso con una apposita pre-stola e infine il circuito stampato completo dei suoi componenti.

Per il fissaggio del circuito occorre interporre una colonnina distanziatrice tra la piastra e il telaio come si nota nello spaccato di fig. 4.

Interporre tra il potenziometro e il pannello anteriore l'apposito distanziatore in di fissare con dado e applicare la relativa

manopola. Ora, dopo aver eseguito con ordine quanto suggerito, è sufficiente unire le due parti premontate interponendovi le quattro colonnine esagonali e tenendo presente che le due sul lato del potenziometro devono essere coperte da cm 10,5 di tubetto di vipla in modo da isolarle da accidentali contatti con le parti sottoposte a tensione di rete 220 V.

Per il cablaggio finale seguire le indicazioni della fig. 5.

La figura 7 illustra l'aspetto a cablaggio ultimato dell'UK 720.

Concludendo il capitolo riguardante il montaggio, è doveroso precisare che il contenitore non è compreso nella confezione dell'UK 720 ma è facilmente reperibile presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. col numero OO/0950-00 di catalogo.

Applicazioni

La particolare caratteristica di questo montaggio è quella di « illuminare », cioè rendere visibile mediante una luce, una determinata gamma della frequenza musicale e in particolare quella delle frequenze acute, quindi il suo impiego è con-

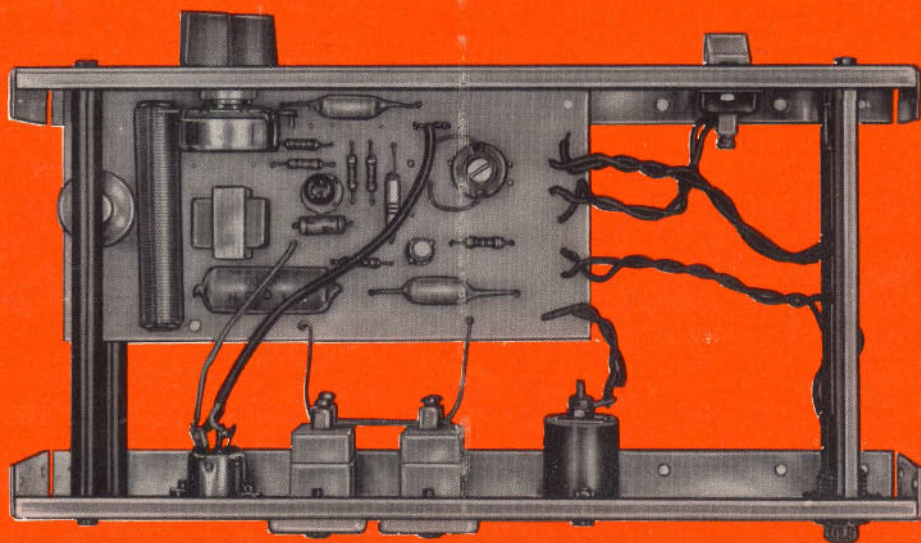


Fig. 7 - Aspetto dell'UK 720 a cablaggio ultimato.

sigliato in una sala da ballo o in un locale del vostro appartamento dedicato al relax musicale dove le note di un violino che sono a frequenze acute generano per mezzo dell'UK 720 una determinata intensità di luce. Ma come ben si sa, un'orchestra è costituita da vari strumenti che emettono suoni di frequenze diverse, e per coprire tutta la gamma è sufficiente unire a questo montaggio l'UK 725 funzionante per le frequenze medie e l'UK 730 per le frequenze basse; in tal modo verrà « illuminata » l'intera gamma musicale.

Il colore delle lampade consigliate è il seguente: lampade blu (UK 720) per le frequenze alte, gialle (UK 725) per le medie e rosse (UK 730) per le basse. Il numero delle lampade può essere scelto a piacimento, anche una sola, purché non si superino i 150 W per ogni singolo montaggio.

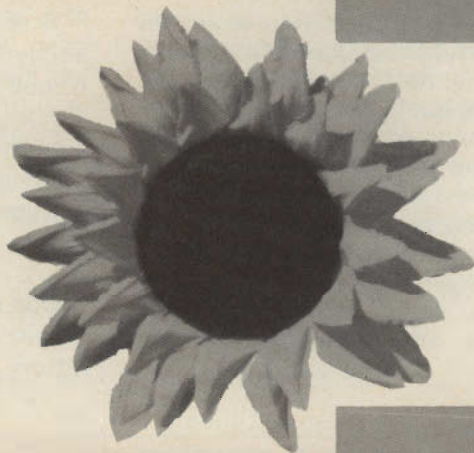
Una diversa applicazione di questo montaggio è lasciata alla libera fantasia del lettore.

ELENCO DEI COMPONENTI

| N° | SIGLA | DESCRIZIONE | N° | SIGLA | DESCRIZIONE |
|----|-------|---|-------|-------|---|
| 1 | R1 | resistore da 18 k Ω | 1 | — | segnalatore 9,5 x 9,5 completo di prestola di fissaggio |
| 1 | R2 | resistore da 220 k Ω | 1 | — | fusibile |
| 1 | R3 | resistore da 1 k Ω | 1 | — | manopola |
| 1 | R4 | resistore da 100 Ω | 1 | — | distanziatore per P1 |
| 1 | R5 | resistore da 33 k Ω | 1 | — | distanziatore per C.S. |
| 1 | R6 | resistore da 15 Ω | 1 | — | assieme mascherina frontale |
| 1 | C1 | condensatore da 10 nF | 1 | — | assieme mascherina posteriore |
| 1 | C2 | condensatore da 2,2 nF | 4 | — | tiranti |
| 1 | C3 | condensatore da 100 nF | 2 | — | viti 2,6 MA x 10 testa cilindrica |
| 1 | C4 | condensatore elettrolitico da 5 μ F | 2 | — | dadi 2,6 MA |
| 1 | C5 | 100 nF 630 V | 1 | — | vite 3 MA x 18 |
| 1 | P1 | potenziometro da 2,2 M Ω | 2 | — | viti 3 MA x 10 brunite testa cilindrica |
| 2 | — | zoccoli per transistor | 4 | — | viti 3 MA x 10 TS |
| 1 | TR1 | transistor BC108b | 2 | — | viti 3 MA x 6 testa cil. |
| 1 | TR2 | transistor BC115 | 8 | — | viti 3 MA x 8 testa cil. |
| 1 | TRIAC | 40530 | 11 | — | dadi 3 MA |
| 1 | T1 | trasformatore | 1 | — | presa a 5 poli |
| 1 | L1 | bobina antidisturbo | 2 | — | terminali semplici |
| 1 | L2 | bobina equalizzatrice | cm 60 | — | filo nero |
| 1 | C.S. | circuito stampato | cm 10 | — | filo rosso |
| 1 | — | dissipatore | cm 20 | — | filo nudo \varnothing 1 mm |
| 1 | — | portafusibile | cm 15 | — | cavetto schermato unip. |
| 2 | — | prese da pannello | cm 22 | — | tubetto vipla \varnothing 7 mm |
| 1 | — | interruttore | | | |
| 1 | — | spina bipol. a vaschetta | | | |
| 13 | — | ancoraggi per C.S. | | | |

Kit completo UK 720 - SM/1720-00. In confezione « Self-Service ».

Bloy



UT/523



Soprammobile. Cinescopio da 23" - 110° autoprotetto tipo «Alluminated Single Bond». 38 funzioni elettroniche. Telaio orizzontale, per una facile manutenzione, a due circuiti PCB separati. Gruppo VHF a dodici posizioni con circuito di ingresso tipo «Neutrode» a bassissimo fruscio ed elevata sensibilità.

Gruppo UHF a sintonia continua con due mesatransistor.

Prese per antenne esterne. Commutazione istantanea per la ricezione del 1° e 2° canale. Controllo automatico di sensibilità.

Elevata finezza di dettaglio. Controllo di tono. Circuito audio di tipo speciale con altoparlante frontale. Con vetro speciale antiriverbero di nuova concezione che consente una visione nitida e riposante.

Potenza d'uscita: 3 W.

Alimentazione: in corrente alternata - 220 V - 50 Hz.

Dimensioni: 670 x 350 x 470.





PSICHEDELIC LIGHT MIDDLE FREQUENCY

UK 725



Unendo questo montaggio all'UK 720 e all'UK 730 si avrà un completo impianto per luci psichedeliche; impiegandolo da solo si otterrà un apparecchio in grado di trasformare le frequenze musicali comprese tra 1.000 e 5.000 Hz in segnali luminosi dalle ottime caratteristiche psichedeliche. In entrambi i casi, pur con risultati certamente diversi, si avrà a disposizione un'innequivocabile fonte di relax e di piacevoli sensazioni. Se a ciò si aggiunge la facilità di montaggio e il basso costo, che contraddistinguono tutte le realizzazioni HIGH-KIT, si vedrà che questo apparecchio può rappresentare l'amico fedele delle ore più liete.

Funzionamento

Osservando il circuito elettrico di fig. 1 si nota che il segnale di bassa frequenza applicato in ingresso al punto (f) viene portato a TR1 per mezzo del potenziometro P1 che serve a dosare la quantità di segnale da fornire alla base. I condensatori C2 da 4,7 nF e C1 da 10 nF costituiscono un filtro passa banda che consente il passaggio alle sole frequenze medie, le quali, amplificate da TR1, sono accoppiate tramite il condensatore C3 al transistor TR2, che, agendo da amplificatore, fornisce una tensione modulata alla sezione primaria del trasformatore T1. Al secondario dello stesso si ha la tensione necessaria per pilotare il Triac.

Il trasformatore T1 separa le due sezioni funzionanti a tensioni diverse: 6 Vc.c. per il primario e 220 Vc.c. per il secondario. La bobina L1 e il condensatore C4 costituiscono un filtro che elimina i disturbi provocati dal funzionamento impulsivo del Triac.

Il segnale di bassa frequenza può essere prelevato ai capi di un altoparlante oppure prima del potenziometro di volume dell'amplificatore, in quest'ultimo caso si ha un funzionamento indipendente

dall'intensità sonora prodotta dall'altoparlante. La tensione d'alimentazione per la sezione B.F. è di 6 Vc.c., questa tensione può essere fornita esternamente tramite l'apposita presa posta sul pannello posteriore indicante INPUT-DC, oppure dall'alimentatore UK 620, progettato dai tecnici dell'HIGH-KIT particolarmente per tale funzione. Nel caso di collegamento alla presa INPUT-DC vedere lo schema fig. 6.

Per il fissaggio meccanico dell'UK 625 seguire le indicazioni riportate nell'opuscolo introduttivo; per il collegamento elettrico invece è necessario saldare due fili tra i capi del primario del trasformatore e i punti d-a riferiti alla basetta dell'UK-725, il positivo dell'alimentatore al + e il negativo al punto X.

La potenza che il Triac è in grado di pilotare è di 150 W resistivi, quindi il carico delle lampade non deve assolutamente superare tale limite:

Montaggio

La disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato, visibile in fig. 2 facilita il lavoro anche ai meno esperti nella realizzazione di montaggi elettronici. Si esegue il montaggio in quest'ordi-

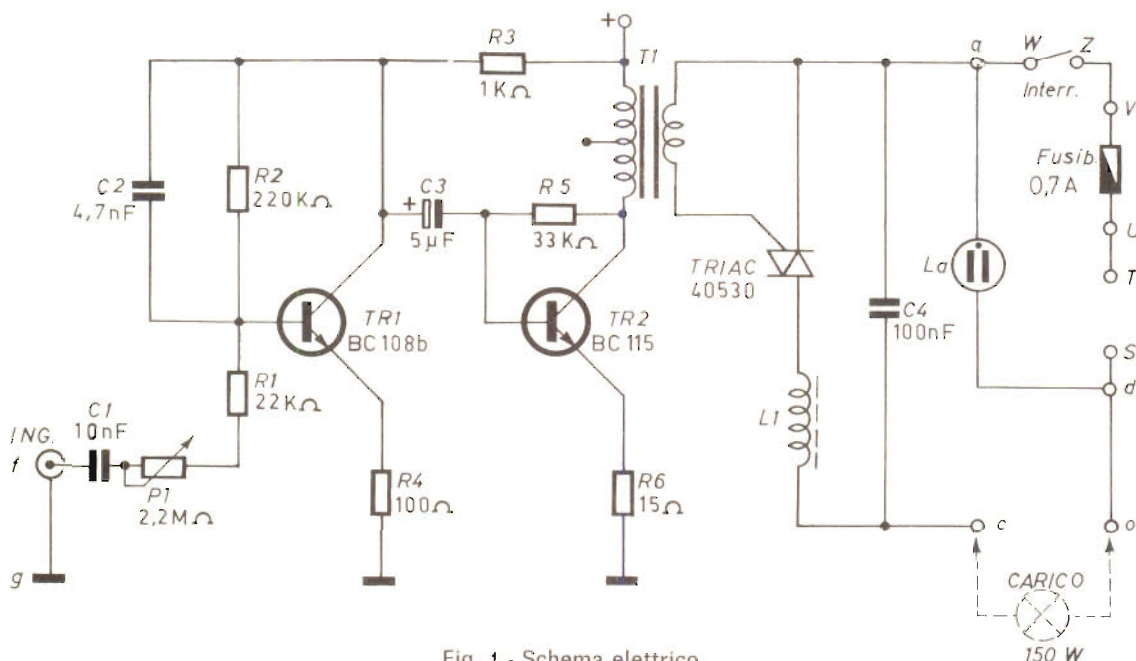


Fig. 1 - Schema elettrico.

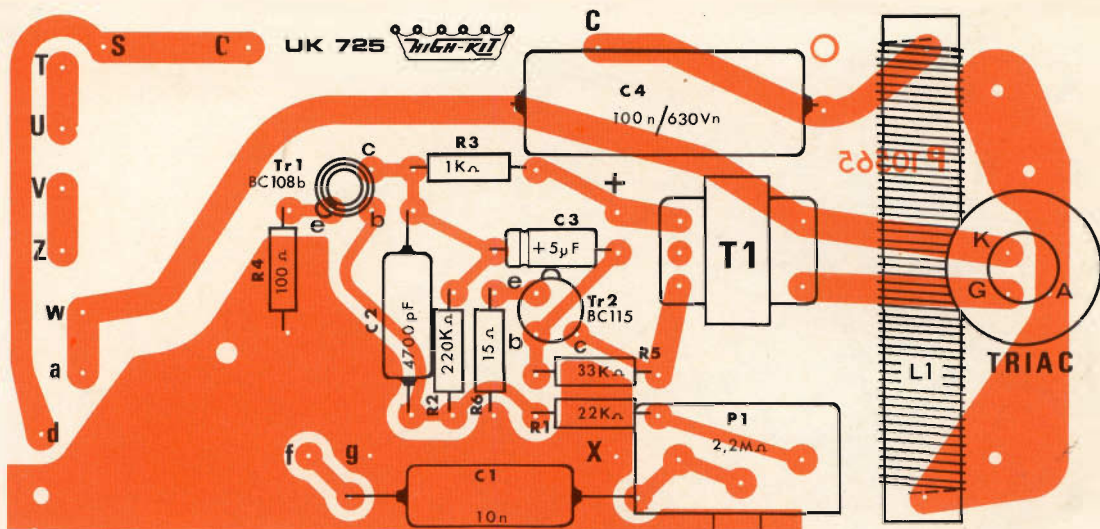


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

ne: montare gli ancoraggi per C.S. nei punti f - g - + - a - c - o - d - S - T - U - V - Z - W, i resistori, i condensatori (rispettando la polarità per i tipi elettrolitici), gli zoccoli per transistor corrispondenti al tipo richiamato nella serigrafia e riconoscibili nell'opuscolo introduttivo, la bobina L1, il trasformatore T1 e, per ultimi, il Triac e i transistor.

Per il montaggio della bobina L1 e del Triac occorrono alcune precauzioni in quanto questi componenti sono sottoposti direttamente alla tensione di rete 220 V, quindi oltre a curare che il fissaggio sia sicuro, è necessario evitare il contatto con altri componenti.

I tubetti isolati calzati sui terminali del Triac evitano eventuali contatti tra gli

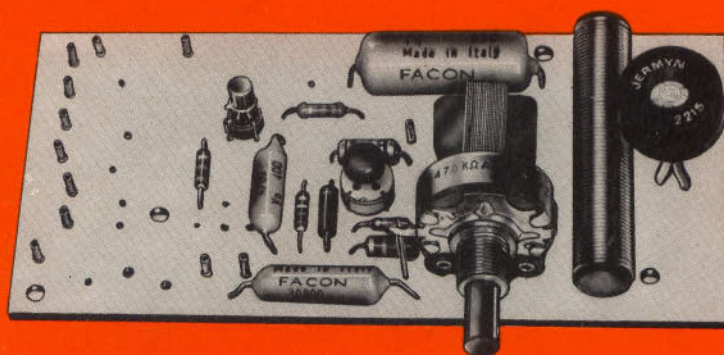


Fig. 3 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato.

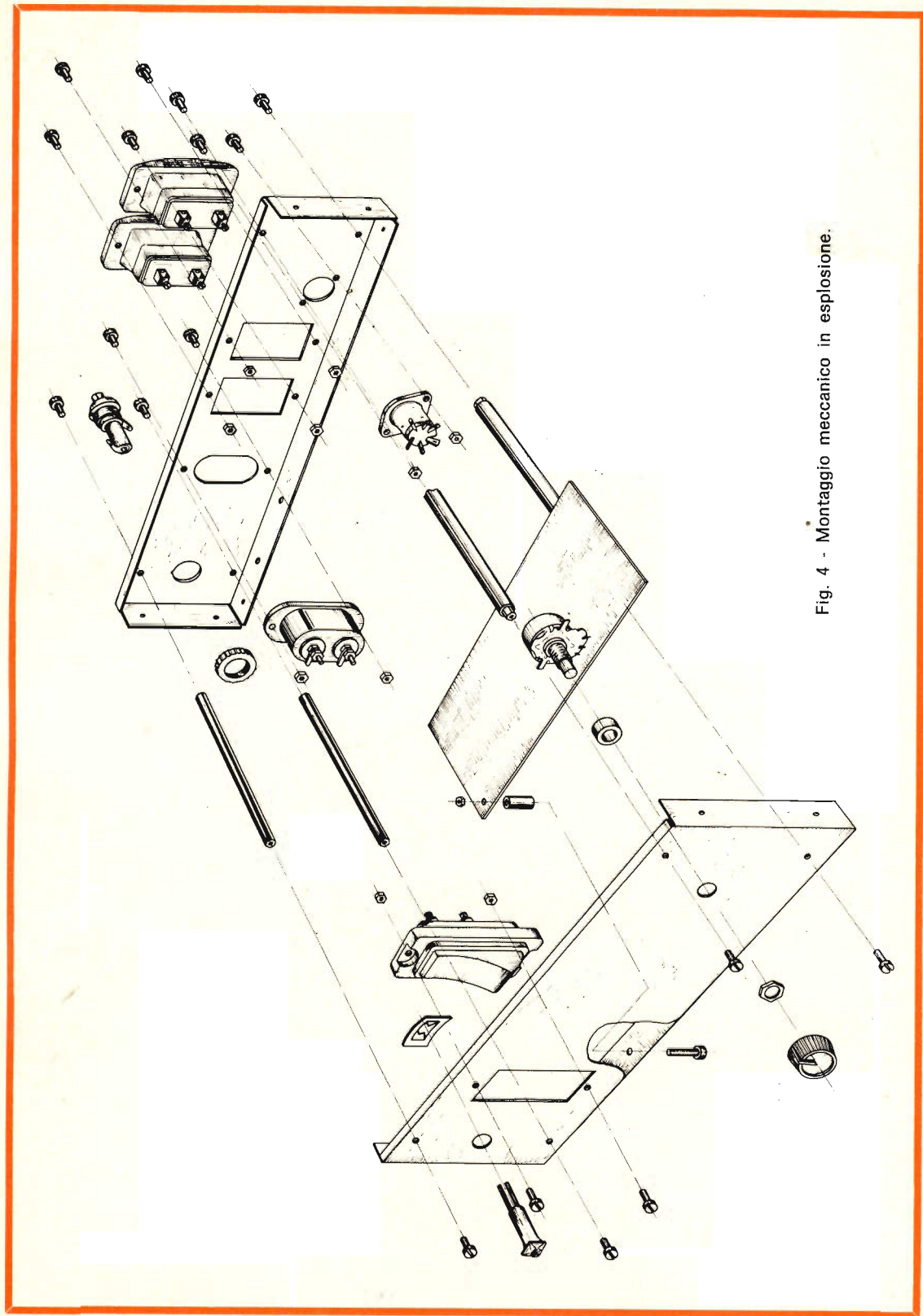


Fig. 4 - Montaggio meccanico in esplosione.

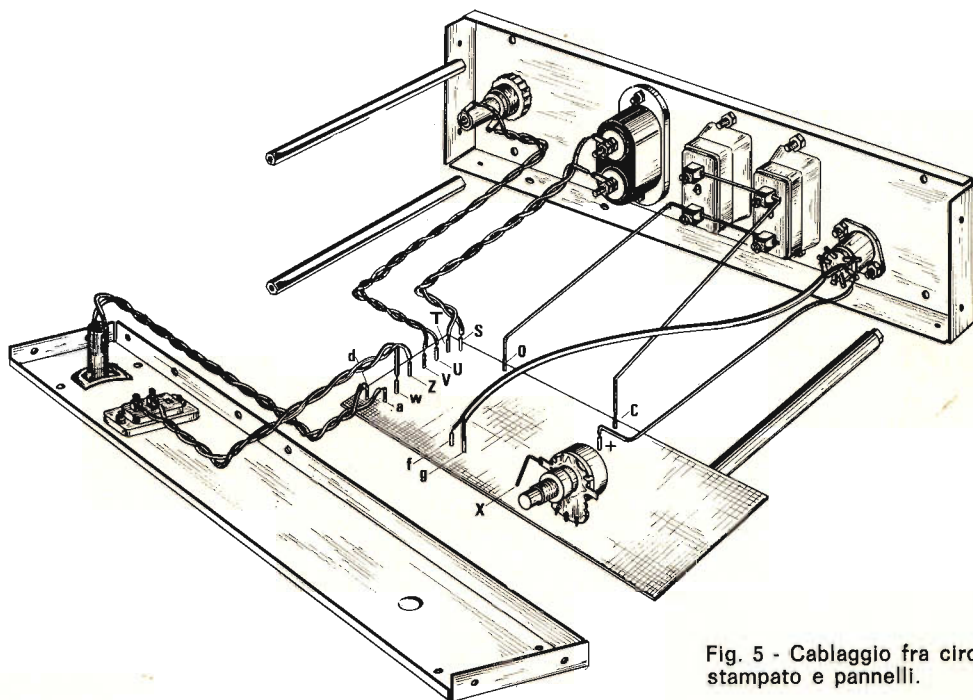


Fig. 5 - Cablaggio fra circuito stampato e pannelli.

stessi terminali e delimitano la distanza tra la bobina L1 e la base del dissipatore. Per il fissaggio del Triac al dissipatore consultare il depliant introduttivo.

Il potenziometro P1 essendo con terminali a circuito stampato non ha bisogno di fissaggio meccanico inoltre lo schermo metallico va connesso alla massa (punto X) con filo nudo. In fig. 3 è visibile la basetta a montaggio ultimato il che dà una chiara visione della piastra finita.

La seconda fase di montaggio riguarda l'unione della parte meccanica a quella elettrica.

In fig. 4 si nota una vista esplosa dei vari componenti composta da pannello anteriore e posteriore, 4 colonnine esagonali il circuito stampato e accessori vari. Per facilitare il montaggio totale si consiglia il premontaggio delle parti staccate.

A tale scopo è necessario fissare al pannello posteriore il portafusibile, la spina

bipolare a vaschetta, le due prese da pannello e la presa a 5 poli nel modo indicato nella citata fig. 4.

Ciò fatto, saldare ai terminali del portafusibile cm 15 di filo nero intrecciato, saldare alle linguette delle spine cm 8 di filo

INPUT SIGNAL
D.C. 6V



COLLEGAMENTI

3-5 = INGRESSO

2 = MASSA

4 = POSITIVO (+)

Fig. 6 - Presa per segnale B.F. e alimentazione. Vista lato pannello.

intrecciato, collegare ai morsetti delle due prese adiacenti cm 10 di filo nudo come da fig. 5. Dopo di che saldare ai terminali della presa a 5 poli il cavetto schermato collegando la calza metallica al terminale 2 e il conduttore centrale ai terminali 3-5, saldare cm 10 di filo rosso al terminale 4.

La disposizione dei terminali di collegamento della presa a 5 poli è illustrata in fig. 6.

A questo punto fissare al pannello anteriore l'interruttore, il segnalatore rosso per mezzo della apposita prestola e il circuito stampato completo dei suoi componenti. Per il fissaggio del circuito stampato interporre una colonnina distanziatrice tra la piastra C.S. e il telaio come si nota nello spaccato di fig. 4.

Interporre tra il potenziometro e il pannello anteriore l'apposito distanziatore e fissare con dado, infine applicare la manopola.

Dopo aver eseguito con cura queste operazioni è sufficiente unire i due pannelli interponendo tra loro le quattro co-

lonnine esagonali, tenendo presente che le due attigie al potenziometro siano coperte da cm 10,5 di tubetto vipla in modo tale da rendere più protetta la zona sottoposta a 220 V. Per il cablaggio finale vedere il disegno di fig. 5.

A montaggio ultimato il tutto deve apparire come è illustrato nella foto di fig. 7.

Al riguardo del contenitore, come è visibile nella foto che illustra il titolo, è bene impiegare il tipo G.B.C. OO/0950-00, fornibile a richiesta, che consente una facile ed esteticamente pregevole realizzazione finale.

Applicazioni

La particolare caratteristica di questo montaggio consente di rendere « visibile » una determinata gamma di frequenze musicali. La banda di frequenze interessata a questo montaggio è compresa fra 1.000 Hz e 5.000 Hz, quindi comprendente una serie di strumenti musicali. L'apparecchio è idoneo a funzionare sia in una sala da ballo che nel locale di un appartamento dedicato al relax musicale.

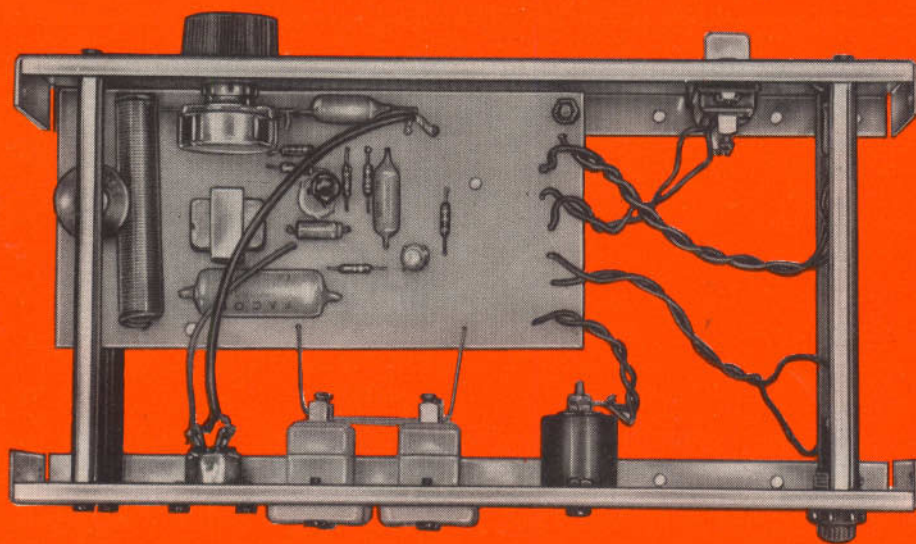


Fig. 7 - Aspetto dell'UK 725 a cablaggio ultimato.

Per un completo apparato è necessario l'unione degli UK 720 e UK 730 funzionanti rispettivamente; il primo alle frequenze acute e il secondo alle frequenze basse. Il colore delle lampade consigliate è il seguente: le lampade blu per le note acute (UK 720), lampade gialle per le me-

die (UK 725) e lampade rosse per le basse (UK 730) tenendo ben presente che il numero delle lampade (anche una sola) impiegate deve essere scelto in base al carico sopportato da ogni singolo montaggio, il quale non deve tassativamente superare i 150 W.

ELENCO DEI COMPONENTI

| N° | SIGLA | DESCRIZIONE | N° | SIGLA | DESCRIZIONE |
|----|-------|---|-------|-------|--|
| 1 | R1 | resistore da 22 k Ω | 1 | — | segnalatore 9,5 x 9,5 completo di prestola |
| 1 | R2 | resistore da 220 k Ω | 1 | — | fusibile |
| 1 | R3 | resistore da 1 k Ω | 1 | — | distanziatore per potenziometro |
| 1 | R4 | resistore da 100 Ω | 1 | — | manopola |
| 1 | R5 | resistore da 33 k Ω | 1 | — | mascherina frontale |
| 1 | R6 | resistore da 15 Ω | 1 | — | mascherina posteriore |
| 1 | C1 | condensatore da 10 nF | 1 | — | tiranti |
| 1 | C2 | condensatore da 4,7 nF | 4 | — | distanziatore per C.S. |
| 1 | C3 | condensatore elettrolitico da 5 μ F | 1 | — | viti 2,6 MA x 10 testa cilindrica |
| 1 | C4 | condensatore da 100 nF 630 Vn | 2 | — | dadi 2,6 MA |
| 1 | P1 | potenziometro da 2,2 M Ω | 1 | — | vite 3 MA x 18 |
| 2 | — | zoccoli per transistor | 4 | — | viti 3 MA x 10 T.S. |
| 1 | TR1 | transistor BC108b | 2 | — | viti 3 MA x 10 brunite |
| 1 | TR2 | transistor BC115 | 2 | — | viti 3 MA x 6 brunite |
| 1 | TRIAC | triac 40530 | 8 | — | viti 3 MA x 8 brunite |
| 1 | T1 | trasformatore | 11 | — | dadi 3 MA |
| 1 | L1 | bobina antidisturbo | 1 | — | presa a 5 poli |
| 1 | C.S. | circuito stampato | 2 | — | terminali semplici |
| 1 | — | dissipatore | cm 60 | — | filo nero |
| 13 | — | ancoraggi per C.S. | cm 10 | — | filo rosso |
| 1 | — | portafusibile | cm 20 | — | filo nudo \varnothing 1 mm |
| 2 | — | prese da pannello | cm 15 | — | cavetto schermato unipolare |
| 1 | — | interruttore | cm 22 | — | tubetto vipla \varnothing 0,7 mm |
| 1 | — | spina bipolare | | | |

Kit completo UK 725 - SM/1725-00. In confezione « Self-Service ».

Alimentatori

G.B.C.
italiana



SERIE KK e SERIE HT

| TIPO | POT. | ENTRATA | USCITA | USO |
|------------|-------|---------------|---------------------------|---------|
| KK/0003-00 | 1,5 W | 12 ÷ 16 Vc.c. | 7,5 Vc.c. Stabilizzati | EL 3302 |
| KK/0003-02 | 2 | 12 ÷ 16 Vc.c. | 6 Vc.c. Stabilizzati | |
| KK/0003-04 | 2 | 12 ÷ 16 Vc.c. | 9 Vc.c. Stabilizzati | EL 3303 |
| KK/0003-06 | 3,5 | 12 ÷ 16 Vc.c. | 9 Vc.c. Stabilizzati | RG 50 |
| HT/4122-00 | 2 | 220 Vc.a. | 7,5 Vc.c. | EL 3302 |
| HT/4202-00 | 2 | 220 Vc.a. | 9 Vc.c. | EL 3303 |
| HT/4192-00 | 2 | 220 Vc.a. | 9 Vc.c. | |

HIGH-KIT

PSICHEDELIC - LIGHT BASS FREQUENCY



UK 730

Questo circuito, come dice il titolo, permette di ottenere l'effetto di luci psichedeliche, per mezzo di alcune lampade colorate, nel campo delle basse frequenze musicali.

Pur costituendo un circuito completo, al fine di ottenere un vero e proprio complesso per luci psichedeliche capace di rispondere a tutte le frequenze musicali, questo apparecchio trova la sua più valida applicazione in unione ad altri due Kit dello stesso genere e precisamente gli UK 720 e UK 725.

Funzionamento

Osservando il circuito elettrico illustrato in fig. 1 si nota che il segnale di bassa frequenza è applicato tra i punti 2 - 3 in parallelo a P1 e di qui, tramite C1, viene accoppiato alla base del transistor amplificatore. Il potenziometro P1 dà la possibilità di prelevare la quantità di segnale voluta. Il condensatore C3 ha due funzioni: quello di disaccoppiare il segnale per l'uscita nel punto 4 e di accoppiarlo tramite C4 - P2 alla base di TR2. Il potenziometro P2 regola il segnale da inviare agli stadi successivi TR2 e TR3 che sono due stadi di un circuito amplificatore.

Al collettore di TR3 sono collegati il condensatore C6, la cui funzione è di limitare il passaggio delle sole frequenze basse, e il primario del trasformatore T1 il quale fornisce tramite il suo secondario la tensione necessaria a pilotare il Triac. Altra importante funzione di T1 è quella di separare la sezione funzionante a 6 V c.c. con quella funzionante a 220 V di rete. La bobina L1 e il condensatore C7 costituiscono il filtro che elimina i disturbi provocati dal funzionamento impulsivo del Triac. Il segnale di bassa frequenza può essere prelevato ai capi di un altoparlante oppure all'ingresso dell'amplificatore in modo da rendere indipendente il segnale che pilota l'UK 730 dalla potenza erogata dall'altoparlante.

La tensione di alimentazione è di 6 V c.c. per la sezione amplificatrice di bassa frequenza. Questa tensione può essere fornita dall'esterno tramite l'apposita presa posta sul pannello posteriore indicante OUTPUT-MIDDLE o OUTPUT-TREBLE, dalle quali la fig. 6 indica i vari collegamenti, oppure tramite l'alimentatore UK 625, che è particolarmente adatto a tale scopo, il quale può essere fissato meccanicamente come mostra il depliant introduttivo, mentre per il collegamento elettrico è sufficiente unire due fili facenti capo al primario del trasformatore tra i punti J-U della basetta UK 730 e due fili per il collegamento del positivo e negativo tra l'alimentatore e i punti + per il positivo, X per il negativo riferiti all'UK 730

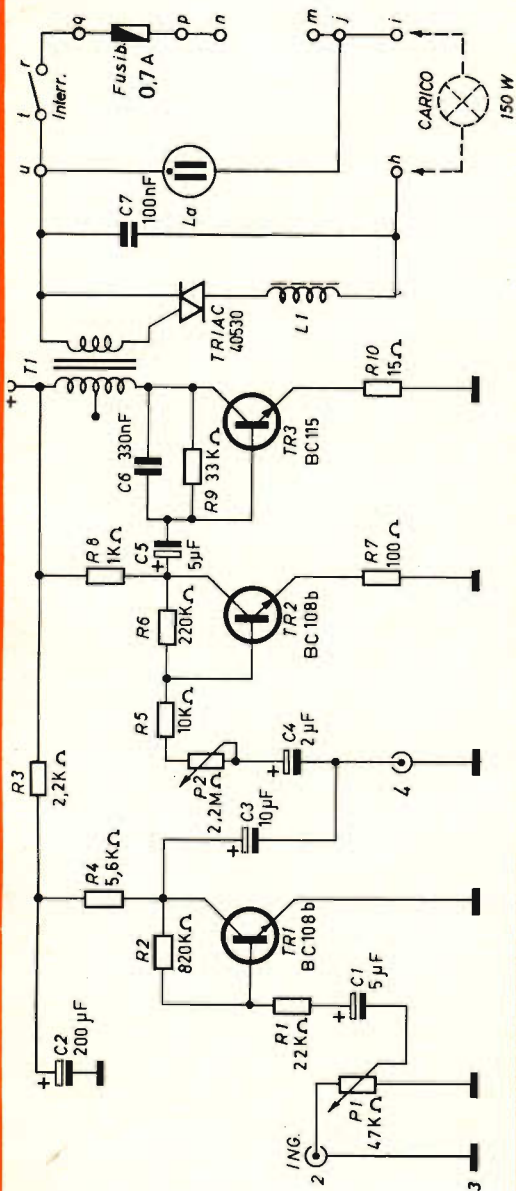


Fig. 1 - Schema elettrico.

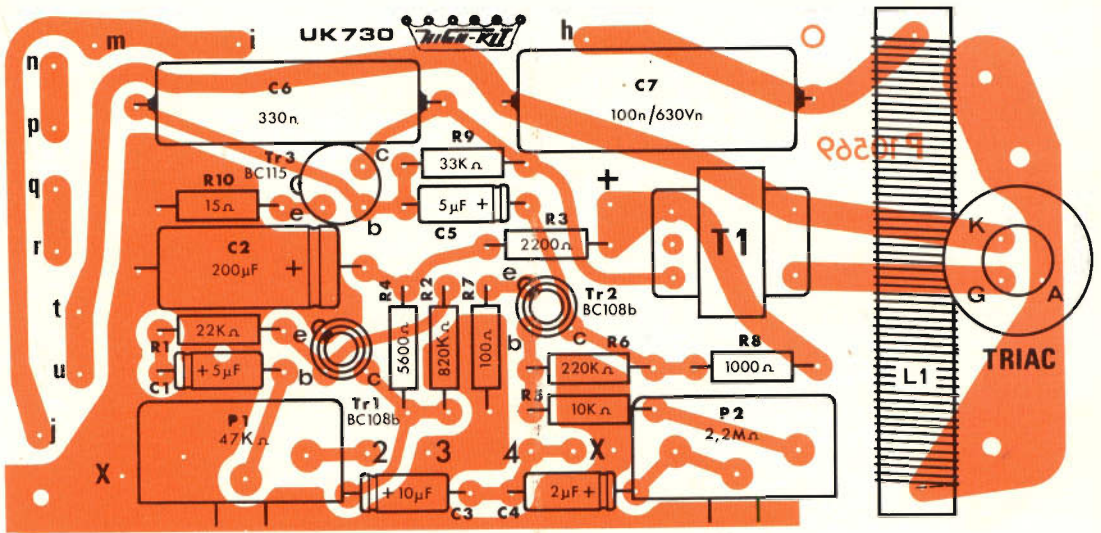


Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato.

È importante tenere sempre presente che la potenza massima che può essere pilotata dal Triac è quindi dall'UK 730 è di 150 W resistivi.

Montaggio

Nella fig. 2 si può osservare la disposizione dei componenti sul circuito stampato, seguendola scrupolosamente è possibile rendere la fase di montaggio semplice e priva di possibili errori. Una se-

quenza logica di cablaggio è di valido aiuto; a tale scopo consigliamo di montare prima gli ancoraggi per C.S. ai rispettivi punti 2-3-4-+-u-h-t-r-q-p-n-m-j-i, poi i resistori, i condensatori dei quali va rispettata la polarità per i tipi elettrolitici, gli zoccoli per transistor corrispondenti al tipo di transistor stampigliato sulla basetta circuito stampato e riconoscibile dettagliatamente nel depliant introduttivo, la bobina L1, il trasformatore T1, infine i transistor e il Triac.

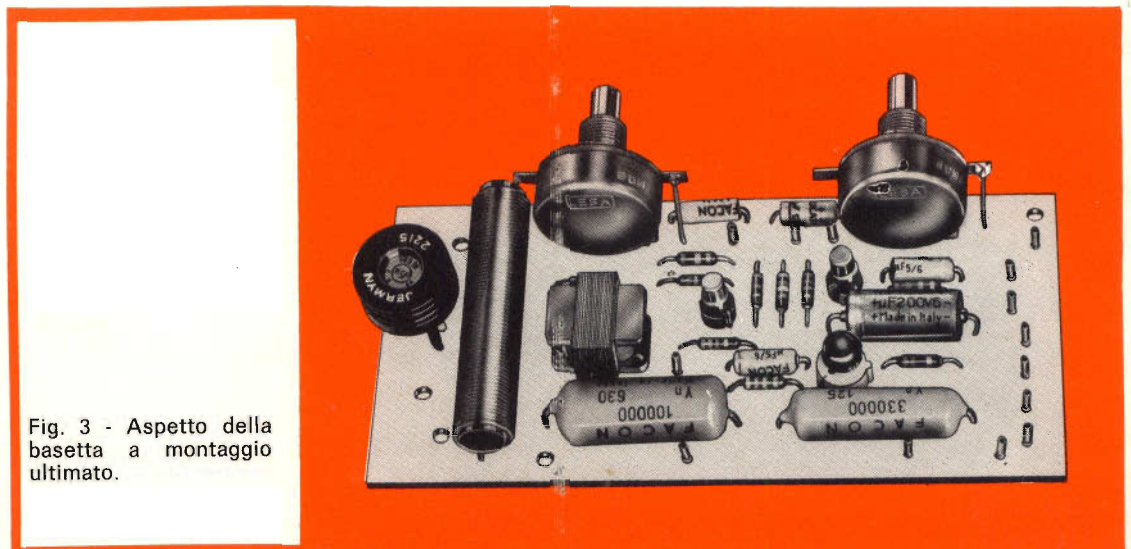
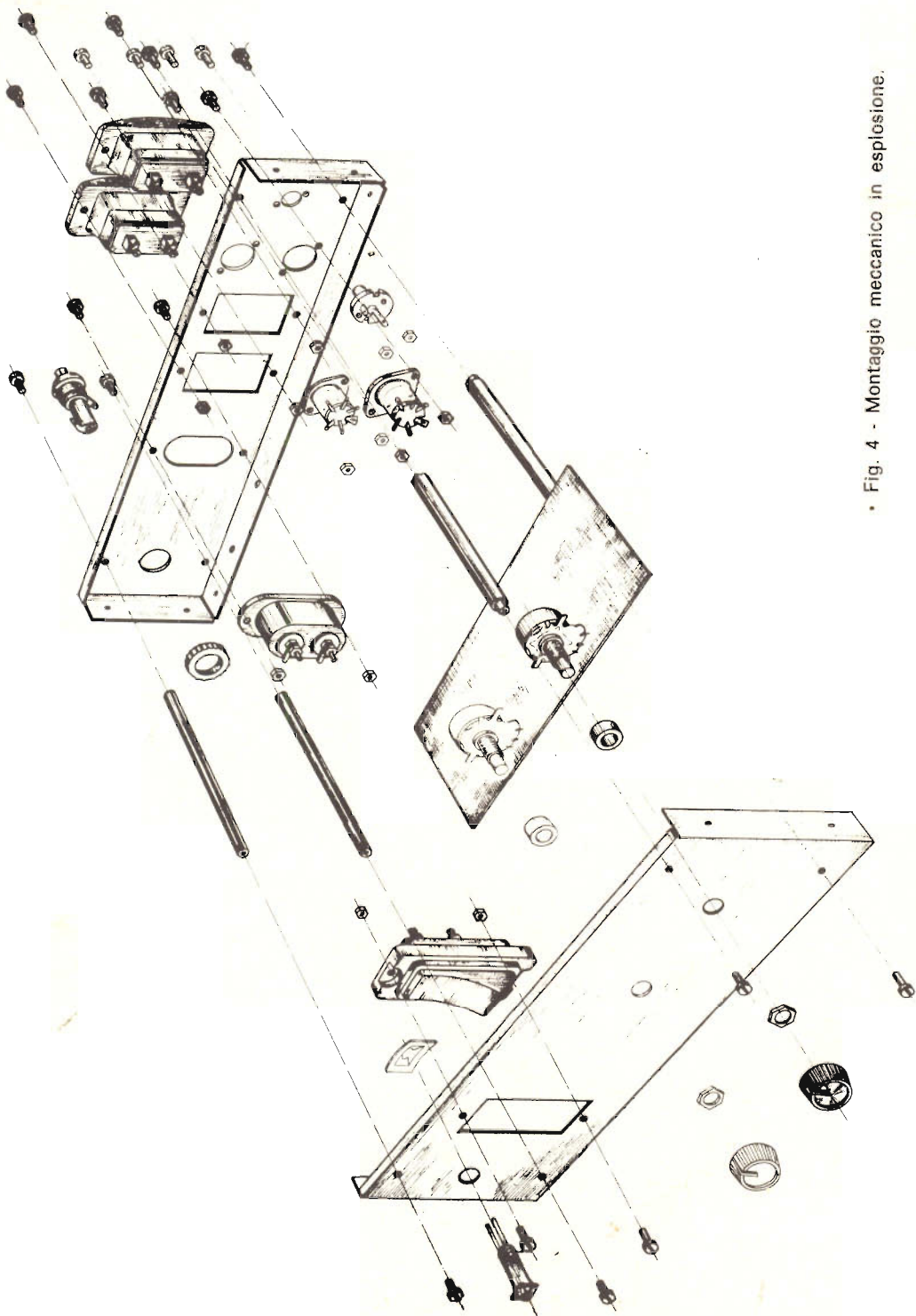


Fig. 3 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato.



• Fig. 4 - Montaggio meccanico in esplosione.

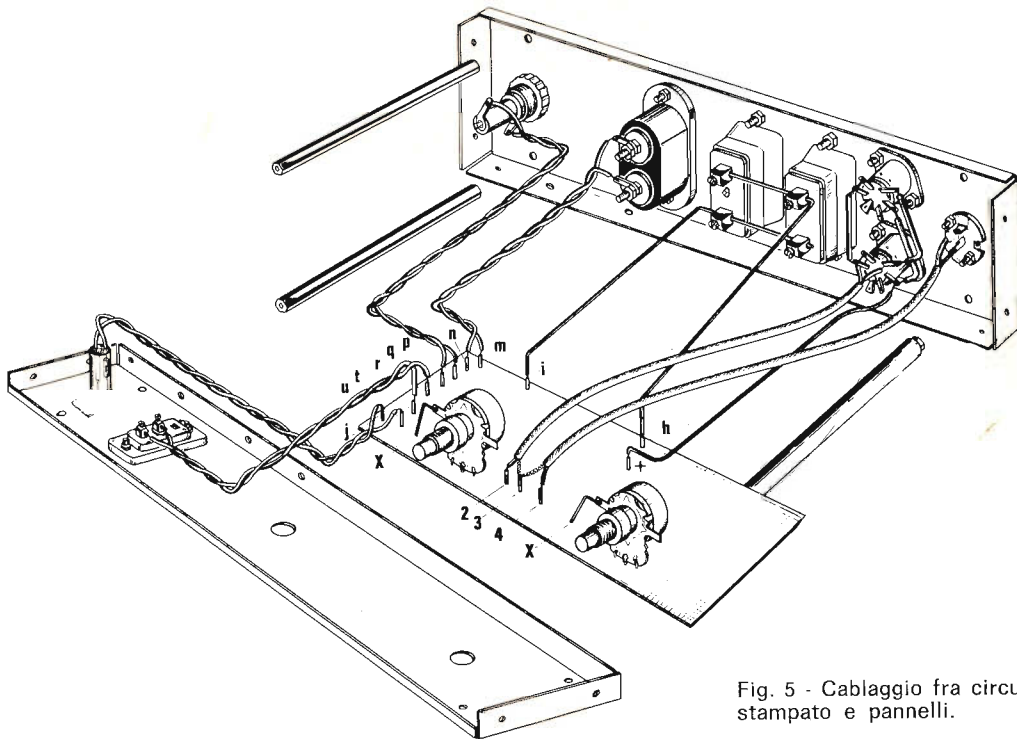


Fig. 5 - Cablaggio fra circuito stampato e pannelli.

Attenzione: per il montaggio della bobina L1 e del Triac, occorrono alcune precauzioni, indispensabili in quanto questi componenti sono sottoposti direttamente alla tensione di rete 220 V, di conseguenza oltre a curare che abbiano un fissaggio sicuro, è doveroso evitare il contatto con altri componenti. I tubetti isolati calzati ai terminali del Triac evitano eventuali contatti tra loro e determinano la distanza tra la bobina L1 e la base del dissipatore. Per il fissaggio del Triac al dissipatore consultare l'opuscolo introduttivo. Il fissaggio dei potenziometri è facilitato dalla disposizione dei suoi terminali mentre il valore è visibile sia sulla fig. 2 che dalla stampigliatura sulla basetta. Gli schermi metallici inoltre devono essere collegati a massa per mezzo di uno spezzone di filo ai corrispondenti punti X. Per maggior chiarimento in fig. 3 è visibile la basetta a montaggio ultimato.

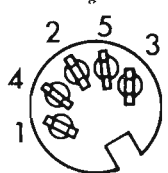
La parte conclusiva di questo montaggio riguarda la meccanica e, allo scopo,

in fig. 4 si nota una vista esplosa composta da: pannello frontale e posteriore, 4 colonnine esagonali, il circuito stampato e accessori vari. Si consiglia quindi un premontaggio del pannello anteriore e posteriore. Fissare al pannello posteriore

OUTPUT MIDDLE



POWER D.C. 6V



OUTPUT TREBLE

COLLEGAMENTI

3-5 = INGRESSO

2 = MASSA

4 = POSITIVO (+)

Fig. 6 - Prese per alimentazione esterna. Vista lato pannello.

il portafusibile, la spina bipolare a vaschetta, le due prese da pannello, due prese a 5 poli e una presa coassiale come mostra la citata fig. 4. Ciò fatto, saldare ai terminali del portafusibile cm 15 di filo intrecciato e alla spina bipolare cm 8 di filo intrecciato, collegare ai morsetti delle due prese adiacenti cm 10 di filo nudo come indica la fig. 5, collegare tra di loro i terminali 3 - 5 della presa a 5 poli inferiore con i terminali 3 - 5 di quella superiore; tanto dicasi per il terminale 2 e per il terminale 4. Ai terminali 3 e 2 della presa superiore saldare rispettivamente il conduttore centrale (3) e la calza schermata (2) del cavetto avente una lunghezza di cm 15, inoltre collegare al terminale 4 cm 10 di filo rosso. I punti di collegamento per le prese a 5 poli sono indicati dalla fig. 6 riferita alla vista del pannello posteriore. Alla presa coassiale collegare il cavetto schermato. Quindi fissare al pannello anteriore il segnalatore rosso tramite l'apposita prestola, l'interruttore di rete e il circuito stampato completo dei suoi componenti.

Per il fissaggio del circuito stampato al pannello, interporre tra esso e i potenziometri gli appositi distanziatori quindi fissare con dadi, infine applicare le rispettive monopole. Dopo aver eseguito con cura ogni lavoro sarà sufficiente unire i due pannelli interponendo tra essi le quattro colonnine esagonali tenendo presente che le due adiacenti il potenziometro BASS-CONTROL siano coperte da cm 10,5 di tubetto vipla in modo tale da isolarli dalla zona sottoposta a 220 V. Per il cablaggio finale è indispensabile seguire il disegno di fig. 5. In figura 7 è illustrato l'aspetto dell'UK730 a cablaggio ultimato, la stessa costituisce un valido aiuto per l'ultima fase di montaggio.

Un'ultima nota riguarda il contenitore, non compreso nella confezione dell'UK730, e per il quale si consiglia il tipo G.B.C. OO/0950-00 che è lo stesso con cui è stato realizzato il prototipo che appare nell'illustrazione.

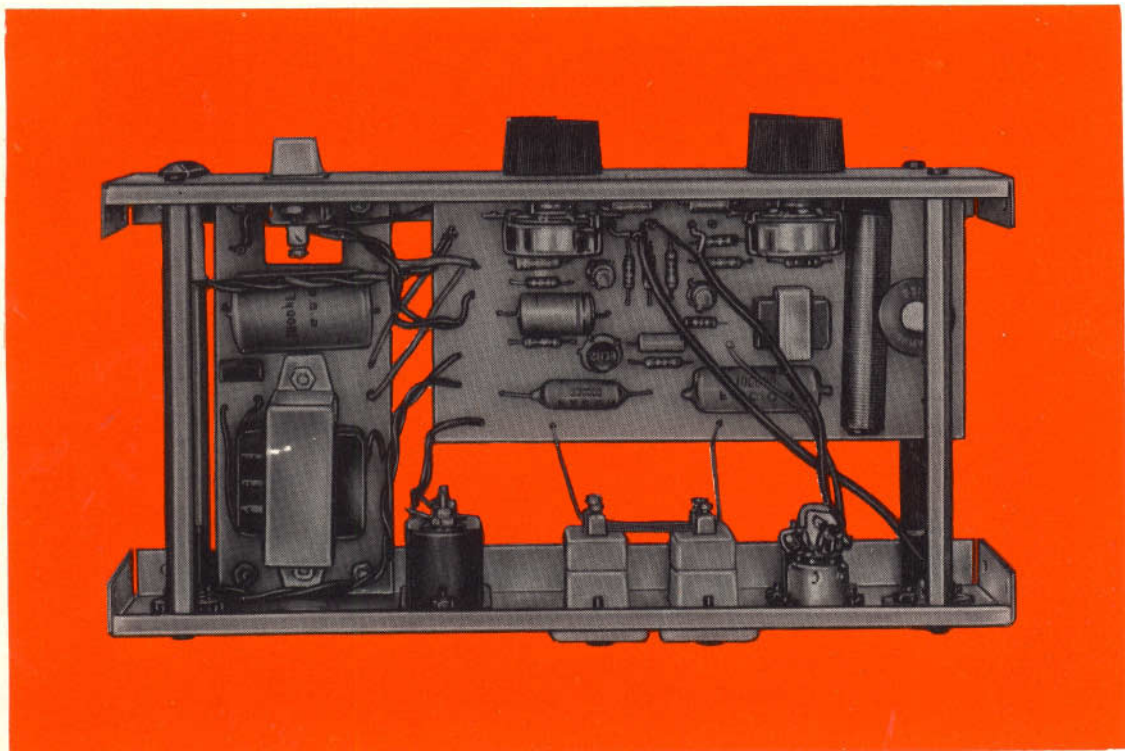


Fig. 7 - Aspetto dell'UK 730 e cablaggio ultimato, sulla sinistra della stessa si nota anche la sistemazione che è possibile conferire all'alimentatore UK 625.

Applicazioni

Questo montaggio in unione agli UK 720 e UK 725 costituisce un complesso « videomusicolor », in altre parole questo complesso è in grado di comandare l'accensione di lampade colorate in funzione di determinate note musicali. Come impiego si è portati subito a pensare che possa essere installato solo in un « dan-

cing », ma non è insensato anzi è consigliato l'uso in appartamenti comuni in quanto favorisce un ottimo relax musicale. Il colore consigliato delle lampade è il seguente: lampade blu (UK 720) per le note acute, lampade gialle (UK 725) per le note medie e lampade rosse (UK 730) per le note basse per un carico totale massimo di **150 W** per ogni singolo montaggio.

ELENCO DEI COMPONENTI

| N° | SIGLA | DESCRIZIONE | N° | SIGLA | DESCRIZIONE |
|----|---------|---|-------|-------|------------------------------------|
| 1 | R1 | resistore da 22 k Ω | 1 | — | dissipatore |
| 1 | R2 | resistore da 820 k Ω | 14 | — | ancoraggi per C.S. |
| 1 | R3 | resistore da 2,2 k Ω | 1 | — | portafusibile |
| 1 | R4 | resistore da 5,6 k Ω | 2 | — | prese da pannello |
| 1 | R5 | resistore da 10 k Ω | 1 | — | interruttore |
| 1 | R6 | resistore da 220 k Ω | 1 | — | spina bipol. a vaschetta |
| 1 | R7 | resistore da 100 Ω | 1 | — | segnalatore 9,5 x 9,5 |
| 1 | R8 | resistore da 1 k Ω | 1 | — | completo di prestola |
| 1 | R9 | resistore da 33 k Ω | 1 | — | fusibile |
| 1 | R10 | resistore da 15 Ω | 2 | — | manopole |
| 1 | C1 | condensatore elettrolitico da 5 μ F | 2 | — | distanziatori per potenz. |
| 1 | C2 | condensatore elettrolitico da 200 μ F | 1 | — | presa da pannello |
| 1 | C3 | condensatore elettrolitico da 10 μ F | 2 | — | prese a 5 poli |
| 1 | C4 | condensatore elettrolitico da 2 μ F | 1 | — | mascherina frontale |
| 1 | C5 | condensatore elettrolitico da 5 μ F | 1 | — | mascherina posteriore |
| 1 | C6 | condensatore da 330 nF | 4 | — | tiranti |
| 1 | C7 | condensatore da 100 nF 630 V | 2 | — | viti 2,6 MA x 10 testa cilindrica |
| 1 | P1 | potenziometro da 47 k Ω | 2 | — | dadi 2,6 MA |
| 1 | P2 | potenziometro da 2,2 M Ω | 4 | — | viti 3 MA x 10 testa svasata |
| 3 | — | zoccoli per transistor | 2 | — | viti 3 MA x 10 testa cilindrica |
| 2 | TR1-TR2 | transistor BC108b | 6 | — | viti 3 MA x 6 testa cil. |
| 1 | TR3 | transistor BC115 | 8 | — | viti 3 MA x 8 testa cil. |
| 1 | TRIAC | triac 40530 | 14 | — | dadi 3 MA |
| 1 | T1 | trasformatore | 2 | — | terminali semplici |
| 1 | L1 | bobina antidisturbo | cm 60 | — | filo nero |
| 1 | C.S. | circuito stampato | cm 10 | — | filo rosso |
| | | | cm 20 | — | filo nudo \varnothing 1 mm |
| | | | cm 30 | — | cavetto schermato unipolare |
| | | | cm 22 | — | tubetto vipla \varnothing 0,7 mm |

Kit completo UK 730 - SM/1730-00 in confezione « Self-Service ».



Equipaggiatevi

con uno di questi due oscilloscopi versatili da 10 MHz

...sono ad alta sensibilità e portatili

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

Scegliete lo strumento secondo le Vostre esigenze!

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

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

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

A richiesta saremo lieti di inviarVi le caratteristiche tecniche particolareggiate.

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

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



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

PHILIPS



OSCILLOSCOPI



La « radiocartolina » o « cartolina-parlante » è al momento più un tentativo da dilettanti che una concreta realizzazione industriale. Tuttavia, per mettere in grado i nostri lettori di cimentarsi anch'essi nella creazione di « radiocartoline » sempre più perfette, riportiamo qui di seguito i dati costruttivi principali sull'insolito argomento.

Dando uno sguardo al passato, troviamo che vari sono stati i tentativi di creare delle « cartoline-parlanti » da spedire per posta, che erano caratterizzate dal formato e dalla presentazione propria delle cartoline.

Ad esempio, attorno agli anni '30, conobbero un discreto successo delle car-

toline che riportavano su un lato un piccolo disco fonografico inciso o da incidere con frasi di augurio.

Queste cartoline sonore non furono tuttavia né le prime né le sole e ad intervalli fecero la loro comparsa diversi modelli, tutti però basati sull'idea fondamentale di ottenere effetti sonori mediante incisioni fonografiche.

Fu creata persino una cartolina che aveva i bordi dentellati in modo particolare. Se, questi venivano percorsi con giusta velocità con la punta dell'unghia emettevano dei rumori che, con un po' di buona volontà, potevano essere scambiati per il commiato inglese « bye-bye ».

Comunque, tutti questi tentativi di « cartoline-parlanti » non facevano che rifarsi a varianti dell'invenzione di Edison. Spetta il merito al radioamatore americano C. Green di aver per primo presentato,

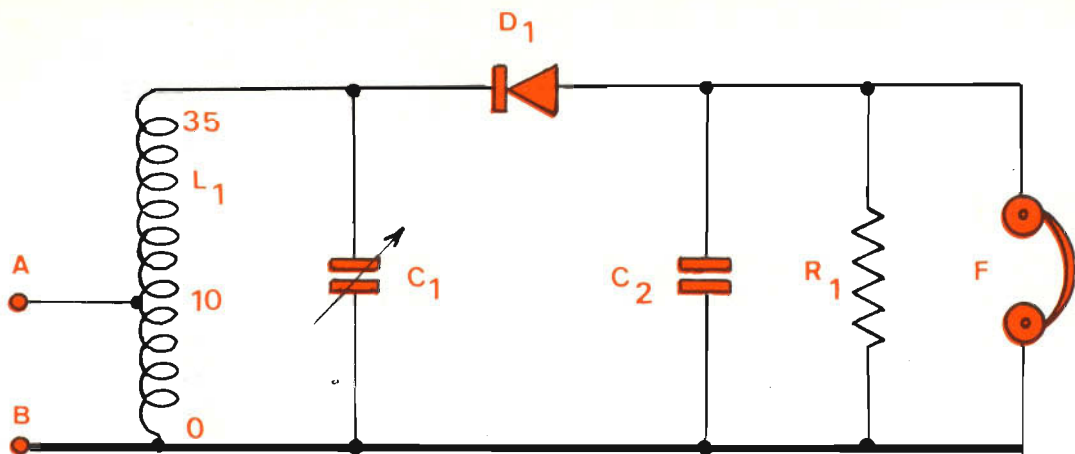


Fig. 1 - Schema elettrico della « radiocartolina ». $R_1 = 0,18 \text{ M}\Omega$, $1/4 \text{ W}$; $C_2 = 1000 \text{ pF}$; $D_1 = 1\text{N}34$ od equiv. La bobina L_1 ha 35 spire di filo smaltato $\varnothing 0,3 \text{ mm}$, con presa alla 10ª spira.

nel settembre 1969, una « cartolina-parlante » impiegante esclusivamente dei mezzi radiofonici.

Qui di seguito illustriamo appunto sia questa « radiocartolina » che una variante da noi costruita segnalando nel contempo tutte le difficoltà che abbiamo rilevato.

Costruzione

La « radiocartolina » è essenzialmente una radio a cristallo di cui nella fig. 1 è riportato lo schema elettrico.

Da esso si vede che sono soprattutto tre i componenti ingombranti di difficile sistemazione: la bobina di sintonia (L_1), l'auricolare (F) ed il condensatore variabile (C_1).

La soluzione proposta dal Green elimina solo l'ingombro di C_1 , mentre lascia del tutto insoluto il problema della sistemazione di L_1 e di F. Si noti anche che mentre nell'apparecchio originale è stato usato dell'ingombrante alluminio in foglio nel modellino che abbiamo realizzato (fig. 2) abbiamo preferito impiegare il rame autoadesivo « Cir-Kit » (vedasi la descrizione su: « Elettronica Oggi » n. 6/1969) ciò che permette di usare direttamente un supporto qualsiasi.

Tra le striscie di rame C-D (fig. 2) sono collegati D_1 , C_2 ed R_1 della fig. 1, mentre fra A e B va collegata la bobina di

antenna L_1 . Questo punto del circuito merita qualche considerazione.

C. Green invia i capi A-B (che collega ad una presa di antenna e di terra) rispettivamente all'estremo di massa (B) ed alla presa (A) della bobina L_1 , che a sua volta è realizzata con 35 spire (con presa alla 10ª spira) di filo smaltato di 0,3 mm di diametro avvolte a mano e fissate su una specie di seconda cartolina affiancata alla prima (fig. 3). Non essendovi nucleo magnetico, ne deriva la necessità del collegamento a prese di antenna e terra esterna, con grande complicazione del tutto.

Ci sembra che una prima modifica, addirittura ovvia, dovrebbe essere quella di realizzare L_1 con un efficiente, quanto sottile nucleo magnetico, che abolisca la necessità delle prese di antenna e di qualsiasi collegamento esterno.

La tecnica della deposizione mediante strati sottili potrebbe servire allo scopo. In più, quando tale soluzione fosse inaccessibile, si potrebbe sempre ricorrere ai circuiti oscillanti senza induttanza (ad esempio come quello del radoricevitore senza bobine, illustrato sul n. 1/1968 di « Sperimentare ») che presentano un minimo ingombro.

Desiderando una concreta amplificazione si potrebbe anche far ricorso a microtransistor, con celle solari o pile « a carta » per alimentazione.

OPERAZIONE A PREMI

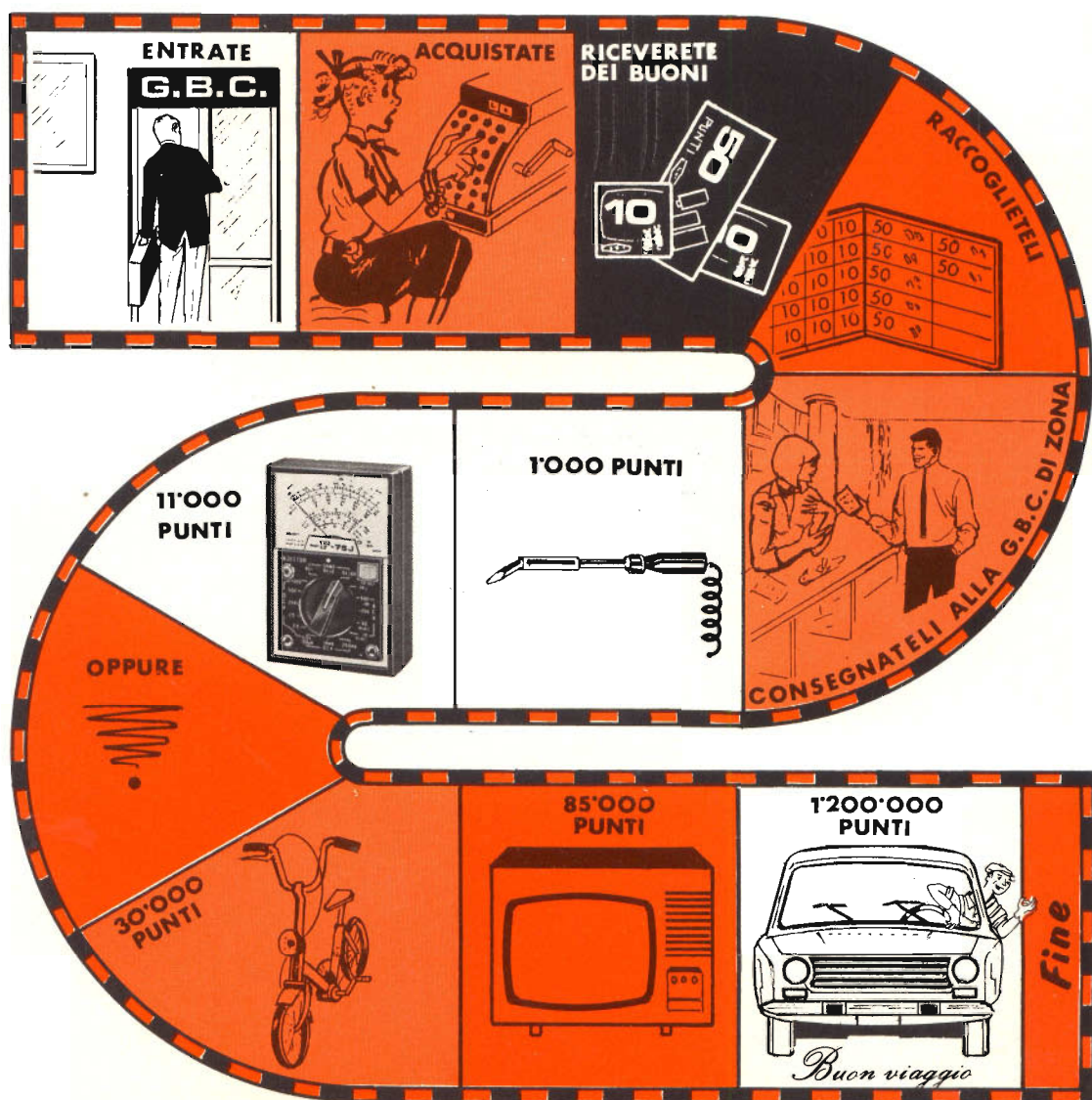
G.B.C.
italiana

L'operazione a premi G.B.C. continua e la chiusura della medesima è prevista entro il **15 luglio 1970**.

Ricordiamo che i premi posti in palio sono molti e ricchi; vi è persino la possibilità di guadagnare una FIAT 124, oltre a televisori, biciclette, collane di perle, orologi, canotti pneumatici e ciclomotori, oggi più che mai di moda.

Non si è nemmeno tralasciato di dare ai tecnici la possibilità di ricevere oggetti a loro utili. Infatti, fra i premi vi sono tester, trousse e molti altri strumenti di lavoro.

Per maggiori **informazioni**, ci si può rivolgere presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione **G.B.C.** in Italia.



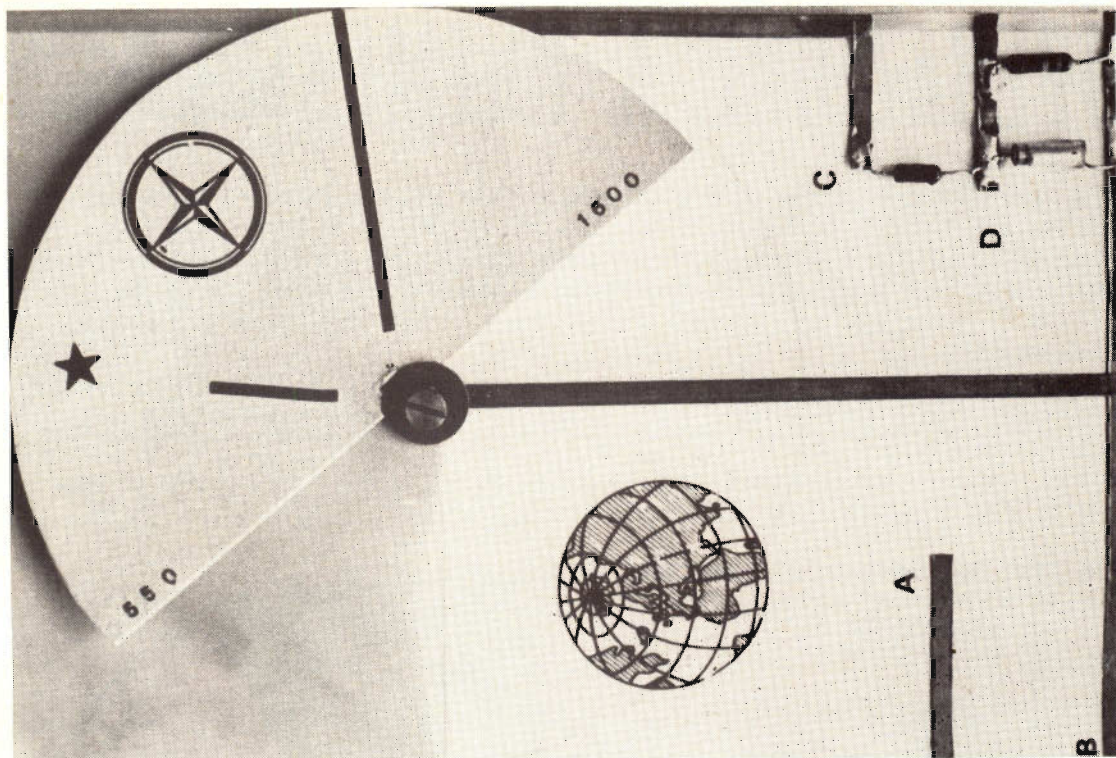


Fig. 2 - Modellino di « radiocartolina » da noi realizzato usando rame autoadesivo che permette la saldatura diretta.

Il condensatore variabile C1, così come è stato realizzato, ci sembra invece sufficientemente funzionale; la forma circolare data a tutto il rotore è però del tutto superflua e può quindi essere ridotta ad un solo semicerchio come abbiamo fatto nel modellino di fig. 2.

Si può inoltre osservare che volendo fare le cose più precise sarebbe occorso dare una sagomatura esponenziale alla lamina mobile per avere una variazione della sintonia più lineare. Non ci sembra invece che al momento C1 sia costituibile con dei varactor, stante la notevole tensione che questi richiedono per dare le variazioni molto concrete di capacità, necessarie per le onde medie.

Infine, l'auricolare piezoelettrico F è nel modello di Green collegato in modo permanente fra la massa B ed il terminale C.

Questa soluzione è del tutto insoddisfacente, sia per l'ingombro che per la

scomodità rappresentata dal cordone penzolante a vuoto (fig. 3), per cui ci sembra che soluzioni ben più valide si sarebbero ottenute con altri sistemi a cui accenneremo più avanti. Comunque, per meglio mettere in grado il lettore di studiare sue soluzioni, riportiamo qui di seguito i principali dati costruttivi della « radiocartolina » originale di Green.

Quote e misure

Il formato della cartolina è inizialmente assai grande, perché è previsto il ripiegamento in due, come s'usa in certi biglietti di auguri.

Il cartoncino disteso misura 191 x 254 mm e ripiegato 191 x 127 mm. Un lato viene usato per sistemarvi la bobina L1 e l'altro C1 col resto del circuito.

Come si vede dalla fig. 3, la bobina L1 è avvolta a matassa su un piccolo rettangolo di plexiglass avente 1,6 mm di spessore.

Usando una cartolina semplice (come noi abbiamo fatto nel modellino della fig. 2) la bobina L1 va sistemata a tergo, fissandola per semplice incollaggio. La lastrina di plexiglass è munita di varie scanalature per fissarvi i fili ad arco-laio e le dimensioni sono visibili nella fig. 4.

A differenza della nostra soluzione che impiega il rame autoadesivo, che è ben saldabile a stagno, Charles Green ha usato dell'alluminio di ben 1,6 mm di spessore che fa poi aderire alla cartolina incollandovelo con mastice.

Nelle fig. 5 e 6 sono rispettivamente riportate le dimensioni dell'armatura mobile di C1 e di quella fissa con i restanti collegamenti.

Si noterà dalla fig. 5, confrontandola con la fig. 3, che il disco mobile di C1 è in realtà composto da due materiali posti a strati: cartoncino ed alluminio; quest'ultimo, sempre in foglio da 1,6 mm, va incollato sul cartoncino e copre solo metà della superficie del disco.

L'aver usato l'alluminio ci sembra però un grande svantaggio. Non essendo saldabile, il Green ha dovuto ricorrere all'uso di molti rivetti di ottone ed è facile prevedere che montati su un supporto labile e flessibile saranno poi una fonte inesauribile di falsi contatti e di disturbi. Ci sembra quindi decisamente più economica e funzionale la soluzione da noi adottata e basata esclusivamente sull'impiego di sottile rame autoadesivo.

Più precisamente, per le parti a forma di nastro, come detto, abbiamo usato il tipo « Cir-Kit » (n. OO/5810-00 del catalogo G.B.C.) mentre per le superfici esterne di C1 è stato impiegato il rame autoadesivo in foglio (G.B.C. n. OO/5820-00).

Per dare una certa consistenza meccanica alla parte rotorica di C1, occorre che il foglio semicircolare di rame sia fatto aderire ad un cartoncino sufficientemente consistente (es.: tipo Bristol da 220 g); la parte rame deve ruotare rivolta verso la parte fissa (statore).

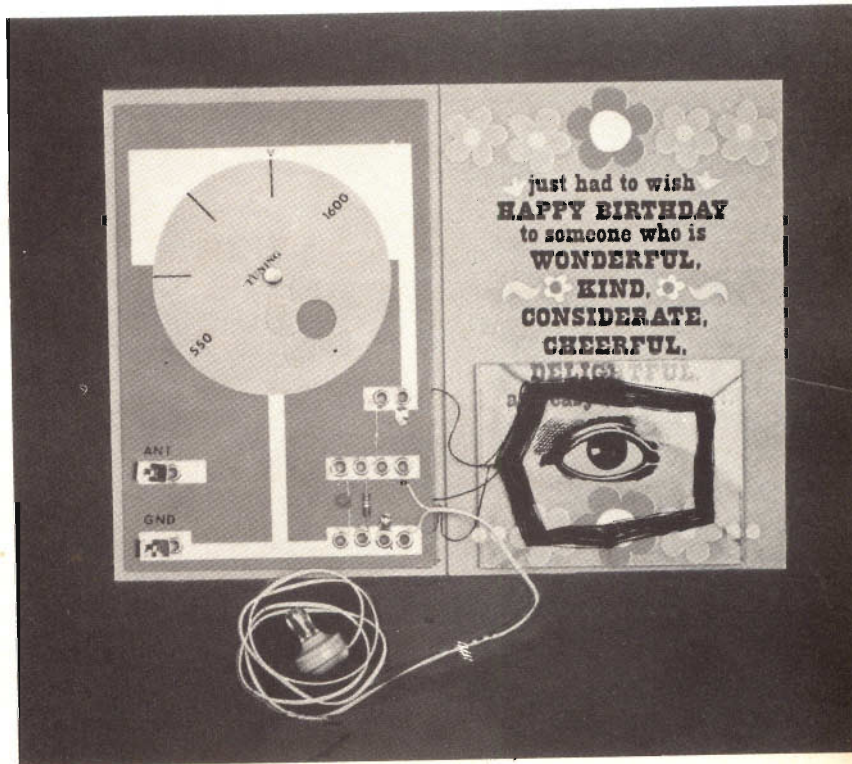


Fig. 3 - « Radiocartolina » di C. Green. Poiché impiega l'alluminio (che non è saldabile) richiede per la sua realizzazione numerosi rivetti (« Electronics III. »).

La capacità di C1 è tanto più alta e quindi favorevole, quando più le due armature metalliche scorrono vicine fra loro. Ovviamente, però, non devono toccarsi per cui si ricoprirà il rotore (oppure lo statore) con il più sottile foglio di acetato che sia possibile trovare. Nulla vieta di ottenere il necessario isolamento semplicemente verniciando una delle due superfici di rame.

Circa il perno del rotore di C1 abbiamo sperimentato sia la soluzione a rivetto che quella a vite; ci è sembrato che la prima soluzione sia più semplice (a condizione di avere l'attrezzatura necessaria per rivettare) ma anche la meno dura-
tura

Infatti, la soluzione a vite permette, dopo un certo periodo d'uso, di smontare C1 per fare le necessarie regolazioni e manutenzioni.

Come già detto all'inizio, l'auricolare F (fig. 1) è saldato in permanenza alla cartolina. È questo un particolare importante assai difficile da risolvere altrimenti; si potrebbe far ricorso al principio del laringofono o del pick-up per far vibrare una membrana fissata in un angolo della cartolina oppure incollare direttamente una lastrina di materiale piezoelettrico che agisce sul cartoncino della cartolina come su un elemento acustico.

Va però notato che la realizzazione di una di queste soluzioni fa, a sua volta, nascere un altro inconveniente. Infatti per l'ascolto radio diviene necessario tenere l'orecchio appoggiato sulla zona resa «acustica» della cartolina e ciò, oltre che di scarso rendimento trasduttivo, è decisamente scomodo.

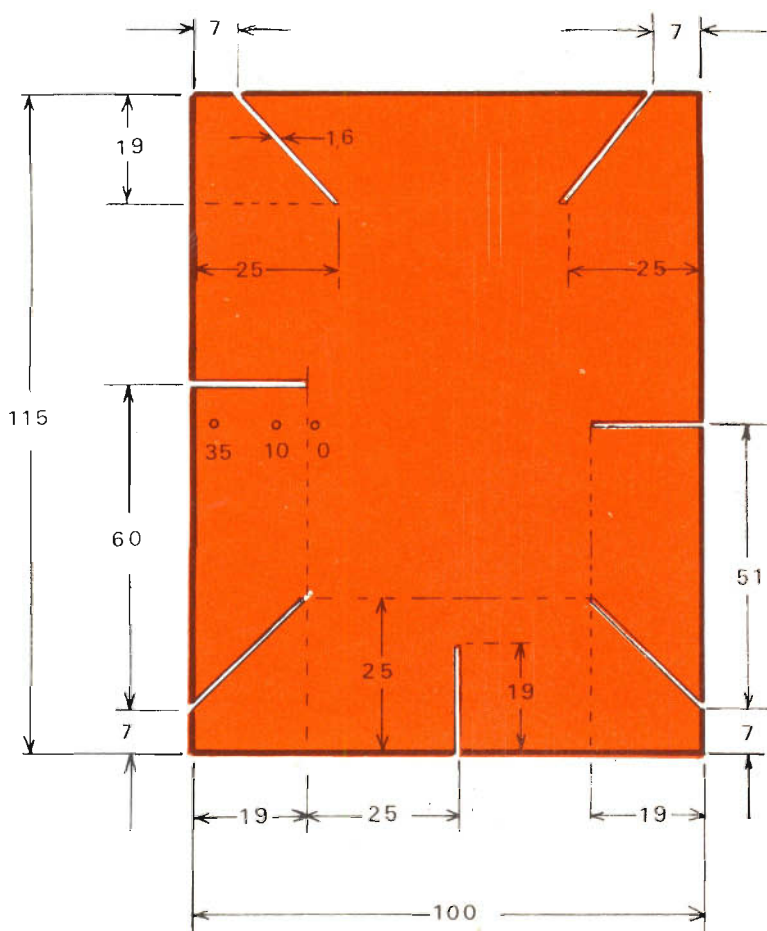


Fig. 4 - Dimensioni del supporto bobina. Le misure sono tutte in millimetri e l'avvolgimento va iniziato dal foro «0», facendo uscire il capo per l'antenna dal foro «10» e quella della 35° ed ultima spira dal foro «35». I tagli laterali sono tutti larghi 1,6 mm. Il materiale da usare è il plexiglass da 1,6 mm.

Lalla ha appena scoperto il nostro congelatore

Lalla era incredula.
« Non ci credo » ella disse.

Le spiegammo: « Lo chiamiamo
Congelatore ». Un prodotto
confezionato in bombola aerosol,
che può rapidamente ridurre la temperatura
proprio quasi di tutto.

Era quasi abbastanza per
la nostra brava ragazza, ma avevamo altro da
aggiungere.

« E' anche una sostanza grassa. Noi mettiamo
anche il nostro lubrificante per contatti
elettrici nel medesimo barattolo ».

Lalla si rattristò. « Viviamo proprio
in uno strano mondo » ella disse.

« Pensa alle applicazioni possibili »
dicemmo. « L'adattamento di interferenze,
i cicli termici, la prova di termostati,
la localizzazione di giunti a secco... »

« Pensateci Voi » ella disse,
« io me ne vado a casa ».

« Prima di andare a casa; pensateci
un po' anche Voi ».

« Potete anche Voi trarre profitto
dal nostro congelatore ».

ELECTROLUBE FREEZER

ELECTROLUBE LTD.

Richiedete
i prodotti
ELECTROLUBE a:
G.B.C. ITALIANA
V.le Matteotti 66
20092



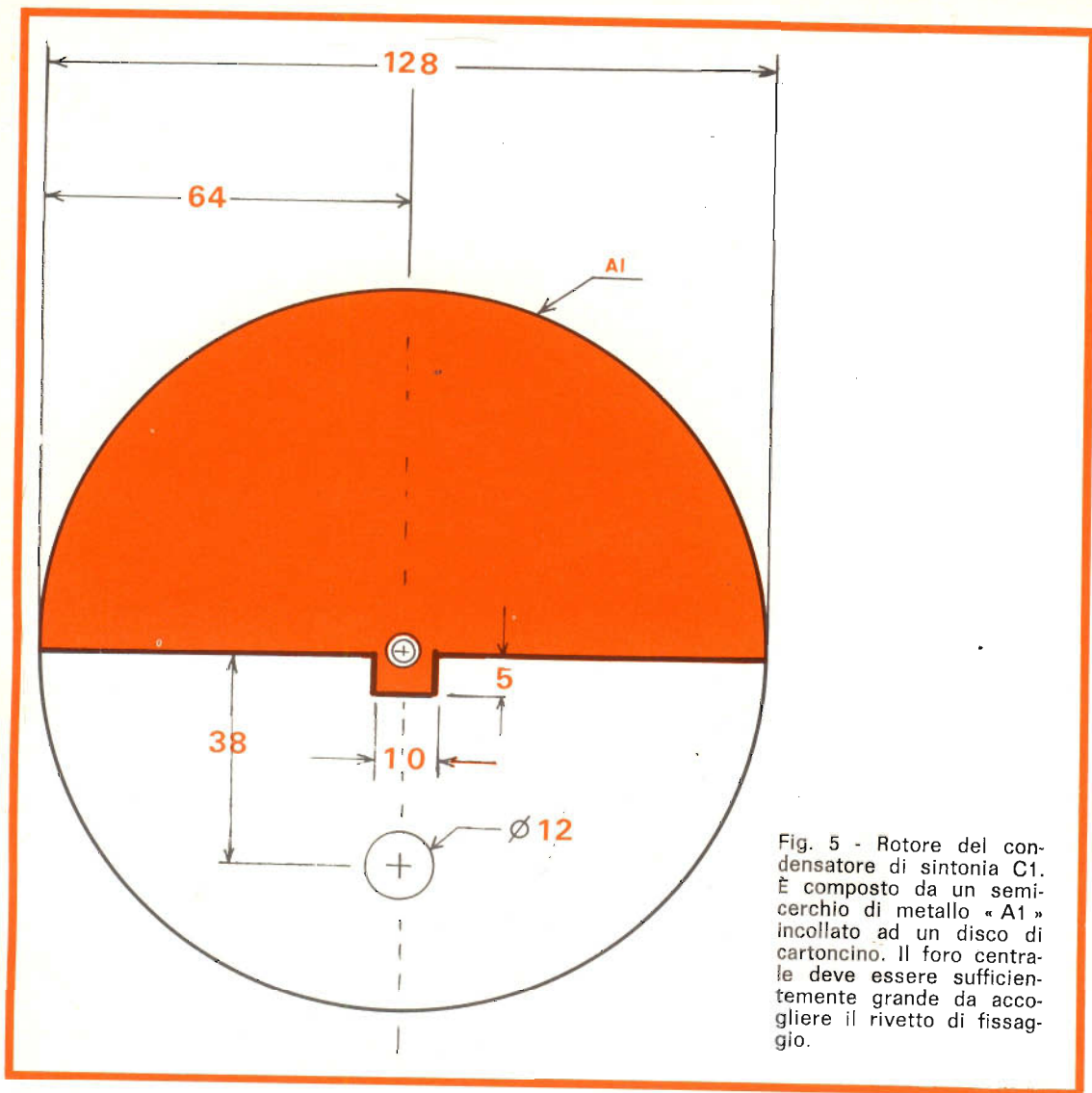


Fig. 5 - Rotore del condensatore di sintonia C1. È composto da un semicerchio di metallo « A1 » incollato ad un disco di cartoncino. Il foro centrale deve essere sufficientemente grande da accogliere il rivetto di fissaggio.

Infine, la « radiocartolina » di Green richiede, per poter funzionare come radio, il collegamento non solo ad una buona presa di terra ma anche ad un'antenna, addirittura di tipo « esterno ».

Quest'ultimo punto lascia oltremodo perplessi perché chi ha un minimo di esperienza di queste cose sa che già da molti anni è stato risolto il problema di avere discrete ricezioni con apparecchi a cristallo, pur usando un solo collegamento non più lungo di 1,5 m di filo.

Per chi non ricordasse questa soluzione molto semplice diciamo che essa con-

sisteva nell'usare per l'auricolare F una oliva metallica o metallizzata (in modo che fosse conduttrice dell'elettricità) collegata col terminale B (fig. 1) dell'apparecchio in modo da sfruttare lo stesso corpo umano quale « presa di terra ».

Inoltre, con poco più di un metro di sottile filo, si collegava il punto A ad un oggetto metallico qualsiasi (che poteva essere tanto una macchina per scrivere, quanto la rete metallica di un letto od il braccio di una lampada da tavolo) creando così una efficace ed estemporanea presa di « antenna ».

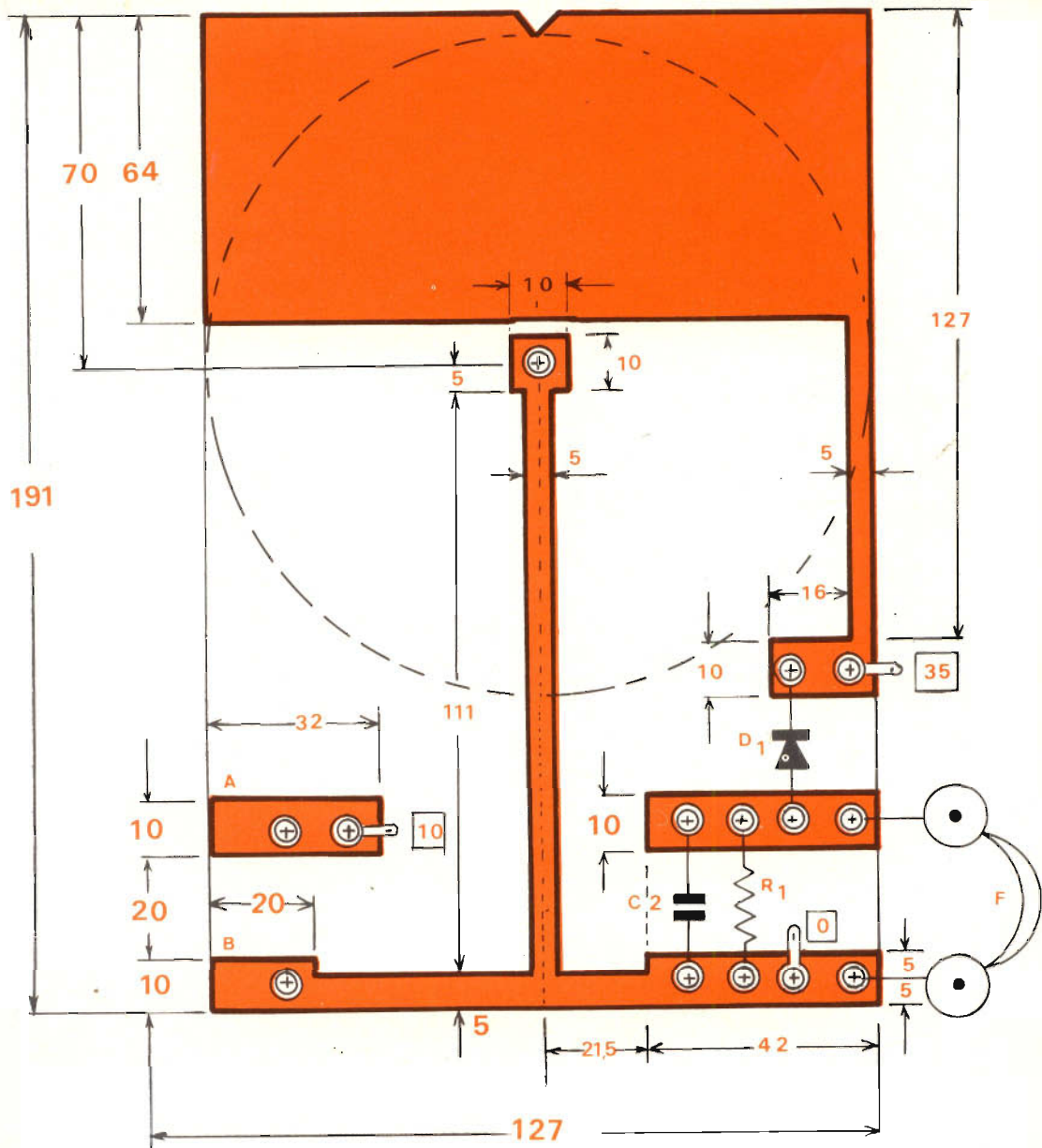


Fig. 6.- Misure del tracciato completo del circuito elettrico della « radiocartolina ». Tutte le misure sono in millimetri. Per il materiale da usare vedasi il testo.

Ciò era più che sufficiente per consentire ottime ricezioni, senza peraltro andare incontro al pericolo di attirare letteralmente « in testa » all'ascoltatore qualche fulmine o scarica elettrostatica, come è invece triste prerogativa delle antenne esterne quando sono usate con apparecchi « a cuffia ».

Conclusione

Molte migliorie potrebbero essere ottenute con vari accorgimenti o, come detto all'inizio, facendo ricorso ad antenne in ferrite ed a circuiti con microtransistor alimentabili con celle solari o pile « a carta ».

Inoltre se si facesse ricorso per realizzare il circuito ed i componenti alla tecnica di stampaggio a film sottile, si potrebbero ottenere delle « radiocartoline » di notevole interesse economico ed industriale che darebbero il via ad un nuovo tipo di apparecchio.

Ciò è stato già fatto, ma solo per trasmettere, dai creatori dei microfoni spia del tipo « Sheet-Radio » o « Fogli Trasmittenti » di cui sta occupandosi, proprio in questi giorni, la rivista « Elettronica Oggi ».

Quei Lettori che desiderassero sperimentare il circuito di fig. 1, troveranno indicati i valori dei componenti. Il diodo D1 può essere un qualsiasi rivelatore di piccolissima potenza, purché di minimo ingombro; lo stesso dicasi per R1 e C2 che non devono dissipare né potenza né resistere a tensioni elevate devono avere la sola caratteristica di essere poco ingombranti.

L'auricolare F, se non si sperimentano altre soluzioni, può essere di qualsiasi tipo piezoelettrico; l'uso di un tipo magnetico è pure possibile ma occorre procedere ad un adattamento d'impedenza spostando l'attacco di D1 al punto A (fig. 1). Gli auricolari magnetici, tuttavia, proprio per i loro bassi valori d'impedenza, non riescono a dare un minimo di selettività e caricano sempre troppo il circuito oscillante.

Tuttavia, tanto per fare delle prove, si possono sperimentare impunemente entrambi i tipi.

Non resta quindi che augurarsi, per concludere, che qualche nostro Lettore riesca a costruire delle « radiocartoline » più pratiche e più belle di quella di C. Green e se vorrà inviarcene un esemplare saremo ben lieti di presentarla ai Lettori.

Presso la Clinica del Lavoro « Luigi Devoto » di Milano è stato recentemente installato un microscopio elettronico Siemens tipo ELMISKOP 101 A. Si tratta del più recente e quindi del più aggiornato microscopio costruito dalla Siemens, dotato di un elevato potere risolvante, di un'ampia gamma di ingrandimenti possibili, di maggior sicurezza di funzionamento nonché di un notevole comfort operativo e di un'eccezionale stabilità meccanica. Questo verrà usato per analisi mediche, ossia esami biologici, di virus, del sangue ecc.

Il processo di estrazione di uranio dall'acqua di mare usando carbone attivo avrebbe dato buoni risultati secondo quanto hanno dichiarato ricercatori giapponesi della Shikoku Industrial Experimental Station. Il metodo di estrazione per il quale è stato richiesto il brevetto consiste nell'impiego di un idrossido metallico di ferro o alluminio che viene mescolato con carbonio attivo; la miscela viene poi usata per raccogliere l'uranio, sotto forma di carbonato, sospeso nell'acqua di mare.

I tecnici hanno affermato di avere ottenuto 0,006 g di uranio da acqua di mare per 1 g di idrossido di ferro impiegato.

Diversamente scienziati inglesi che hanno anche loro sperimentato la tecnica di estrazione di uranio dall'acqua di mare, hanno impiegato il titanio come agente estrante, ma la quantità ottenuta è circa 800 volte inferiore a quella avuta in Giappone usando alluminio e 10 volte a quella ricavata con idrossido di ferro.

Il procedimento realizzato in Giappone si trova ancora in uno stadio sperimentale, ma si ritiene di poterlo applicare anche su scala commerciale.

COSTRUZIONE DI UN OSCILLATORE A SFASAMENTO

a cura di L. Biancoli

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Descriviamo in questa nota, apparsa su *Industrial Electronics*, un nuovo tipo di oscillatore a sfasamento, il cui amplificatore consente una variazione di frequenza con rapporto 100: 1. Le sue caratteristiche sono tali da consentirne anche l'impiego come amplificatore selettivo a frequenza variabile, impiegante una rete del tipo RC per la sintonia.

Gli oscillatori del tipo cosiddetto a sfasamento vengono spesso impiegati in quei casi nei quali la stabilità di sintonia costituisce una delle esigenze principali. Sebbene sia normalmente vero che una rete RC, costituita cioè esclusivamente da resistenze e da capacità, non possa determinare uno sfasamento maggiore di 90° , quando la rete di sfasamento viene realizzata così come è illustrata alla **figura 1**, la fase della tensione V_U relativa ad E varia da 0 a 180° , col variare del fattore ω tra zero e l'infinito.

Ciò è illustrato in modo abbastanza evidente nel diagramma vettoriale di **figura 2**.

Dal momento che il valore globale di $R + jX$ deve corrispondere al valore di $2E$ per tutti i valori di ω (ossia $2\pi F$) la posizione del punto B deve trovarsi lungo la circonferenza del circolo avente centro in posizione O con raggio E .

Di conseguenza, V_U presenta il medesimo valore di E in corrispondenza di qualsiasi frequenza, ed il suo angolo di fase,

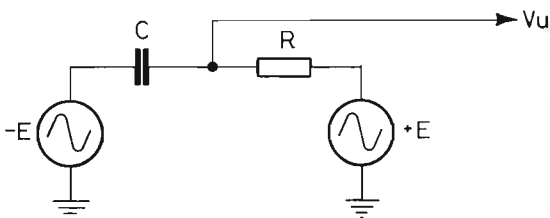


Fig. 1 - Circuito di principio della rete di sfasamento mediante la quale è possibile realizzare il circuito descritto.

Φ relativo ad E è pari a $180^\circ - 2\Theta$ nella quale

$$\text{tang } \Theta = X : R$$

La **figura 3** illustra una versione pratica del circuito di figura 1, nella quale la tensione presente in corrispondenza dell'emettitore del transistor è virtualmente eguale alla tensione di base E , e la tensione in corrispondenza del collettore è pari a $-E$.

Due circuiti in cascata di questo tipo determinano uno spostamento di fase pari a 2Θ ; inoltre, partendo dal presupposto che la rispettiva costante di tempo sia la medesima, rispetto alla frequenza

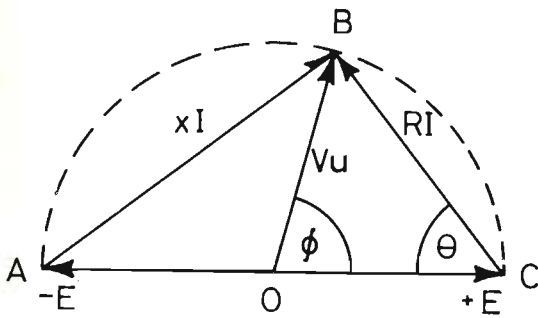


Fig. 2 - Rappresentazione vettoriale delle relazioni di polarità e di ampiezza che sussistono tra le tensioni che si sviluppano nel circuito di figura 1.

per la quale il valore ω è pari ad $1 : T$, lo spostamento totale di fase ammonta a 180° ossia a 90° in ciascuna sezione.

Se si inserisce questo circuito composto nella rete di reazione di un amplificatore invertitore, così come si osserva alla **figura 4**, si realizza un semplice oscillatore, la cui frequenza di funzionamento equivale a:

$$F = 1 : 2 \pi T$$

Nei confronti di questa frequenza, la tensione di controeazione diventa completamente positiva: tuttavia, la componente di reazione positiva si riduce a zero con una frequenza pari al doppio di quella di funzionamento, o con una frequenza

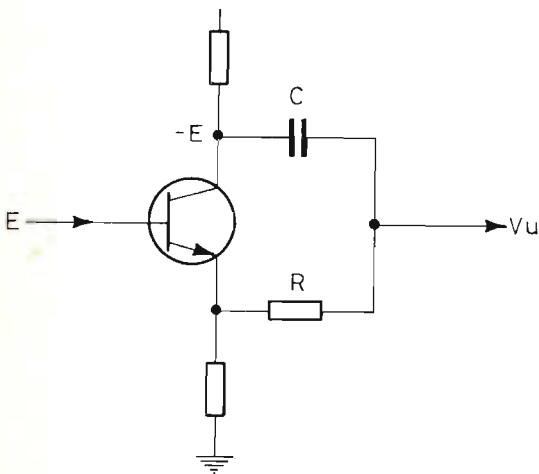


Fig. 3 - Versione pratica della rete di cui alla figura 1. Trascurando le perdite, questo circuito presenta un guadagno pari all'unità a tutte le frequenze e determina uno sfasamento di 90° quando il valore di ω equivale al reciproco del prodotto tra R e C.

pari alla metà di quest'ultima. Oltre tali limiti, la tensione di controeazione assume addirittura una polarità negativa.

L'oscillatore basilare — tuttavia — presenta alcune limitazioni pratiche. Se non risulta accettabile il fatto che le tensioni di uscita presentino una entità assai ridotta, le resistenze di collettore e di emettitore di Tr2 e di Tr3 non devono presentare un valore inferiore a 300Ω , ed inoltre le resistenze effettive di carico alla base dei transistor potrebbe essere dell'ordine di 30.000Ω . Ne deriva che — a seguito di errori anche trascurabili agli effetti del valore dell'impedenza di carico e della sorgente, l'impedenza della rete di sfasamento comprendente C ed R non deve essere molto diversa da circa 3.000Ω , ossia non deve presentare rispetto a tale valore un rapporto maggiore di $2 : 1$.

Nell'eventualità che si faccia uso di un sistema di sintonia a resistenza variabile, la gamma a variazione continua risulta ristretta ad un rapporto di $4 : 1$, e — dal momento che non sempre è possibile disporre di condensatori di capacità assai elevata — il limite pratico inferiore della gamma può non essere abbastanza basso. Indipendentemente da ciò, l'ampiezza delle oscillazioni è quella in corrispondenza della quale il guadagno generale del circuito risulta pari alla unità, a causa della non linearità della caratteristica di funzionamento dei transistor.

Il livello del segnale di uscita tende quindi a variare col variare della frequenza; in aggiunta, dal momento che il valore effettivo del fattore « Q » è basso, la componente per seconda armonica può assumere un'importanza rilevante.

Per rimediare a quanto sopra, la **figura 5** illustra una rielaborazione dello oscillatore al quale ci siamo testé riferiti.

In questo caso, il carico applicato alla rete di sfasamento risulta considerevolmente ridotto a seguito dell'introduzione di uno stadio ad accoppiamento di emettitore, che permette una variazione di frequenza con un rapporto fino a $100 : 1$, con sintonia di tipo resistivo.

ALTOPARLANTI A SOSPENSIONE PNEUMATICA

ISOPHON
Lautsprecher

Potenza nominale 5 W - Campo di freq.: 60 ÷ 20.000 Hz
Impedenza: 8 Ω

BPSL 100 - AA/3580-00 - 5250

Potenza nominale: 12 W - Campo di freq.: 50 ÷ 8.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 130 S - AA/3600-00 - 7630

Potenza nominale: 6 W - Campo di freq.:
40 ÷ 20.000 Hz - Impedenza: 4,5 Ω

BPSL 130 - AA/3585-00 - 6300

Potenza nominale: 15 W - Campo di freq.:
45 ÷ 7.000 Hz - Impedenza: 4 Ω

PSL 170 - AA/3605-00 - 8050

Potenza nominale: 20 W
Campo di freq.: 35 ÷ 6.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 203 S - AA/3610-00 - 8200

Potenza nominale: 20 W
Campo di freq.:
20 ÷ 7.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 245 - AA/3625-00

Potenza nominale: 25 W
Campo di freq.:
20 ÷ 3.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 300 - AA/3660-00



IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

Si precisa però che — così come risulta nella figura — il circuito non è del tipo auto-oscillante, ma può comportarsi come un amplificatore selettivo.

Il guadagno in senso diretto tra la base del primo transistor e la base dell'ultimo è sempre immediatamente al di sotto dell'unità, indipendentemente dalla frequenza, il che permette di disporre di un guadagno fisso pari approssimativamente a 10 tra la base dell'ultimo transistor e l'uscita dello stadio finale.

In corrispondenza della frequenza per la quale la tensione presente sulla base dell'ultimo transistor è in fase con quella presente sulla base del primo, l'amplificatore presenta un'impedenza pressoché infinita, per cui non si verifica praticamente alcuna caduta di tensione ai capi di R3. Per tutte le altre frequenze, l'ammontare della tensione di reazione positiva è sempre inferiore all'unità, per cui si presenta una caduta di tensione ai capi della resistenza R3, e quindi il guadagno tra l'ingresso e la base dell'ultimo transistor equivale a:

$$1 : [1 + N (1 - \cos \delta)]$$

nella quale N equivale al rapporto tra R3 ed R8, mentre

$$\delta = (180^\circ - 40 \Theta)$$

Nei confronti del circuito illustrato alla figura 5, il valore di N è pari a 10, il che determina una larghezza di banda entro -3 dB pari a 0,26 F. Ciò equi-

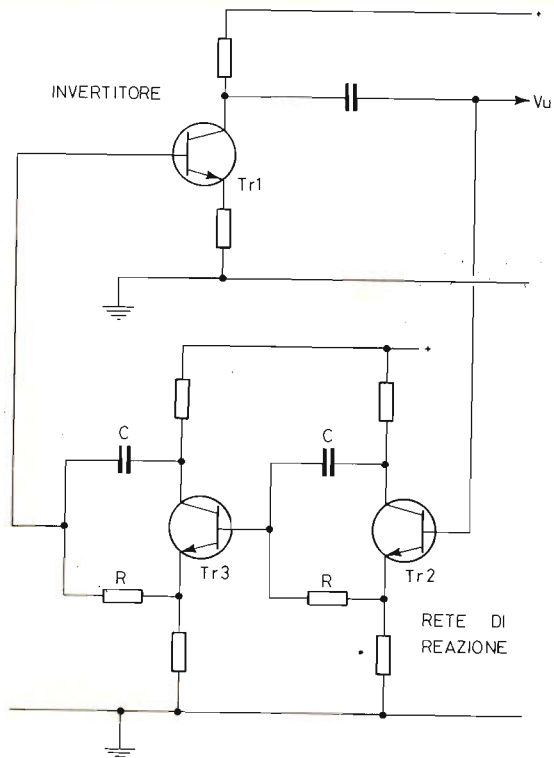


Fig. 4 - Circuito di principio di un oscillatore a sfasamento nel quale due reti di sfasamento vengono collegate in cascata nel circuito di reazione di un amplificatore invertitore.

vale ad un fattore « Q » pari a circa 3,75. Se il valore di R3 viene aumentato in modo da ottenere un valore di N pari a 100, il valore corrispondente di « Q » diventa pari a circa 25.

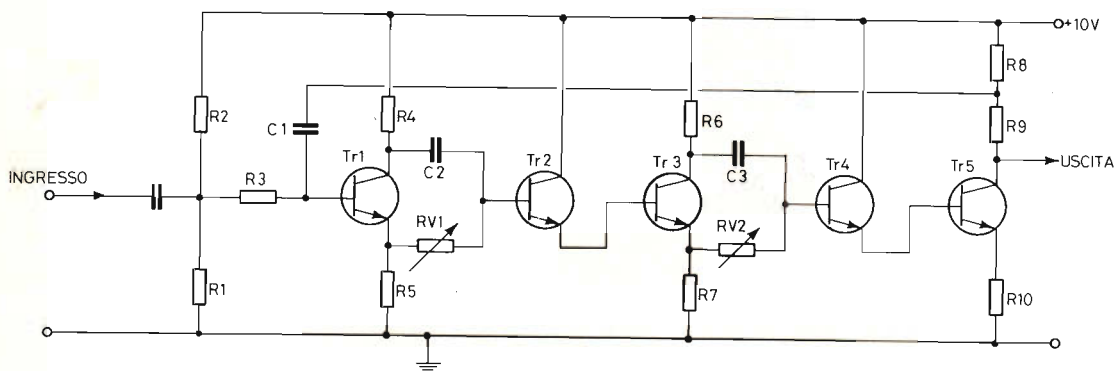


Fig. 5 - Circuito elettrico di un amplificatore selettivo completo: la frequenza di sintonia viene controllata regolando contemporaneamente le resistenze variabili di sfasamento RV1 ed RV2 aventi il medesimo valore. Con i valori dei componenti elencati nella tabella, quelli delle resistenze RV1 ed RV2 non devono scendere al di sotto di 25 kΩ, né devono aumentare al di sopra di 250 kΩ.

La figura 5 — quindi — illustra il circuito di un amplificatore selettivo a frequenza variabile, con un guadagno generale pari a 10. Per trasformare questo tipo di amplificatore in un oscillatore di grande stabilità ed a bassa distorsione, è sufficiente collegare il terminale di uscita al condensatore di ingresso.

CONCLUSIONE

Si tratta, in sostanza, di un amplificatore a cinque stadi, che può anche essere realizzato in veste modulare, e che si presta a vari tipi di impieghi: ad esempio, negli impianti complessi di radio-comando, esso può rivelarsi assai utile agli effetti della selezione delle frequenze modulanti recanti i vari comandi. Inoltre, il suo impiego risulta alquanto vantaggioso nelle apparecchiature nelle quali si desidera separare un segnale avente una determinata frequenza da altri segnali costituenti un segnale complesso. Infine, collegando l'uscita all'ingresso nel modo descritto, allo scopo di trasformare l'intero dispositivo in un oscillatore del tipo a sfasamento, è possibile ottenere una frequenza di funzionamento assai stabile con un'ampiezza del

segnale di uscita che può risultare soddisfacente, per la realizzazione — ad esempio — di strumenti musicali elettronici, di generatori di frequenza campione, eccetera.

VALORI INDICATIVI

- R1 = 10.000 Ω
- R2 = 47.000 Ω
- R3 = 3.000 Ω
- R4 = 330 Ω
- R5 = 330 Ω
- R6 = 330 Ω
- R7 = 330 Ω
- R8 = 330 Ω
- R9 = 3.300 Ω
- R10 = 330 Ω
- RV1 = vedi didascalia di fig. 5
- RV2 = vedi didascalia di fig. 5
- C₁ = 1 μ F
- C₂ = in relazione alla gamma di frequenze
- C₃ = in relazione alla gamma di frequenze
- Tr = Tr2 = Tr3 = Tr4 = Tr5 = BC108



VISITATE LA NUOVA FILIALE G.B.C. DI GENOVA
 Corso Europa, 182 - Via Borgoratti, 23/i/r - Zona S. Martino - Tel. 316.888

circuiti

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DIGITALI

DTL ($t_{pd} = 30$ ns)

Serie FC - Compatibile con la serie 200
0-75°C

| | |
|-----------|--|
| FCH 101 | - Singola porta NAND * |
| FCH 111 | - Singola porta NAND |
| FCH 121 | - Doppia porta NAND * |
| FCH 131 | - Doppia porta NAND |
| FCH 141 | - Tripla porta NAND * |
| FCH 151 | - Tripla porta NAND* |
| FCH 161 | - Tripla porta NAND |
| FCH 171 | - Tripla porta NAND |
| FCH 181 | - Quadrupla porta NAND * |
| FCH 191 | - Quadrupla porta NAND |
| FCH 201 | - Sestuplo inverter * |
| FCH 211 | - Sestuplo inverter |
| FCH 221 | - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee |
| FCH 231 | - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee |
| FCY 101 | - Triplo espansore d'ingresso |
| FCJ 101 | - Flip-Flop JK |
| FCJ 111 | - Flip-Flop JK master-slave |
| FCJ 201 | - Flip-Flop JK master-slave |
| FCJ 121 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave |
| FCJ 131 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave |
| FCJ 191 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave |
| FCJ 211 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave |
| FCK 101 | - Multivibratore monostabile |
| FCK 101 Q | - Multivibratore monostabile |
| FCL 101 | - Rivelatore di livello (trigger di Schmitt) |

* senza resistenza di collettore

Circuiti complessi

| | |
|---------|----------------------------------|
| FCH 281 | - Comparatore a 5 bits |
| FCH 291 | - Rivelatore di parità a 10 bits |
| FCH 301 | - Decodificatore a 4 bits |
| FCJ 141 | - Decade asincrona |
| FCJ 221 | - Quadruplo Flip-Flop tipo D |
| FCL 111 | - Decoder/NIT driver |

DTL

Serie FC - Versione militare
-55° + 125°C

| | |
|-----------|---|
| FCH 102 | - fino a 212 - Porte NAND |
| FCH 222 | - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee |
| FCJ 102 | - Flip-Flop JK |
| FCK 102 | - Multivibratore monostabile |
| FCK 102 Q | - Multivibratore monostabile |
| FCL 102 | - Rivelatore di livello |

TTL ($t_{pd} = 13$ ns)

Serie FJ - Compatibile con la serie 74

| | | |
|---------|---------------------------------------|--------|
| FJH 101 | - Singola porta NAND | (7430) |
| FJH 111 | - Doppia porta NAND | (7420) |
| FJH 121 | - Tripla porta NAND | (7410) |
| FJH 131 | - Quadrupla porta NAND | (7400) |
| FJH 141 | - Doppia porta NAND (buffer) | (7440) |
| FJH 151 | - Doppia porta espandibile AND-OR-NOT | (7450) |
| FJH 161 | - Doppia porta AND-OR-NOT | (7451) |
| FJH 171 | - Porta espandibile AND-OR-NOT | (7453) |
| FJH 181 | - Porta AND-OR-NOT | (7454) |
| FJH 221 | - Quadrupla porta NOR | (7402) |
| FJH 231 | - Quadrupla porta NAND | (7401) |
| FJY 101 | - Doppio espansore AND-OR-NOT | (7460) |
| FJJ 101 | - Flip-Flop JK | (7470) |
| FJJ 111 | - Flip-Flop JK master-slave | (7472) |
| FJJ 121 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave | (7473) |
| FJJ 131 | - Doppio Flip-Flop tipo D | (7474) |
| FJJ 191 | - Doppio Flip-Flop JK master-slave | (7476) |

Circuiti complessi

| | | |
|---------|------------------------------|---------|
| FJJ 141 | - Decade asincrona | (7490) |
| FJJ 181 | - Quadruplo Flip-Flop tipo D | (7475) |
| FJL 101 | - Decoder/NIT Driver | (7441A) |

Documentazioni Tecniche
sui Circuiti Integrati

Dati tecnici:

M6a - Circuiti integrati lineari

M3a - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

integrati

PHILIPS

LINEARI

TTL ($t_{pd} = 6 \text{ ns}$)

Serie FH - Compatibile con la serie SUHL II

| | | |
|-----------|--|----------|
| FHH 101 A | - Singola porta NAND | (SG 262) |
| FHH 101 B | - Singola porta NAND | (SG 263) |
| FHH 121 A | - Doppia porta NAND | (SG 242) |
| FHH 121 B | - Doppia porta NAND | (SG 243) |
| FHH 141 A | - Quadrupla porta NAND | (SG 222) |
| FHH 141 B | - Quadrupla porta NAND | (SG 223) |
| FHH 161 A | - Singola porta AND-OR-NOT | (SG 252) |
| FHH 161 B | - Singola porta AND-OR-NOT | (SG 253) |
| FHH 181 A | - Singola porta AND-OR-NOT | (SG 212) |
| FHH 181 B | - Singola porta AND-OR-NOT | (SG 213) |
| FHY 101 | - Espansore d'ingresso AND-OR-NOT | (SG 232) |
| FHY 121 | - Doppio espansore d'ingresso AND-OR-NOT | (SG 272) |
| FHJ 101 A | - Flip-Flop J K (ingressi AND) | (SF 252) |
| FHJ 101 B | - Flip-Flop J K (ingressi AND) | (SF 253) |
| FHJ 121 A | - Flip-Flop J K (ingressi AND-OR) | (SF 262) |
| FHJ 121 B | - Flip-Flop J K (ingressi AND-OR) | (SF 263) |

E²CL ($t_{pd} = 2.5 \text{ ns}$)

Serie FK

| | |
|-----------|--------------------------------------|
| FKH 101 A | - Doppia porta con possibilità di OR |
| FKH 111 A | - Doppia porta |
| FKH 121 A | - Line driver |
| FKJ 101 A | - Flip-Flop RS |

M. O. S.

Serie FD

| | |
|-----------|---|
| FDN 106 | - Quadruplo shift register dinamico a 32 bits - 2 fasi |
| FDN 116 | - Quadruplo shift register dinamico a 32 bits - 1 fase |
| FDN 126 | - Shift register dinamico a lunghezza variabile da 1 a 64 bits - 2 fasi |
| FDN 136 | - Shift register dinamico a lunghezza variabile da 1 a 64 bits - 1 fase |
| FDN 146 | - Shift register dinamico a 256 bits - 2 fasi |
| FDN 156 | - Shift register dinamico a 256 bits - 1 fase |
| FDQ 106 | - Random Access Memory 128 bits (64 x 2) |
| FDR 106 Z | - Read Only Store 256 x 9 bits. |

| | |
|---------|---|
| TAA 241 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 242 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 243 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 521 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 522 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 811 | - Amplificatore operazionale |
| TAA 812 | - Amplificatore operazionale |
| TAB 101 | - (De) modulatore ad anello |
| TAA 480 | - Amplificatore di canale |
| TAA 500 | - Amplificatore per microfoni |
| TAA 530 | - Chopper a quattro MOST |
| OM 200 | - Amplificatore per protesi auditive |
| TAA 370 | - Amplificatore per protesi auditive |
| TAA 263 | - Amplificatore per bassi livelli |
| TAA 293 | - Amplificatore per uso generale |
| TAA 300 | - Amplificatore audio da 1 W |
| TAA 310 | - Preamplificatore audio per registratori a nastro |
| TAA 320 | - Preamplificatore M.O.S. |
| TAA 350 | - Amplificatore-limitatore per canale suono TV e radio FM |
| TAA 435 | - Preamplificatore pilota audio |
| TAA 450 | - Amplificatore-discriminatore per canale suono TV e radio FM |
| TAA 550 | - Stabilizzatore di tensione per sintonizzatori a diodi varicap |
| TAA 570 | - Amplificatore-discriminatore per canale suono TV e radio FM |
| TAA 700 | - Elaboratore segnali video e di sincronismo per TV |
| TAD 100 | - Radioricevitore AM per OM, OL |

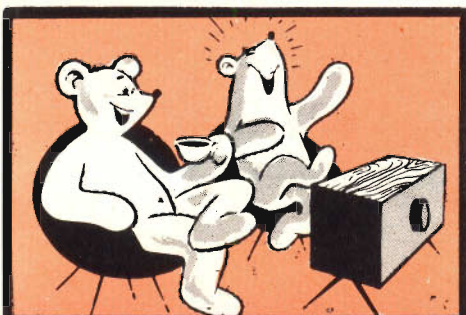
Circuiti M.S.I. e L.S.I. sono inoltre realizzabili su richiesta, sia con tecniche bipolari che M.O.S.

Dati di impiego:

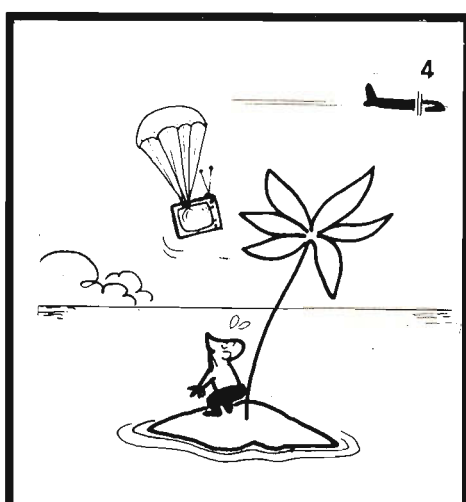
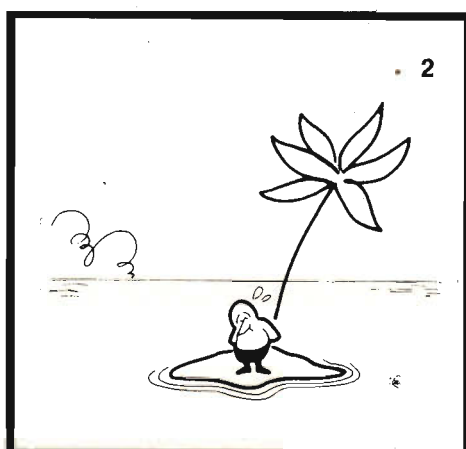
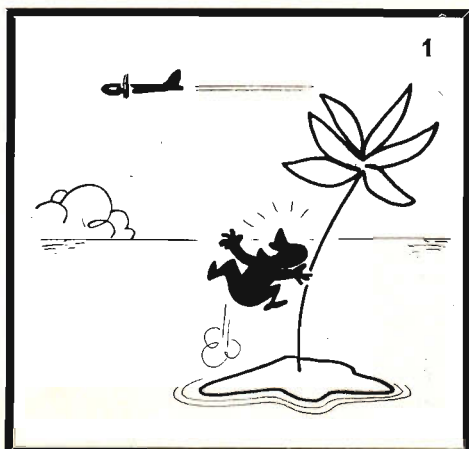
- Circuiti integrati digitali serie FC - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati digitali serie FJ - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati lineari per radio TV b.f. - generalità e applicazioni.

Le richieste di queste documentazioni tecniche vanno indirizzate a:

PHILIPS s.p.a. - Reparto Microelettronica
piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano



**VIDEO
RISATE**



un amplificatore economico da 10 W

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Questo amplificatore si compone di:
un circuito integrato lineare SN 72709. E' compensato in frequenza dalla correzione 1,5 nF, 1,5 kΩ e dalla capacità di 20 pF. Il guadagno di questo amplificatore viene determinato dal rapporto

$$\frac{100 \text{ k}}{10 \text{ k}} = 10$$

Le prestazioni di questo amplificatore sono le seguenti:

Tensione d'entrata: 1 V RMS max.

Tensione d'uscita: 10 V RMS max.

Massima potenza d'uscita: 10 W.

Banda passante a 3 dB da 10 Hz a 30 MHz.

Distorsione a 1 kHz inferiore al 0,3% a 8 W.

Carico 8Ω.

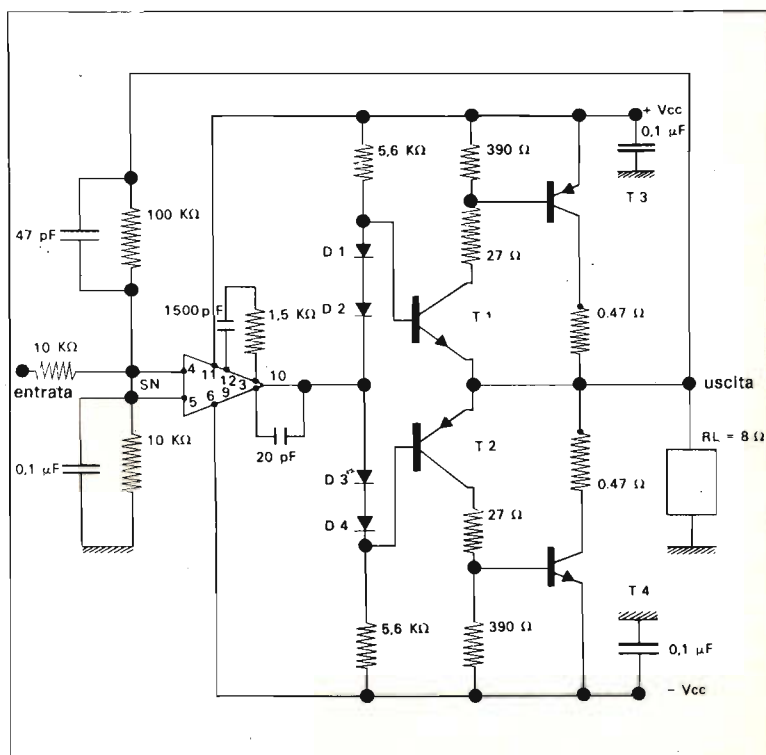
Impedenza d'entrata 10 kΩ

La tensione di alimentazione è di ± 15 V con un massimo di ± 18 V.

un amplificatore a transistor.

Il 72709N pilota due transistor complementari al silicio (2N2904 e 2N2218), i 4 diodi al germanio annullano l'effetto di taglio dovuto alla conduzione separata dei transistor PNP e NPN.

Lo stadio d'uscita si compone di 2 transistor complementari TIP 31 e TIP 32 (contenitore plastico).



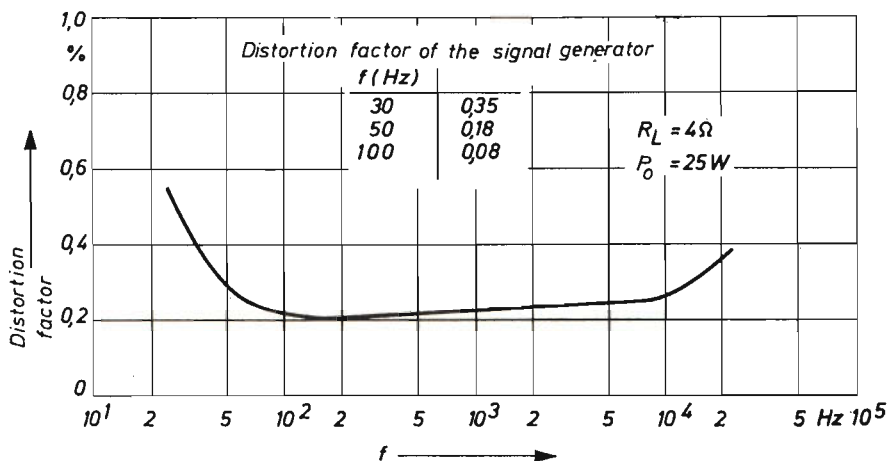


Fig. 2

essere montato con un buon collegamento termico con i transistor dello stadio finale. La fig. 2 indica il fattore di distorsione dell'amplificatore in dipendenza della frequenza e la fig. 3 in funzione della potenza di uscita.

I dissipatori termici per ogni transistor finale devono avere una resistenza termi-

ca al massimo di 3,5 gr/W. Per i due transistor pilota sono sufficienti dissipatori con resistenza termica di 35 gr/W.

DATI TECNICI

| | |
|--|--------|
| Tensione di esercizio | 54 V |
| Corrente di esercizio (a pieno carico) | 1,87 A |

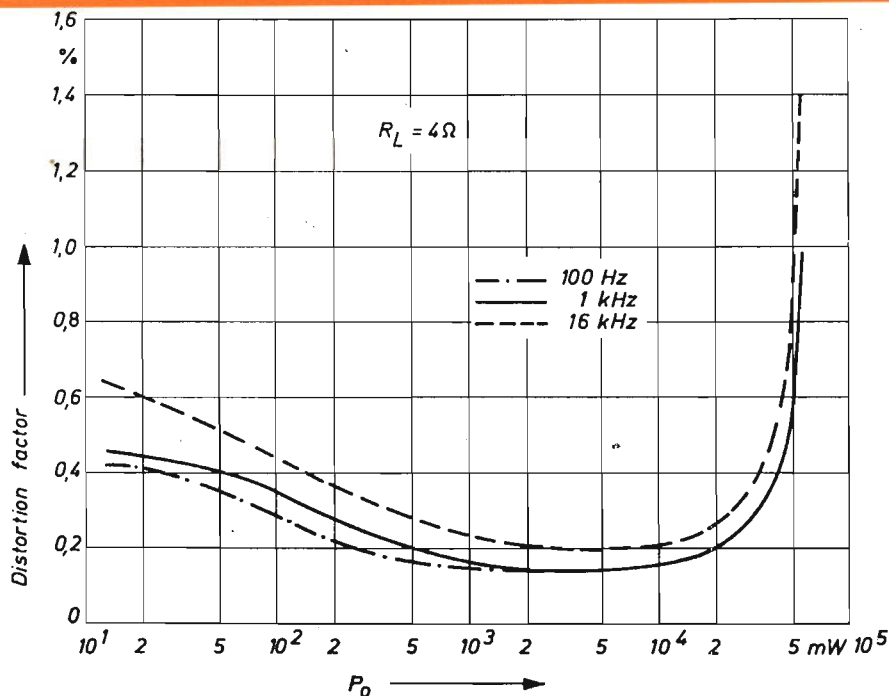
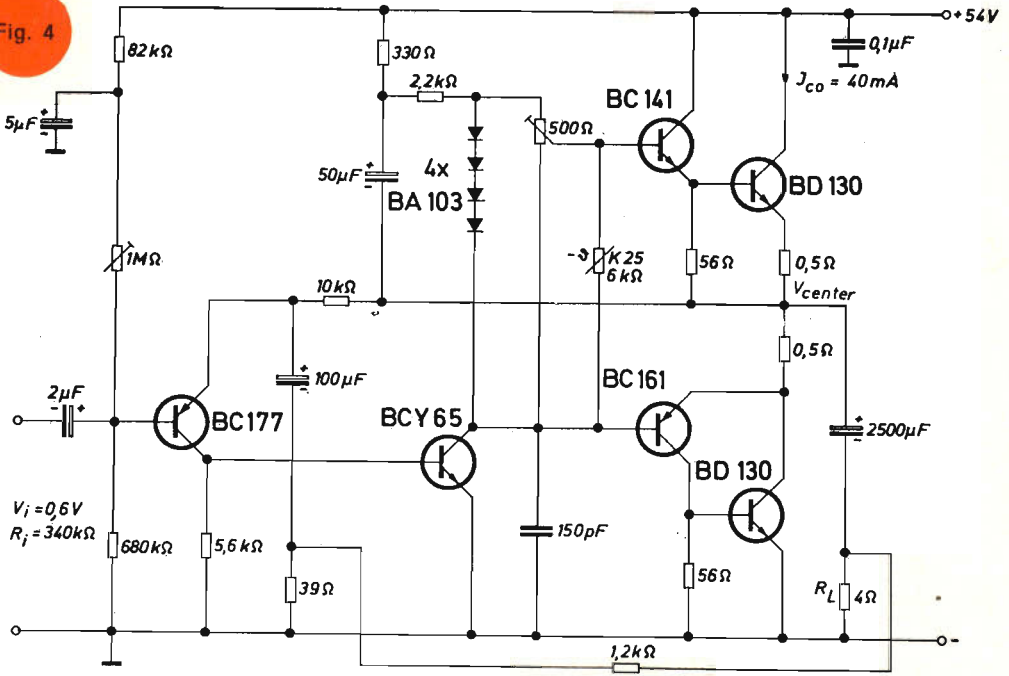


Fig. 3

Fig. 4



$V_i = 0,6V$
 $R_i = 340k\Omega$

Potenza di uscita (fattore di distorsione 1%)
Resistenza di carico
Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita
Resistenza di ingresso
Amplificazione di tensione
Amplificazione di potenza
Campo di frequenza

54 W
4 Ω
1,1 V
1,25 k Ω
22,5 dB
47,5 dB
10 Hz sino
40 kHz
85 dB

Tensione di rumore
Resistenza termica del dissipatore per ogni transistor finale
Per ogni transistor pilota

3,5 gr/W
35 gr/W

Lo schema secondo fig. 4 si differenzia dal precedente per l'aggiunta di un pre-stadio. Si raggiunge così una maggiore sensibilità di ingresso e una migliore stabilità della tensione al punto centrale contro le variazioni della tensione di alimentazione.

DATI TECNICI

(per lo schema di fig. 4 per quanto si dif-

ferenzia dallo schema precedente)

Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita 0,6 V
Resistenza di ingresso 28 dB
Amplificazione di tensione 77 dB
Amplificazione di potenza
Tensione di rumore
(Resistenza generatore 200 Ω , potenza di uscita 50 mW) 75 dB
340 k Ω

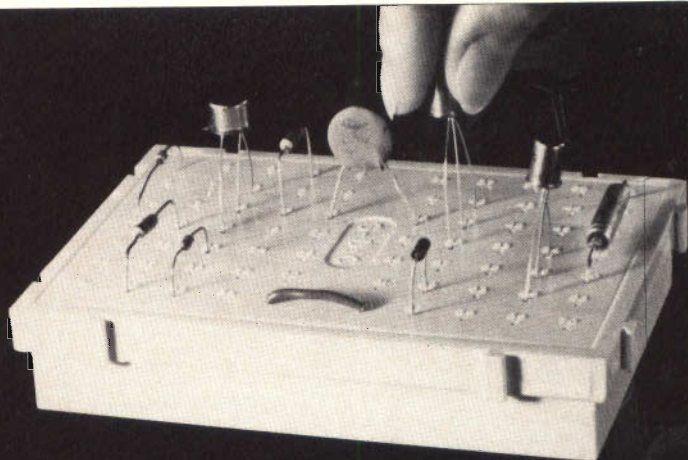
2 MEDIA FREQUENZA FM CON TRANSISTOR AL SILICIO

L'amplificatore a schema fig. 5 si compone di 3 stadi di cui i primi due eguali, i punti di lavoro dei tre transistor sono stabilizzati contro la variazione della tensione di alimentazione con un unico diodo al selenio.

Gli stadi lavorano a schema a emettitore comune non neutralizzato. Per otte-

UK/5000 "S-DeC"

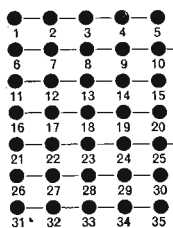
piastre per circuiti sperimentali



Le UK/5000 « S-DeC » sono piastre, usate a migliaia nei laboratori di ricerca, industriali o didattici. Per questi ultimi, si adattano a studi di ogni grado, dalle Scuole Tecniche alle Università.

Queste piastre, affermatesi rapidamente ai tecnici di tutto il mondo, sono ora disponibili anche in Italia!

Il diagramma seguente dimostra le possibilità di contatti con le UK/5000. Ogni piastra presenta la superficie ripartita, con una parte numerata da 1 a 35 e l'altra da 36 a 70. Sono realizzabili, perciò, numerosissimi stadi circuitati.



Le piastre possono essere collegate ad incastro per formare circuiti di qualunque dimensione. I componenti vengono semplicemente inseriti nei contatti, senza saldatura alcuna, ed estratti con altrettanta semplicità quando occorre.

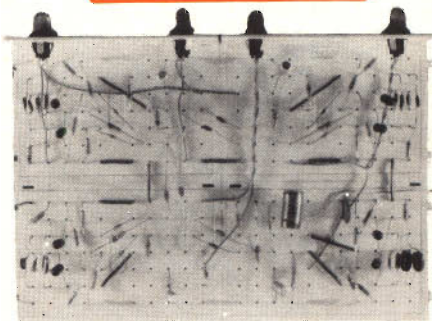
Manuale pratico - In ogni scatola UK/5000 è contenuto un libretto con vari progetti esemplificativi.

Accessori - Viene fornito, con ogni UK/5000, un pannello per il montaggio dei potenziometri. Questo pannello si innesta su apposite guide. Fanno parte inoltre del Kit alcune piccole molle, da usare per contatti senza saldature degli elementi che vengono montati sul pannello, e delle clips per ferriti ecc.

Progetti con l'UK/5000 - Il già citato manuale fornisce istruzioni complete per l'esecuzione dei circuiti. Fra questi c'è un radiorecettore reflex a tre transistor con rivelatore a diodo; un oscillatore per esercitazioni telegrafiche; un lampeggiatore elettronico; un amplificatore audio a tre stadi e molti circuiti oscillanti.

Dati tecnici

- Forza di inserimento e di estrazione sul terminale dei componenti 90 g
- Capacità fra le file adiacenti dei contatti 3 pF
- Resistenza fra i contatti adiacenti 10 mΩ
- Resistenza fra le file adiacenti dei contatti 10¹⁰ Ω



UK/5000 « S-DeC » completo di accessori e manuale, è in distribuzione presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia. Prezzo di listino Lire 6.500.

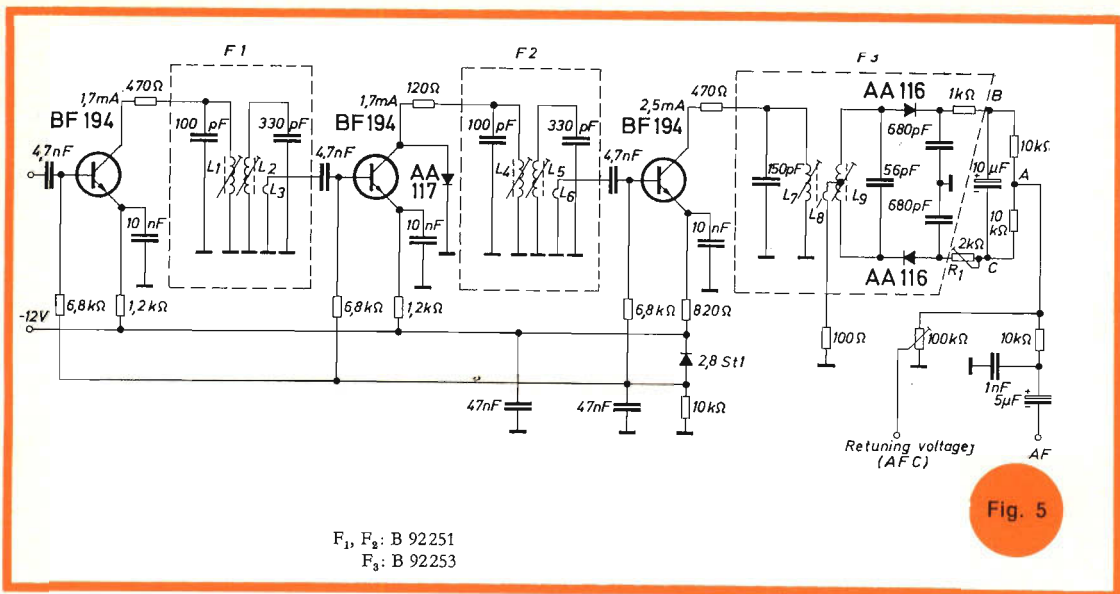


Fig. 5

nere una elevata stabilità delle oscillazioni sono stati usati filtri a bassa resistenza ohmica con capacità di 100 e 330 pF.

L'accoppiamento del secondario al successivo stadio avviene induttivamente tramite un distinto avvolgimento previsto nella costruzione del filtro, questo sistema è molto favorevole dal punto di vista della stabilità. In tutti e tre gli stadi è prevista sul collettore una resistenza per evitare effetti di taglio con forti emittenti, nel collettore del secondo stadio è inserito un diodo al germanio come limitatore in modo che gli stadi successivi non vengano saturati.

Come discriminatore è usato il filtro F3, i componenti contenuti nel riquadro tratteggiato fanno parte della costruzione del filtro stesso.

La resistenza R1 è prevista per la migliore soppressione della AM. Nello schema è pure indicato come; con sistema relativamente semplice, può venire prelevata dal demodulatore una tensione di correzione della frequenza per l'oscillatore del Tuner.

In fig. 6 sono rappresentate le curve di andamento della tensione totale rettificata, la tensione media frequenza sul collettore dell'ultimo stadio e la tensione di uscita bassa frequenza rispetto alla tensione d'ingresso; è evidente come già

con una tensione d'ingresso di soli circa 100 μV vengono ottenuti quasi i massimi valori di uscita. Inoltre illustra come variano fortemente con la tensione di ingresso la larghezza di banda del circuito media frequenza e il rapporto della curva di rivelazione. La larghezza di banda è stata misurata al collettore dell'ultimo transistor con circuito primario del filtro chiuso su una resistenza di 60 Ω .

Infine è indicata la soppressione della AM con l'andamento della tensione di ingresso.

I valori indicati nel diagramma risultano dal rapporto della tensione bassa frequenza per emittente a FM e la tensione per emittente ad AM.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione 12 V
 Corrente di esercizio 6,8 mA

DATI DELLE BOBINE

Tutti i nuclei tipo B63310 U17 A12,3
 Diametro delle bobine 5 mm

AVVOLGIMENTI

| | |
|----------------|------------------|
| L.1 = 20 spire | L.6 = 2 spire |
| L.2 = 10 spire | L.7 = 1,5 spire |
| L.3 = 2 spire | L.8 = 6 spire |
| L.4 = 20 spire | L.9 = 2x11 spire |
| L.5 = 22 spire | |

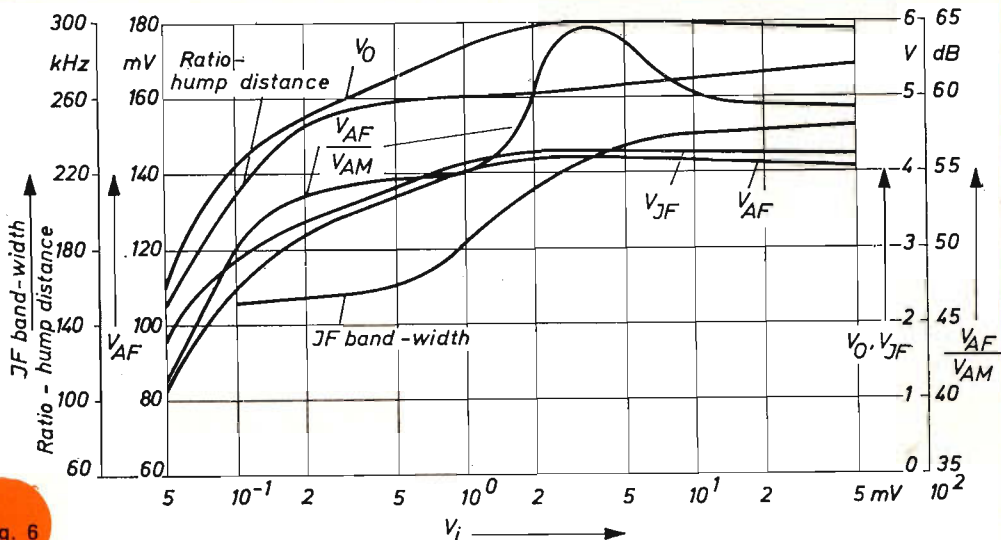


Fig. 6

3 REGOLATORE DI VELOCITÀ DI UN MOTORINO

Nelle figure 7 e 8 sono illustrati circuiti di regolazione del numero dei giri di piccoli motori a corrente continua mediante il sistema, a bassa perdita, della

variazione dell'angolo di conduzione della fase della tensione di alimentazione.

Il pilotaggio avviene per ogni semionda dei 50 Hz della tensione; con il potenziometro P_1 viene regolato l'istante e cioè l'angolo di conduzione della semionda sinusoidale con cui il condensatore C_1 viene caricato sino a che il transistor T_1 va in conduzione e pilota il tiristore della fig. 7 o il secondo transistor della fig. 8.

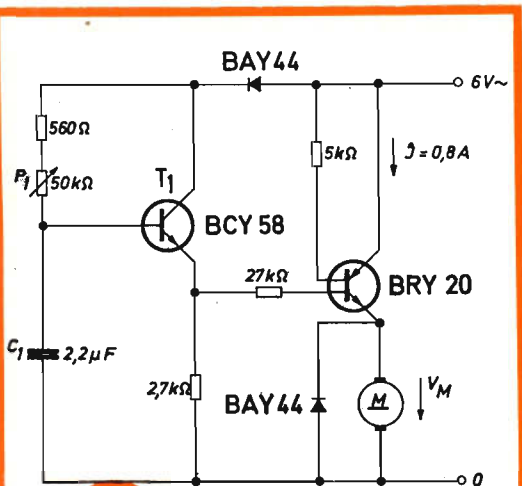


Fig. 7

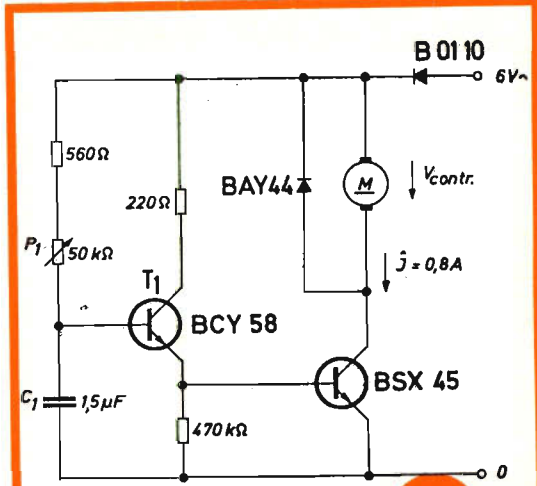


Fig. 8

Il comportamento del tiristore in questa applicazione è essenzialmente migliore di quello del transistor.

Quando il tiristore è in conduzione (innescato) esso vi permane sino al successivo passaggio dallo zero della tensione sinusoidale. Il transistor commutà più lentamente che il tiristore dato che la sua corrente di collettore dipendente dalla corrente di comando di base. Questo fatto si fa maggiormente sentire per angoli di conduzione oltre i 90 gradi.

Lo schema illustrato a fig. 7 è adatto pure per impiego con tiristori e motori di maggior potenza.

DATI TECNICI

| | |
|---|-------------|
| Tensione di alimentazione | 6 V - 50 Hz |
| Corrente di punta del motore | 6,8 A |
| Resistenza in corrente continua dal motore | 10 Ω |
| Massima potenza in corrente continua del motore | 0,67 W |
| Temperatura ambiente | -20 + 60°C |

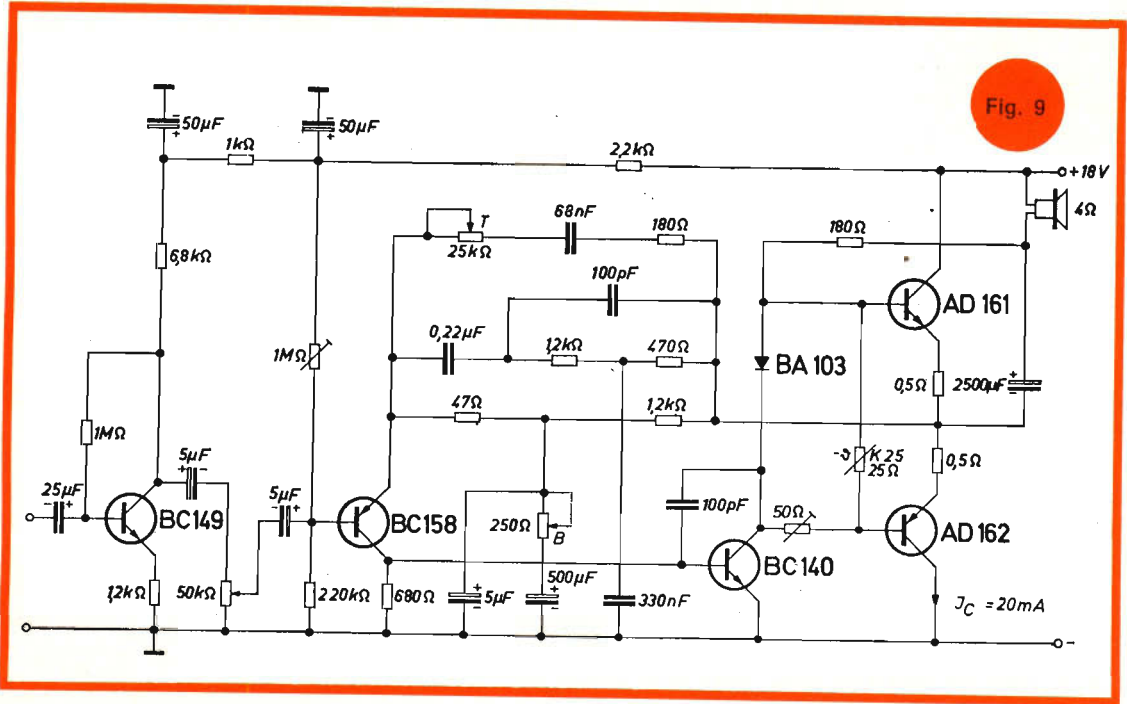


Fig. 9

4 AMPLIFICATORE BASSA FREQUENZA DA 8 W A 18 V

L'amplificatore a Fig. 9 si compone di uno stadio di ingresso ad alta resistenza che impiega il transistor al silicio BC 149, selezionato a basso rumore, uno stadio amplificatore con un transistor al silicio PNP tipo BC 158 in contenitore plastificato, un transistor pilota al silicio BC 140 ed una coppia finale di transistor complementari al germanio AD 161/AD 162. L'amplificatore è corredato di regolatori dei toni a controreazione e il dia-

gramma a Fig. 11 mostra la correzione delle frequenze ottenibili. La Fig. 10 illustra l'andamento del fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita riferito a tre diversi valori di frequenza.

I transistor finali devono essere montati su di un dissipatore con una resistenza termica di almeno 10 gr/W per ciascun transistor.

DATI TECNICI

| | |
|--|--------|
| Tensione di alimentazione | 18 V |
| Corrente di esercizio senza modulazione | 68 mA |
| Corrente di esercizio per la massima potenza di uscita | 660 mA |

BULGIN

la scelta
dei
critici



A.F. BULGIN & CO. LTD BYE-PASS ROAD, BARKING, ESSEX
COMPONENTI ELETTRONICI DI ALTA QUALITA'

PER MAGGIORI INFORMAZIONI RIVOLGERSI PRESSO LE SEDI **G.B.C.**

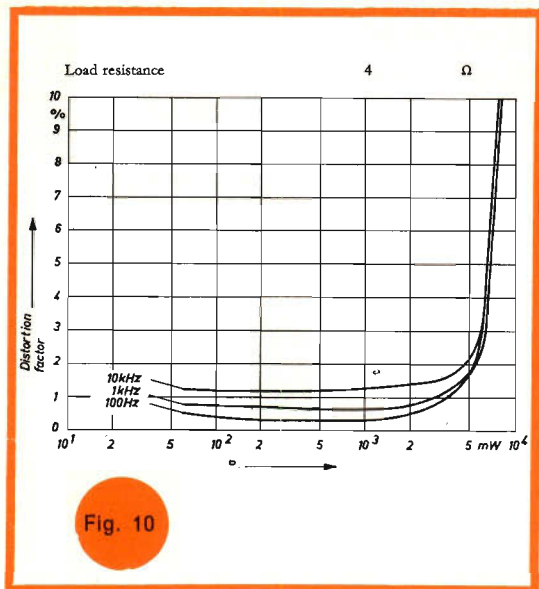


Fig. 10

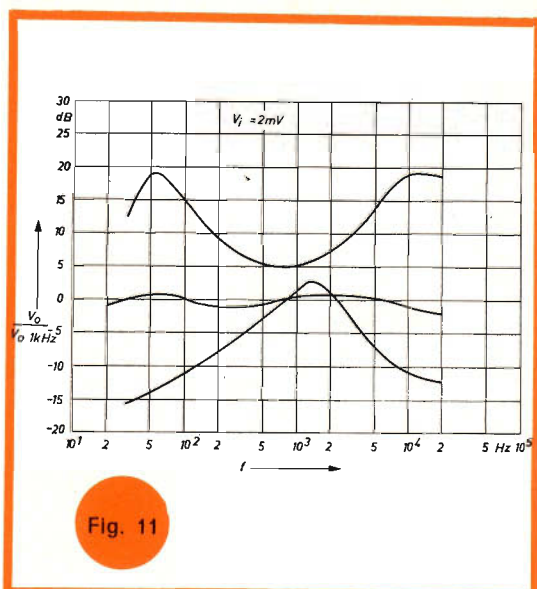


Fig. 11

| | |
|---|----------------|
| Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita | 66 mV |
| Resistenza di ingresso | 120 k Ω |
| Potenza di uscita (fattore di distorsione 10%) | 8 W |
| Potenza di uscita (fattore di distorsione 2%) | 5 W |
| Resistenza di carico | 4 Ω |

L'amplificazione di tensione è al massimo 250, e viene raggiunto in questa condizione, un livello di rumore al massimo di 50 dB nel campo di frequenze da 15 Hz sino a 20 kHz.

Il preamplificatore è composto da due stadi accoppiati galvanicamente con transistor planari al silicio BC 149.

L'amplificazione e la sensibilità di ingresso possono venire regolate col potenziometro in uscita.

Con questo potenziometro contemporaneamente alla riduzione della tensione di uscita viene azionata la controreazione.

Un'altra controreazione è prevista con una resistenza sull'emettitore del secondo stadio verso la base del primo stadio, con questa resistenza viene pure fissato il punto di lavoro del primo stadio.

Questa resistenza di polarizzazione di base non influisce essenzialmente sulla grandezza della tensione di rumore fin tanto che non è maggiore di una decina di volte della resistenza del generatore.

DATI TECNICI

| | |
|---------------------------|---------------|
| Tensione di alimentazione | 20 V |
| Corrente di esercizio | 1,4 mA |
| Resistenza di ingresso | 45 k Ω |

5 PREAMPLIFICATORE A BASSO RUMORE

Come in generale per tutti i transistor anche per il tipo BC 149, particolarmente adatto per prestadi a basso rumore, il fattore di rumore dipende dal punto di lavoro e dalla resistenza del generatore.

E' inoltre importante, da questo punto di vista considerare se questa resistenza è reale o virtuale, una resistenza induttiva del generatore provoca un aumento del fattore di rumore.

Lo schema elettrico a Fig. 12 mostra un preamplificatore che è stato progettato per un minimo rumore, con una resistenza del generatore di 200 Ω e un segnale di ingresso di circa 200 μ V.

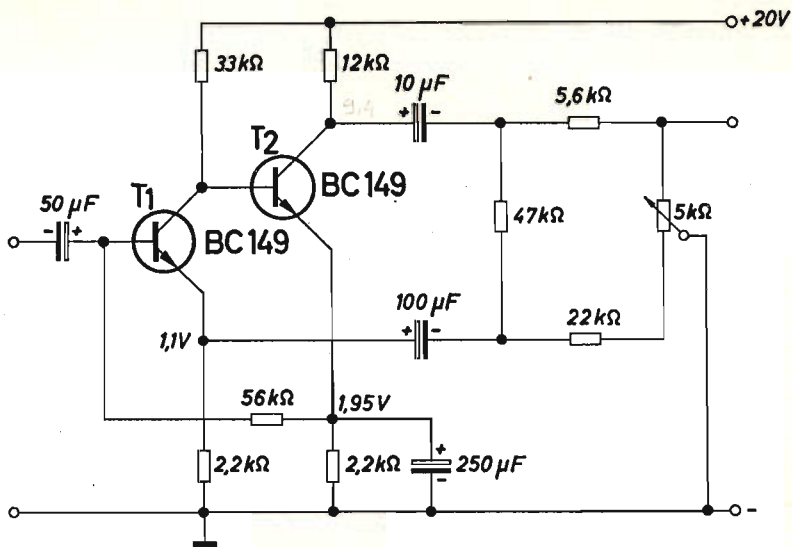


Fig. 12

| | |
|--------------------------------|-----------------------|
| Tensione di ingresso | 200 μ V |
| Tensione di uscita | 50 mV |
| Campo di frequenza (3 dB) | 10 Hz sino 260 kHz |
| Sicurezza di sovrarmodulazione | 28 dB |
| Livello di tensione di rumore | 51 dB |

(Resistenza del generatore = 200 Ω , frequenza = 10 Hz sino 20 kHz).

6 TEMPORIZZATORE SINO A 300 SECONDI

Usando piccoli tiristori possono venire realizzati in modo semplice circuiti ritardatori come l'esempio illustrato a fig. 13. Il circuito funziona come un relè ritardato; cioè che si attira dopo un determinato tempo dalla inserzione della tensione di alimentazione.

Inserendo la tensione costante di 24 V si carica il condensatore C1 attraverso il relè R e la resistenza R1 e R2; in parallelo al condensatore attraverso il diodo Zener D1 e il transistor BCY58 si tro-

va l'ingresso del tiristore tetrodo BRY20. Fintanto che la tensione al condensatore C1 è minore del valore della tensione di Zener del diodo il tiristore rimane bloccato. Il condensatore C2 ch'è inserito in parallelo all'ingresso evita che il tiristore possa venire innescato da picchi transitori alla inserzione della alimentazione.

Appena la carica del condensatore C1 è aumentata ad un valore tale che supera il valore della tensione di Zener il tiristore va in conduzione e il relè si eccita. Il tempo in cui viene raggiunto questo valore dipende dalla corrente di carica del condensatore C1 che può venire regolata dalla resistenza R1 e con ciò regolato pure il tempo di ritardo.

Non appena il tiristore ha commutato il condensatore C1 viene rapidamente scaricato attraverso il circuito Anodo-Catodo; si raggiunge con ciò un tempo di ripristino del dispositivo molto breve. Nel caso che la tensione di alimentazione venga disinserita prima dell'attrazione del relè la scarica del condensatore C1 avviene sulla resistenza R3.

Per ottenere una buona costanza del tempo di ritardo occorre tenere costante la tensione di alimentazione.

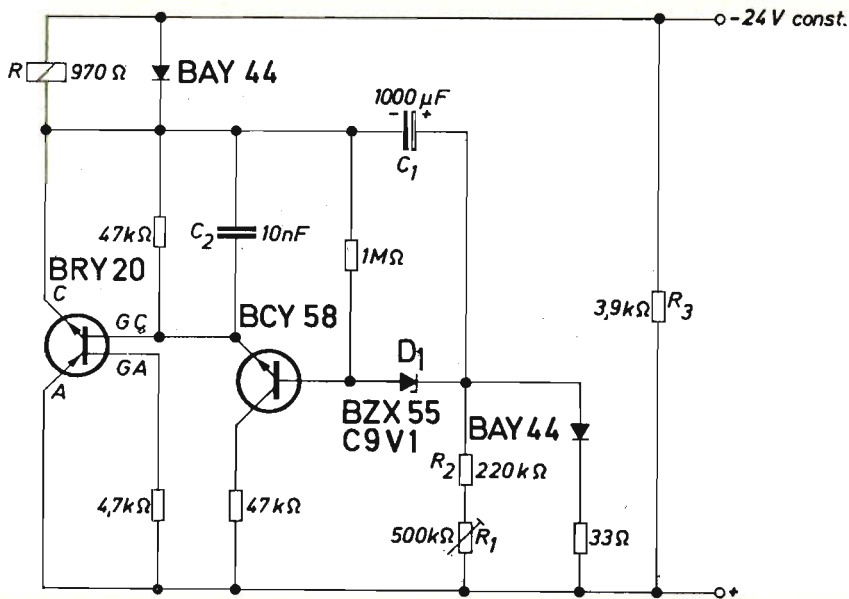


Fig. 13

L'amplificazione del transistor BCY58 permette di diminuire il valore della capacità necessaria del condensatore C1, con un condensatore di 1.000 μ F si ottiene un tempo di ritardo sino a 300 secondi.

Ritardo all'attrazione (regolabile con R1)

100 sino a 300 secondi

Massima temperatura di esercizio

70 °C

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione 24 V costanti
Corrente d'esercizio 35 mA

Relè R = microrelè tipo V23016 A0006 A101.

Estratto dalla pubblicazione « Halbleiter - Schaltbeispiele 1969 » della Siemens Aktiengesellschaft.

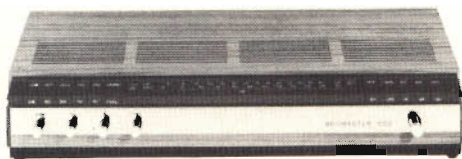
Vita sempre più difficile per gli irregolari che di giorno e di notte frequentano la stazione Centrale di Milano, nonostante i massicci rastrellamenti compiuti dalla polizia ferroviaria. Tra qualche giorno entrerà in funzione un impianto televisivo a circuito chiuso, grazie al quale, senza muoversi dall'ufficio, un sottufficiale di polizia potrà tenere sotto controllo i settori nevralgici della stazione seguendo su sei « monitors », installati in una stanza del comando, quanto avviene nel raggio di azione di sei telecamere collocate in modo assai discreto in punti chiave. La prima delle sei telecamere inquadrerà il salone della biglietteria con una angolatura che consentirà, in particolare, di vedere i viaggiatori mentre fanno la fila davanti agli sportelli per acquistare il biglietto. Questo solitamente è il momento preferito dai borsaioli per sfilare il portafoglio dalle tasche delle vittime o per allontanarsi frettolosamente con la valigia sottratta al viaggiatore distratto. La seconda telecamera inquadrerà quella specie di « cortei dei miracoli » che è la sala d'attesa di seconda classe. Una terza sarà collocata in modo da prendere una panoramica dei marciapiedi centrali — dal nono al sedicesimo — sui quali partono e arrivano i convogli più importanti, che sono quelli presi particolarmente di mira dai « topi ».

un



per Voi

1 beomaster 1000



Amplificatore - Sintonizzatore stereo FM « B. & O. »

Interamente transistorizzato. Ingressi per registratore, pick-up magnetico, piezo e presa per antenna esterna
Uscita per altoparlanti supplementari
Controlli di volume, toni separati e bilanciamento
Filtri antirombo, antifruscio e fisiologico
Sintonizzatore con AFC e collegamenti per decoder stereo
Elegante mobile in noce

1 beogram 1000-V



Giradischi stereo « B. & O. »

3 velocità - motore asincrono a 4 poli
Braccio in lega leggera bilanciato
Dispositivo di discesa frenata del braccio
Pressione d'appoggio regolabile da 0 ÷ 4 g
Completo di base in legno pregiato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio: 358 x 308 x 160

2 beovox 1000



Diffusore « B. & O. »

Mobile in legno pregiato di tipo completamente chiuso
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 45 ÷ 18.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer
1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 470 x 240 x 190

presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia



stabilizzatore
di tensione

CARATTERISTICHE
TECNICHE

A forma d'onda corretta. ·
Collaudato secondo norme
C.E.I. - Potenza: 250 VA -
Ingresso: 125-160-220-280
V \pm 20% - Uscita: 220 V
 \pm 2% - Rendimento: 87%.
HT/4460



NUOVI FOTOELEMENTI AL SOLFURO DI CADMIO MONOSTRATO

di L. Cascianini

**NOVITÀ
TECNOLOGICHE**

L'introduzione di un nuovo processo tecnologico nella fabbricazione delle fotoresistenze al solfuro di cadmio (CdS) ha permesso di migliorare le caratteristiche elettriche, (introducendo tolleranze più strette), e nello stesso tempo di assicurare a queste fotoresistenze quella stabilità di funzionamento nel tempo, essenziale in molti impieghi sia in campo civile che industriale.

Il sistema di fabbricazione impiegato per ottenere le note fotoresistenze tipo ORP 60; ORP 90, RPY 20 ecc. è noto ed è il seguente: si sinterizzano in un materiale « legante » particelle (granuli) di solfuro di cadmio (CdS) opportunamente drogato. Questo processo avviene a temperatura elevata ed il prodotto di questa sinterizzazione viene presentato sotto forma di « pastiglia ».

Le fotoresistenze così ottenute avevano lo svantaggio di possedere caratteristiche elettriche **con tolleranze molto larghe** ed inoltre il loro funzionamento nel tempo non aveva quella stabilità richiesta dai particolari impieghi.

I laboratori di ricerca della Philips hanno messo a punto un altro metodo di fabbricazione di questi fotoelementi. Esso permette di ottenere fotoelementi che non hanno gli inconvenienti a cui abbiamo accennato sopra (e cioè, tolleranze troppo larghe e stabilità insufficiente).

Il nuovo sistema di fabbricazione è a strati di CdS' formati da granuli singoli.

Nei fotoelementi realizzati con il nuovo sistema, l'elemento attivo è formato da un unico strato avente lo spessore di un « granulo » di solfuro di cadmio. Per ottenere questi nuovi fotoelementi non occorrono né temperature elevate né processi di sinterizzazione.

La semplicità del nuovo sistema di fabbricazione

Per comprendere la tecnica di questo nuovo sistema di fabbricazione si osservino le figg. 1 e 2.

La fig. 1 indica uno strato di solfuro di cadmio come appare al microscopio. La fig. 2 indica lo stesso strato visto in sezione. Entrambe queste figure rappresentano **uno** strato di particelle (granuli) di solfuro di cadmio. Ciascuna particella misura circa 40 μm . Tutte le particel-

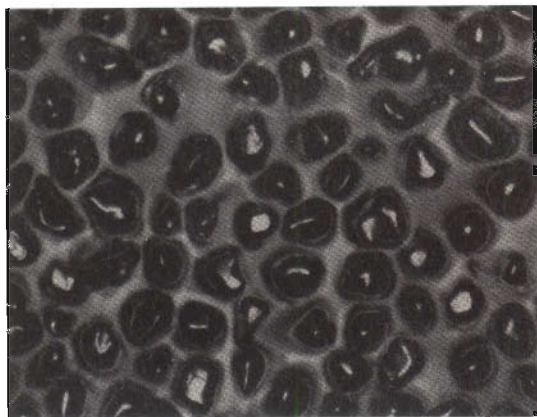


Fig. 1 - Monostrato di particelle (granuli) di solfuro di cadmio come appare visto al microscopio.

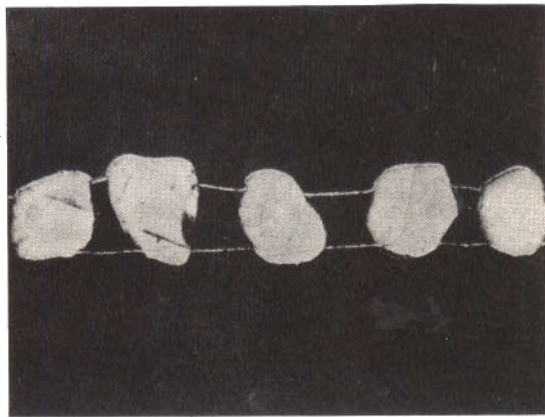


Fig. 2 - Lo stesso strato visto in sezione. I singoli granuli di CdS spuntano da una parte e dall'altra del materiale legante.

le che formano questo strato sono immerse in un materiale sintetico il cui spessore è tanto sottile che ciascuna particella di CdS può « spuntare » da una parte e dall'altra di esso (fig. 2). I contatti elettrici del fotoelemento vengono realizzati su queste « punte » delle particelle di CdS emergenti da una parte e dall'altra del sottile strato di materiale sintetico in cui si trovano immerse.

La fig. 3 indica come viene realizzato in pratica un fotoelemento costruito secondo il principio dello strato di monoparticella di CdS descritto più sopra.

I due reofori vengono sistemati entrambi su una faccia del monostrato. Ciò permette di dare robustezza al fotoelemento e nello stesso tempo impedisce che i reofori proiettino la loro ombra sullo strato fotosensibile.

Realizzazione del monostrato di particelle di solfuro di cadmio

Il processo di costruzione è estremamente semplice. Si parte da un substrato sul quale si applica un « film » adesivo; si sparpagliano le particelle di solfuro di cadmio (i cosiddetti granuli di

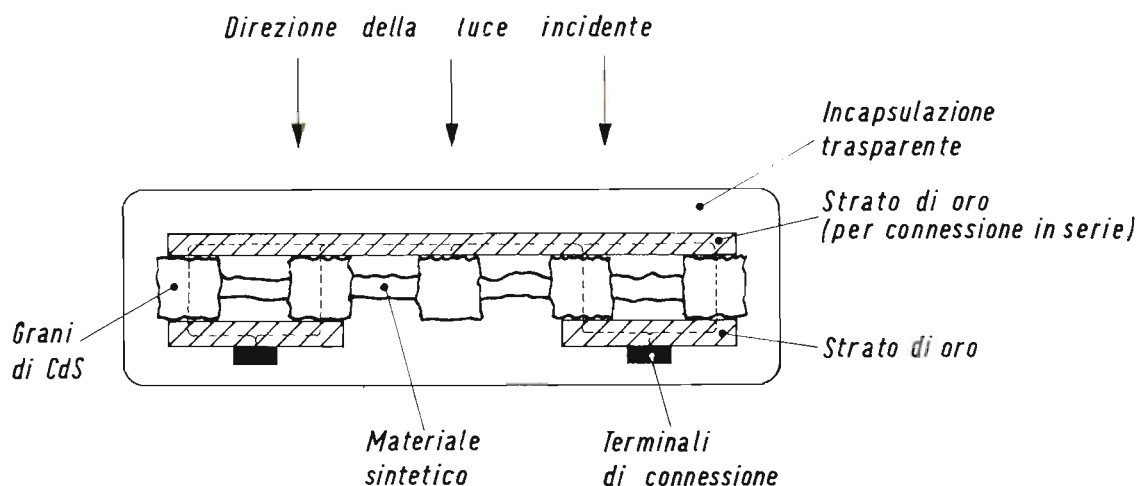


Fig. 3 - Realizzazione pratica di una fotoresistenza dove il fotoelemento è costituito da una piastrina avente lo spessore delle singole particelle (o granuli) di solfuro di cadmio.

CdS) su questo film. Ciascuna particella rimane attaccata a questo film come una mosca rimane attaccata alla carta moschicida. Fatto ciò si scuote il substrato, e di conseguenza sul film adesivo rimarrà un unico strato di particelle di CdS. A questo punto, si immerge il substrato con sopra lo strato di particelle di CdS in un materiale sintetico che si infiltrerà tra una particella e l'altra, e di conseguenza, tutte le particelle risulteranno immerse in questo materiale ma non annegate.

Abbiamo visto che lo spessore di questo materiale di riempimento deve essere tale da far apparire sulla sua superficie le estremità delle singole particelle di CdS. Non appena questo materiale di riempimento è diventato duro e consistente si lima il substrato con sopra il relativo « adesivo ». A questo punto, avremo ottenuto quel monostrato di particelle di CdS come indicato nelle figg. 1 e 2.

La successiva operazione riguarda la deposizione per evaporazione dei due strati d'oro che stabiliranno il contatto elettrico sia tra le particelle di CdS sia tra queste e i reofori esterni.

Successivamente si taglia il foglio monostrato in quadratini di 5 x 5 mm di lato che vengono poi muniti singolarmente dei rispettivi reofori. L'operazione finale riguarda l'incapsulatura che può essere di plastica per impieghi in « interni » oppure in metallo (TO-5) con finestra, per impieghi « all'aperto ».

Curva di risposta

Questo nuovo sistema di fabbricazione permette di determinare con estrema facilità:

- 1) la resistenza del fotoelemento entro un'ampia gamma di valori di illuminazione;
- 2) la rapidità di salita della curva d'illuminazione in funzione della resistenza;
- 3) la risposta al colore.

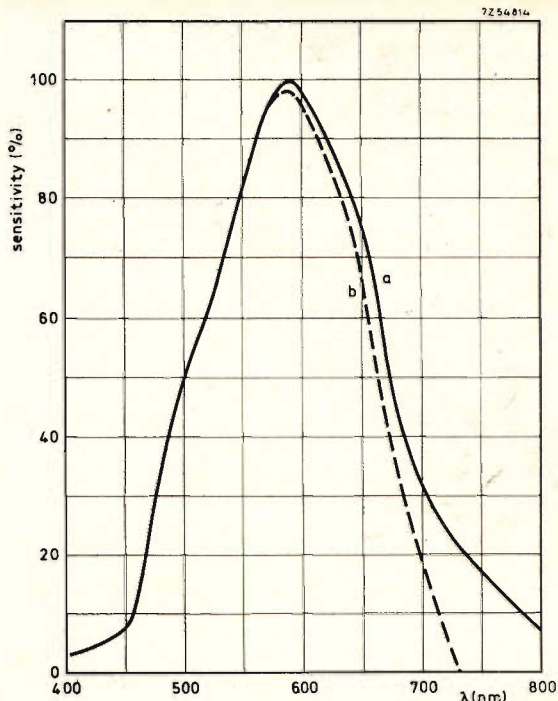


Fig. 4 - Curva di risposta spettrale dei nuovi fotoelementi.

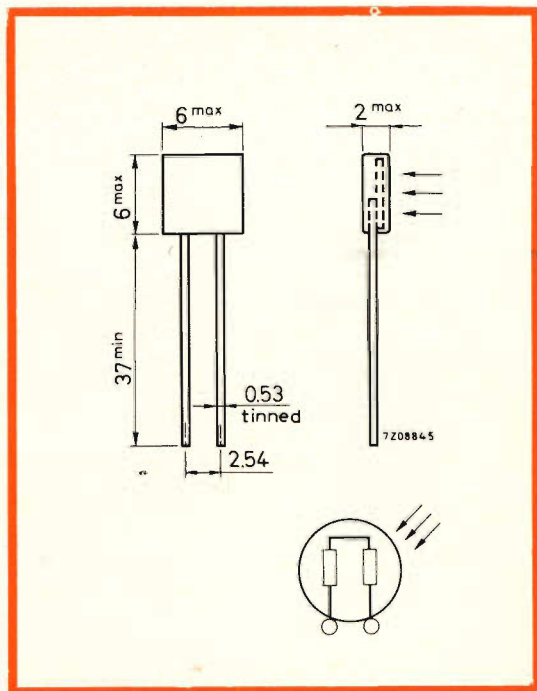


Fig. 5 - Dimensioni d'ingombro e simbolo elettrico della fotoresistenza RPY 58.

L'incapsulatura in metallo permette di usare per la finestra materiale plastico trasparente di vari colori. Ciò consente di correggere la curva di risposta del fotoelemento, e questo è particolarmente importante nel caso che il fotoelemento venga impiegato in un esposimetro quando si vogliono fare fotografie a colori.

La fig. 4 (in b) indica infatti come diventa la curva normale di risposta (curva a) quando viene posto sulla finestra del fotoelemento una sostanza trasparente colorata facente da filtro.

Il tipo RPY 58 (Philips) attualmente disponibile è destinato principalmente ad impieghi in campo civile (per es. come

interruttore nei giocattoli). Questo fotoelemento può lavorare con tensioni fino a 50 V e con correnti fino a 25 mA. La **resistenza in oscurità** a 50 V è superiore a 200 k Ω . La resistenza con una illuminazione di 50 lux (2700 K $^\circ$) è 600 Ω (da 350 fino 1400 Ω). Questa fotoresistenza può essere pertanto inserita direttamente nel circuito.

Siccome il calore sviluppato nel fotoelemento viene trasferito all'esterno essenzialmente attraverso i due reofori, questi dovranno essere più corti possibile. La saldataura nel circuito non potrà comunque avvenire ad una distanza inferiore a 6 mm dal contenitore del fotoelemento.

PERSONAL TV

VITTORIA SOLINAS

**PER ASCOLTARE RADIO E
TV SENZA DISTURBARE
NESSUNO.**

Per goderVi la trasmissione preferita anche sino a tarda ora, senza disturbare il bimbo che dorme o il vicino che riposa.

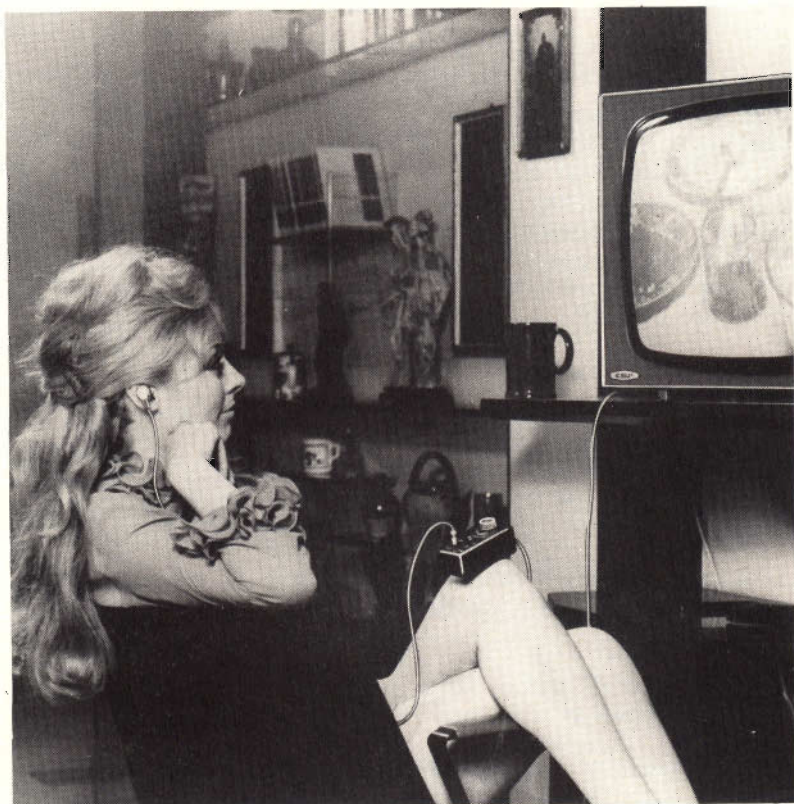
Può essere usato contemporaneamente da due persone.

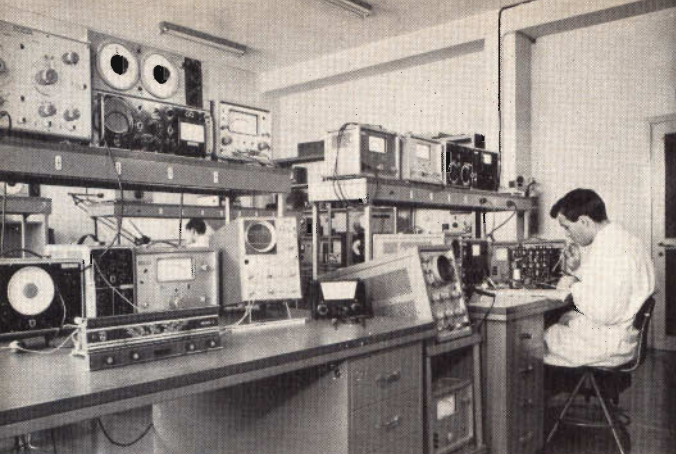
Richiedete opuscolo gratuito.



ACUSTICA VACCA
Via Sacchi, 16 - Torino

Reperibile presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.





a cura di P. Soati

SERVIZIO RADIO-TV

APPUNTI PER I RADIOCOSTRUTTORI E I TECNICI

SUL RONZIO E L'INTERMODULAZIONE DI BASSA FREQUENZA NEI RICEVITORI

(modulazione di ampiezza)

Concludiamo le note dedicate ai ricevitori a modulazione di ampiezza che riprenderemo dopo aver preso in esame quelle relative ai ricevitori a modulazione di frequenza, che inizieremo a trattare dal prossimo numero, come ci è stato richiesto da parte di numerosi lettori. Bisogna infatti tenere conto che le prove che si riferiscono agli stadi di bassa frequenza in genere sono valide tanto per i ricevitori a modulazione di ampiezza quanto per quelli a modulazione di frequenza.

SUL RONZIO DEI RICEVITORI

In primo luogo è indispensabile suddividere in due categorie distinte le sorgenti di ronzo e precisamente:

- 1) sorgenti dovute alla stessa frequenza di rete e ciò naturalmente nel caso di alimentazione del ricevitore in corrente alternata;
- 2) sorgenti parassite che danno luogo a delle tensioni interferenti di valore piccolo, rispetto alla tensione di rete, e di frequenza qualunque, che in gene-

re è compresa entro la gamma acustica, e che possono avere influenza tanto nei ricevitori alimentati dalla rete elettrica quanto in quelli ad alimentazione in corrente continua. Fra le tensioni parassite rientrano tutte quelle dovute ai motori elettrici o macchine generatrici di corrente che sovrapposte alla tensione di alimentazione del ricevitore possono assumere notevole importanza, anche se il loro valore è basso, in relazione al notevole valore della frequenza.

Il ronzo è perciò misurato cumulativamente da tutte le tensioni residue presenti all'uscita del ricevitore aventi frequenza uguale o multipla delle basse frequenze che sono presenti nell'alimentazione del ricevitore stesso.

PROCEDIMENTO PER LA MISURA DEL RONZIO

L'alimentazione dei ricevitori a corrente alternata, oppure ad alimentazione mista viene eseguita con una sorgente base eventuale frequenza sinusoidale di 50 Hz oppure con una sorgente che fornisca, oltre alla tensione base, anche una tensione a frequenza variabile, entro la gamma acustica, di ampiezza pari al 2% di quella base.

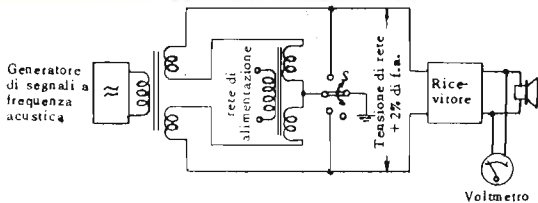


Fig. 1 - Misura del ronzo presente in un radiorecettore alimentato con corrente alternata.

Invece l'alimentazione dei ricevitori in corrente continua, qualora siano connessi ad una rete di alimentazione od anche con alimentazione indipendente, si fa mediante una sorgente che fornisca oltre alla tensione continua di base, anche una tensione a frequenza acustica di ampiezza pure essa pari al 2% di quella di base e di frequenza variabile entro la gamma acustica.

Con il ricevitore collegato alla terra e l'altoparlante normalmente inserito si misurerà la tensione di ronzo che è presente ai terminali della bobina mobile dell'altoparlante stesso.

Le connessioni dovranno essere effettuate come indicato nelle figure 1 e 2 che si riferiscono sia ai ricevitori alimentati con corrente alternata sia a quelli alimentati in corrente continua. In entrambi i casi il commutatore dovrà essere portato nella posizione che da luogo al massimo ronzo.

Quando la tensione di alimentazione avviene alla frequenza di base, dovranno essere misurate mediante l'analizzatore tutte le armoniche di un certo rilievo, se invece l'alimentazione è eseguita mediante la frequenza acustica sovrapposta si misurerà soltanto la componente a questa frequenza.

Agli effetti del giudizio finale sull'importanza pratica delle componenti misurate ha particolare importanza la risposta elettroacustica dell'altoparlante del quale parleremo successivamente.

Misura del ronzo con il variare della tensione di entrata

Si applica al ricevitore un segnale alla frequenza di 1 MHz con una tensione di

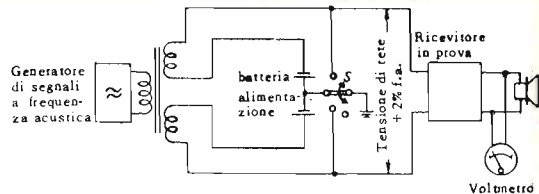


Fig. 2 - Misura del ronzo presente in un radiorecettore alimentato in corrente continua.

entrata normale e modulazione pure normale, regolando i relativi comandi per ottenere la massima larghezza di banda e disponendo il regolatore di volume, e quello di tono, in modo da produrre la massima estensione della risposta a frequenza acustica. La misura si eseguirà secondo i procedimenti sopra indicati in corrispondenza delle varie posizioni del comando manuale del controllo di volume. Il ronzo misurato quando il comando del volume è al minimo è detto **ronzo residuo del ricevitore**.

Regolazione del ricevitore nella misura del ronzo al variare dei diversi comandi

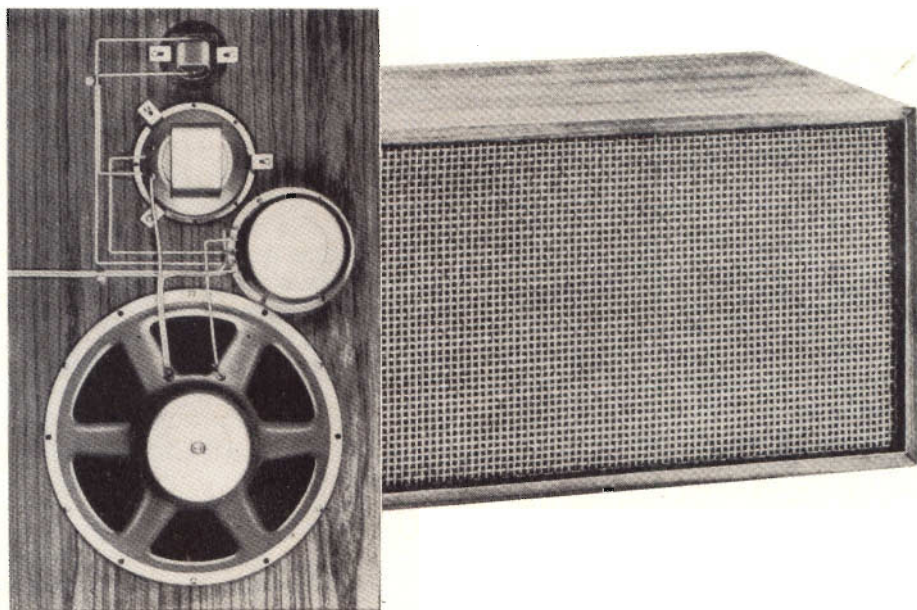
Il comando del volume sarà portato al massimo e la misura, secondo i procedimenti sopra indicati, verrà ripetuta in corrispondenza delle varie posizioni degli altri comandi ed in modo particolare di quello del tono.

Espressione dei risultati - Se la misura è stata eseguita alla sola frequenza di base, cioè a 50 Hz, e le componenti sono state rilevate con l'analizzatore si calcolerà il dislivello in decibel della potenza di ogni componente rispetto alla potenza normale. Se la misura invece è stata eseguita con tensione avente la frequenza acustica « f_a », sovrapposta alla tensione di rete, si calcolerà il dislivello in decibel tra la potenza alla frequenza acustica di prova e la potenza normale di uscita. **(Circa la definizione di tensione, modulazione, potenza normale vedere le puntate precedenti).**

Nel primo caso le componenti di ronzo, cioè la fondamentale e le relative armoniche, fino al limite di apprezzamento, verranno riportate su un diagramma del tipo indicato in figura 3, nelle cui ascisse sono tracciate le frequenze o le tensioni

Peerless

costruire una
cassa acustica
è molto semplice!



La Peerless, oltre a produrre una vasta gamma di altoparlanti per HI-FI, progetta anche diversi tipi di casse acustiche e può fornire i relativi «KIT». I tipi di cui disponiamo soddisfano quasi completamente le diverse esigenze degli appassionati in fatto di qualità, costo e dimensioni. Tutte le casse progettate dalla Peerless sono del tipo completamente chiuso, sistema che favorisce un'ottima riproduzione delle basse frequenze.

| TIPO | ALTOP. IMPIEGATI | POT. MAX. | CAMPO DI FREQ. | DIMENSIONI | N. G.B.C. |
|----------------------|---|-----------|----------------|-------------|------------|
| PABS 2-8 a 2 vie | 1 Tweeter 1 Woofer | 8 W | 50-18.000 Hz | 395x245x165 | AA/5470-00 |
| PABS 3-15 a 3 vie | 1 Tweeter 1 Mid-range 1 Woofer | 15 W | 45-18.000 Hz | 515x218x270 | AA/5480-00 |
| PABS 3-25 a 3 vie | 1 Tweeter 1 Mid-range 1 Woofer | 25 W | 40-18.000 Hz | 635x380x400 | AA/5485-00 |
| PABS 4-30 a 4 vie | 2 Tweeter 1 Mid-range ellittico 1 Woofer 1 Crossover tipo 3-25 | 30 W | 30-18.000 Hz | 630x340x234 | AA/5490-00 |

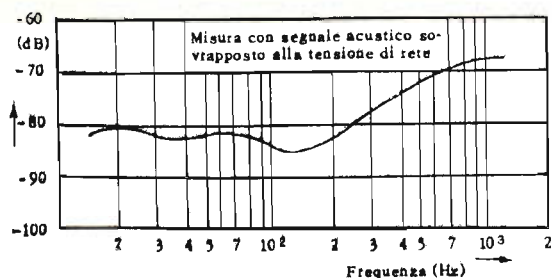


Fig. 3 - Esempio di diagramma relativo alle componenti di ronzio.

di entrata in scala logaritmica, oppure, in scala lineare, le graduazioni dei vari comandi.

Misura del valore psfometrico del ronzio - Anziché misurare le singole componenti può essere utile misurare il valore psfometrico del loro insieme allo scopo di avere un valore approssimato della sensazione prodotta dal ronzio nel ricevitore. In tal caso si sceglie la tensione di alimentazione, come è stato indicato nel caso precedente, e fra i terminali della bobina mobile dell'altoparlante del ricevitore ed il voltmetro misuratore di uscita si interpone un filtro psfometrico.

Il suddetto filtro dovrà avere una curva specificata, ad esempio la curva di attenuazione-frequenza, prevista nelle misure dei radioricevitori dal CCIR, od altra curva del genere della quale riportiamo un esempio:

| caratteristica del filtro psfometrico | |
|---------------------------------------|-----------------|
| frequenza Hz | attenuazione dB |
| 50 | -46 ± 6 |
| 100 | -32 ± 6 |
| 200 | -18 ± 6 |
| 400 | - 6 ± 3 |
| 800 | - 1 ± 3 |

Per esprimere i risultati si misurerà il dislivello in decibel tra le indicazioni del voltmetro inserito dopo il filtro psfometrico, di specificata caratteristica, e la massima potenza di uscita utilizzabile a

400 Hz. Tale quantità rappresenta il valore psfometrico del ronzio.

DISTORSIONE ARMONICA CON UN SOLO SEGNALE

La distorsione armonica viene definita dal coefficiente **K** di distorsione armonica di cui alla seguente relazione:

$$K = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}$$

in cui $A_1, A_2, A_3, A_4 \dots$ rappresentano i valori della corrente, o della tensione, delle differenti armoniche presenti nel circuito di uscita, quando all'ingresso venga applicato un segnale con modulazione sinusoidale pura. Naturalmente le tensioni di ronzio e di rumore non devono essere comprese nella distorsione.

E' anche possibile aumentare progressivamente la potenza di uscita e misurare contemporaneamente la distorsione armonica sul carico equivalente. Si assume come massima potenza di uscita utilizzabile del ricevitore quella alla quale corrisponde, a 400 Hz, una distorsione armonica prestabilita, che però non sia superiore al 10%.

La distorsione armonica del circuito di uscita di un ricevitore si determina misurando le armoniche della tensione agli estremi del carico equivalente.

Per effettuare il calcolo della distorsione è necessario conoscere tre misure di valore efficace e precisamente:

Il valore V_T della tensione complessiva del segnale distorto, del ronzio e del rumore di fondo.

Il valore efficace V_R della tensione del ronzio residuo dopo la soppressione della componente fondamentale.

Il valore V_D della tensione del ronzio e del rumore in assenza del segnale di frequenza acustica impresso.

In tal caso il coefficiente di distorsione armonica risulta:

$$K = \frac{\sqrt{V_{R^2} - V_{D^2}}}{\sqrt{V_{T^2} - V_{D^2}}}$$

E' necessario tenere conto del ronzio soltanto nel caso in cui si impieghi un misuratore di distorsione che sopprima la sola fondamentale, ma non quando se ne usi uno che contenga un filtro passa-alto.

La distorsione può anche essere determinata misurando con voltmetri analizzatori le diverse componenti fondamentali ed armoniche. In tal caso può essere più comodo esprimere i valori delle armoniche $a_2 + a_3 + a_4 \dots$ in percentuale della fondamentale calcolando la distorsione armonica mediante la formula:

$$K = \frac{\sqrt{a_2^2 + a_3^2 + a_4^2 \dots}}{\sqrt{100^2 + a_2^2 + a_3^2 + a_4^2 \dots}}$$

Metodo per la misura della potenza sulla fondamentale e della distorsione armonica in funzione del livello di un segnale di frequenza acustica applicata ai terminali della presa fono

Si applica in questo caso ai terminali della presa fono (cioè all'entrata fono) del ricevitore un segnale avente la frequenza di 400 Hz prodotto da un generatore la cui impedenza di uscita sia piccola rispetto a quella di entrata del ricevitore. Se si usa un partitore l'impedenza corrisponde naturalmente a quella parte del partitore che è inserita nel circuito. Il regolatore di volume sarà portato al massimo e quello di tonalità, se esiste, nella posizione solita di tono acuto.

Il segnale sarà variato da valori molto bassi, ad esempio partendo da 50 mV, fino a valori elevati compresi fra 0,5 e 1 V. In corrispondenza di detti valori si misura la tensione fondamentale e quella delle armoniche più basse separatamente, ad esempio fino alla 7ª armonica, o globalmente come residuo armonico ai termini del carico fittizio.

Si può ripetere la stessa misura lasciando connessa la bobina mobile ai terminali di uscita del ricevitore e misurando tanto la tensione ai terminali stessi quanto la corrente che la percorre.

Espressione dei risultati - La rappresentazione grafica della potenza sulla fondamentale in funzione della tensione del segnale acustico applicato all'entrata fono si esegue portando in scala lineare sulle

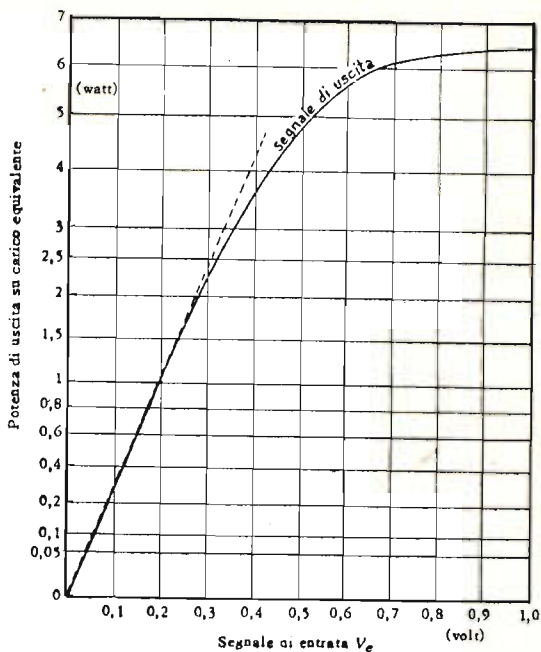


Fig. 4 - Esempio pratico di diagramma relativo alla potenza di uscita di un ricevitore in funzione del segnale d'entrata.

ascisse di un grafico le tensioni del segnale di entrata e sulle ordinate, la potenza sulla fondamentale in scala di radice quadrata, figura 4. La curva ottenuta prende il nome di curva di sovraccarico.

Si può anche riportare, sulle ordinate, in scala lineare il residuo totale in percentuale, oppure le singole distorsioni percentuali, ottenute dividendo le rispettive tensioni per la tensione fondamentale, figura 5, in funzione del segnale di entrata riportato sulle ascisse in scala lineare.

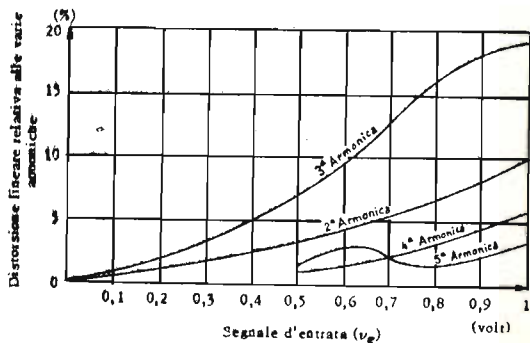


Fig. 5 - Esempio di grafico relativo alla distorsione non lineare sulle varie armoniche.

Le distorsioni sulle varie armoniche possono anche essere riportate in funzione della potenza di uscita P_u sulla fondamentale anziché in funzione del segnale di entrata.

Parametri caratteristici della distorsione e loro definizione

Dall'esame della curva di potenza sulla fondamentale riportata in figura 4 si deducono le tre grandezze caratteristiche completamente indipendenti fra di loro: **sensibilità di potenza S_p** , **potenza di saturazione P_s** e **limite di linearità L_1** , delle quali diamo la definizione:

a) la sensibilità di potenza S_p rappresenta l'inclinazione della tangente condotta alla curva di sovraccarico nel tratto iniziale e viene espressa mediante il rapporto fra la radice quadrata della potenza e la tensione corrispondente al punto che si sposta lungo il tratto rettilineo. Scelti come unità di misura il watt ed il volt, la sensibilità viene misurata in $(\text{ohm})^{-1/2}$. La potenza di uscita P_u corrispondente ad una generica tensione di entrata V_e si deduce dalla relazione $P_u = (S_p \cdot V_e)^2$.

b) La potenza di saturazione P_s è il massimo valore della potenza raggiungibile in condizioni di sovraeccitazione, cioè da quel valore di tensione di entrata a partire dal quale a incrementi positivi di tensione non corrispondono più incrementi apprezzabili di potenza. Questa saturazione è definita dalla condizione che la sensibilità di potenza sia ridotta ad almeno circa $2 \Omega^{-1/2}$.

c) Il limite di linearità L_1 è determinato mediante il punto che, rispetto alla tangente geometrica alla curva condotta per l'origine si scosta di un determinato valore, per esempio del 5%. Esso può essere espresso mediante la ascissa (V_{LL}) oppure mediante l'ordinata (P_{LL}) ma conviene dargli un aspetto più caratteristico formando il rapporto α_p tra la potenza al **limite della linearità P_{LL}** e quella di saturazione P_s e moltiplicando tale rapporto per

100 così da ottenere una quantità percentuale:

$$\alpha_p (\%) = 100 \frac{P_{LL}}{P_s}$$

Invece di curve i risultati possono essere espressi dai parametri caratteristici e da tabelle di percentuali di distorsione armoniche.

Ad esempio, riferendoci al grafico di figura 4, si ricava:

$$S_p = 5,2 \Omega^{-1/2}; P_s = 6,3 \text{ W}; \alpha_p = 33 \%$$

Le distorsioni armoniche al limite della linearità possono essere raccolte in una tabella, come ad esempio la seguente, che si riferisce alla stessa figura:

| Distorsioni armoniche al limite di linearità | | | | |
|--|-------------|--------------|----------------|----------------|
| Ricevitore | II armonica | III armonica | IV armonica | V armonica |
| (Sigla) | { % } | { % } | { % } | { % } |
| | 1 | 1,2 | non misurabile | non misurabile |

Le armoniche inferiori al 0,5% non sono misurabili con sufficiente precisione. **Procedimento per misurare la distorsione armonica in funzione del livello di un segnale di frequenza acustica applicato all'entrata fono, per potenza di uscita costante**

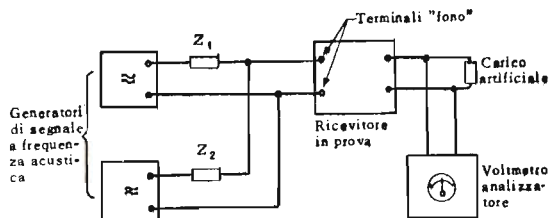


Fig. 6 - Schema a blocchi dell'insieme degli apparecchi per la prova di intermodulazione a frequenza acustica con due segnali. Z_1 e Z_2 sono di impedenza notevolmente maggiore dell'impedenza dei generatori e minore di quella d'ingresso del ricevitore in prova.

NOVO Test

B R E V E T T A T O

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

- VOLT C.C. 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
- VOLT C.A. 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- AMP. C.C. 6 portate: 50 µA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A. 4 portate: 290 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1 K - \Omega \times 10 K$
- REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
- VOLT USCITA 7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- DECIBEL 6 portate: da -10 dB a +70 db
- CAPACITÀ 4 portate: da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

- VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
- VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
- AMP. C.C. 7 portate: 25 µA - 50 µA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A. 4 portate: 250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1 K - \Omega \times 10 K$
- REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
- VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
- DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 db
- CAPACITÀ 4 portate: da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46

sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

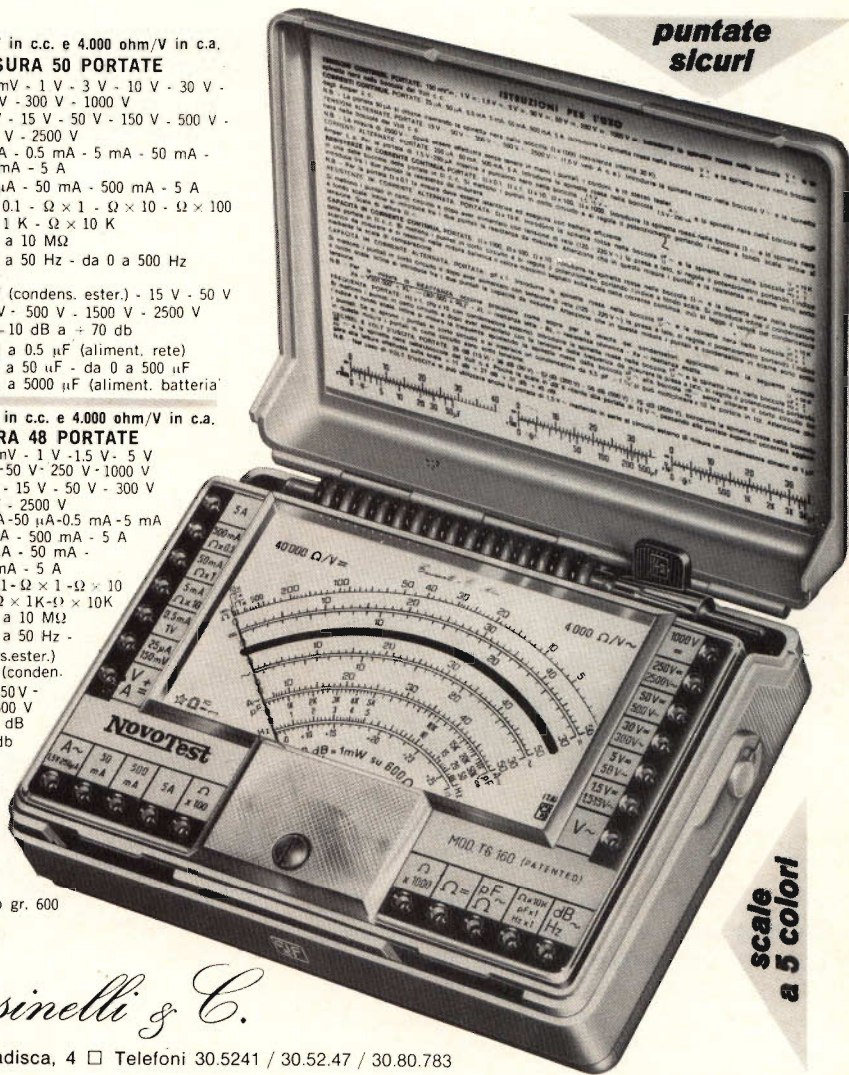
ITALY



Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca, 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.5247 / 30.80.783

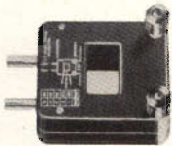
puntate
sicuri



scale
a 5 colori

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA

Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A

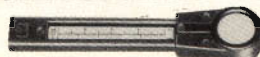


DERIVATORE PER
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A



PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. T 1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T 1/N campo di misura da -25 250

DEPOSITI
IN
ITALIA

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 118

BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10

CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Fra Bartolomeo 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvaro 18

TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele 103/3

PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento, 25

ROMA - Tardini di E. Cereda e C. s.
Via Amatrice, 15

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

MOD. TS 140 L. 10.800

MOD. TS 160 L. 12.500

franco nostro
stabilimento

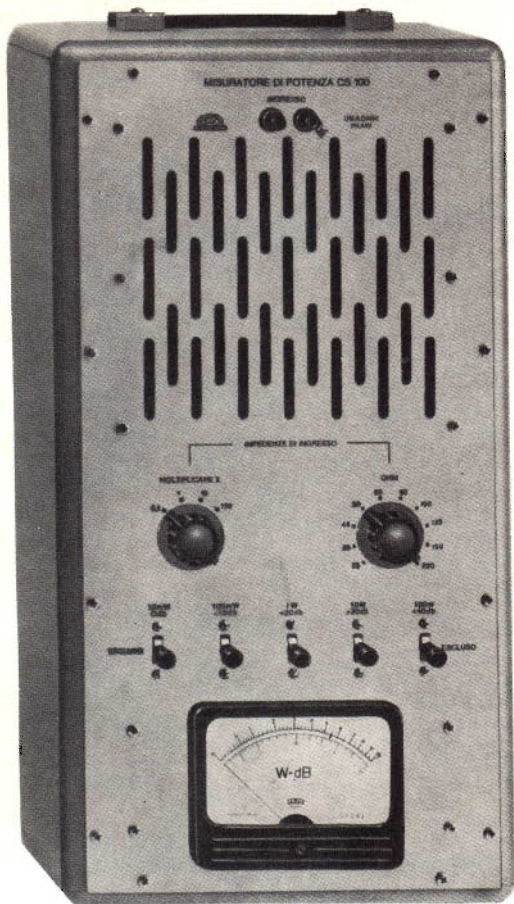


Fig. 7 - Misuratore di potenza B.F. UNAOHM - CS100 per amplificatori, generatori ecc. Campo di misura da 0,2 mW a 100 W.

Questa misura presenta un certo interesse nel solo caso che il controllo del volume agisca dopo lo stadio preamplificato a frequenza acustica. Si applica allora all'ingresso fono del ricevitore un segnale avente la frequenza di 400 Hz proveniente da un generatore la cui impedenza interna sia piccola rispetto a quella di entrata del ricevitore.

Il volume sarà regolato al massimo mentre il livello del segnale di uscita sarà portato al valore corrispondente al massimo. Si varierà per gradi la posizione del comando del volume portandola verso il minimo mentre si aumenterà, contemporaneamente, il segnale d'ingresso fino a ripristinare il livello di uscita iniziale.

Si misurerà allora la distorsione sul carico equivalente in funzione del livello di

entrata. La misura potrà essere ripetuta per la potenza di uscita normale.

La rappresentazione grafica dei risultati della distorsione armonica in funzione del livello del segnale di bassa frequenza, all'entrata fono, si esegue portando sulle ascisse il livello d'entrata espresso in decibel, o in microvolt, in scala logaritmica, e sulle ordinate la distorsione armonica in scala lineare.

Procedimento di misura della distorsione armonica in funzione della potenza di uscita con segnale a radiofrequenza modulato

Si porta il regolatore di tono sulle tonalità alte applicando al ricevitore, mediante l'antenna artificiale, un segnale di 5 mV a 100 kHz modulato a 400 Hz e all'80%.

Si misura la distorsione armonica sul carico equivalente per varie posizioni del controllo di volume vicino al minimo, fino al massimo. Per ottenere una misura precisa occorre che la eventuale distorsione della modulazione del generatore dei segnali sia la più bassa possibile e che in ogni caso non superi il 2%.

La rappresentazione grafica della distorsione armonica in funzione della potenza di uscita, si fa portando i valori della potenza sulle ascisse, in milliwatt in scala logaritmica, oppure in decibel, e portando sulle ordinate la distorsione armonica in scala lineare.

Procedimento di misura della distorsione in funzione della profondità di modulazione

Si applicherà al ricevitore, con il tono nella posizione di tonalità alte, un segnale a 1000 kHz con un livello di 5 mV. Il regolatore di volume sarà portato nella posizione che permette di avere la potenza di uscita normale con modulazione normale. Si misurerà la distorsione armonica sul carico equivalente, facendo variare la profondità di modulazione fra il 10% ed il 100% e regolando ogni volta il controllo di volume in modo da mantenere costante la potenza di uscita.

La rappresentazione grafica della distorsione armonica, in funzione della pro-

fondità di modulazione, si fa portando il valore di tale profondità sulle ascisse e la distorsione armonica sulle ordinate, entrambe in scala lineare.

Procedimenti di misura della distorsione armonica in funzione del livello del segnale di entrata

Con il controllo di tono dalla parte dei toni alti si applicherà con le stesse modalità dei casi precedenti un segnale a 1000 kHz modulato a 400 Hz e profondità di modulazione di almeno il 50% (sarebbe preferibile l'80%).

Si misurerà la distorsione armonica sul carico equivalente in funzione del livello del segnale d'entrata, regolando ogni volta il controllo di volume per l'uscita di 500 mV, oppure di un quinto della potenza massima indistorta.

La rappresentazione grafica della distorsione armonica in funzione del livello del segnale di entrata del ricevitore si fa portando sulle ascisse il livello del segnale in microvolt in scala logaritmica oppure in decibel, e sulle ordinate la distorsione armonica in scala lineare.

Intermodulazione a bassa frequenza con due segnali

Quando si applicano due segnali di frequenze differenti ai terminali dell'ingresso fono dell'amplificatore di bassa frequenza, se questo non è perfettamente lineare riproduce, insieme ai segnali impressi, altre componenti le cui frequenze sono uguali alla somma o alla differenza delle due frequenze o dei loro multipli, e che appaiono come componenti di modulazione dei segnali applicati.

Si chiama intermodulazione la modulazione del segnale a frequenza più alta prodotta dal segnale alla frequenza più bassa.

La misura dell'intermodulazione si esegue applicando simultaneamente all'entrata fono del ricevitore due segnali di bassa frequenza, prodotti da due generatori distinti.

E' indispensabile applicare fra i due generatori ed il ricevitore una adatta rete

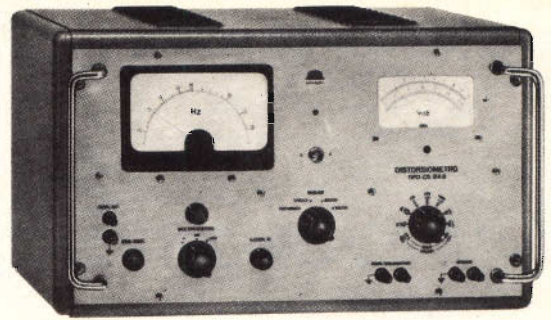


Fig. 8 - Distorsiometro UNAOHM - CS 24 A per la misura della distorsione fino a 0,1% - Campo di frequenza 20 - 20.000 Hz.

che impedisca ogni possibile modulazione fra un generatore e l'altro (figura 6).

Si consiglia di effettuare le misure con i seguenti gruppi di frequenze:

- 1) $f_1 = 40, 60, 100 \text{ Hz}$
 $f_2 = 2000 \text{ Hz}$
- 2) $f_1 = 100 \text{ Hz}$
 $f_2 = 7000, 12000 \text{ Hz}$

In ogni caso l'ampiezza A_1 del segnale di frequenza f_1 dovrà essere quattro volte l'ampiezza A_2 del segnale di frequenza f_2 .

I due segnali applicati devono contenere armoniche nella minore misura possibile ed essere indipendenti fra loro.

Si determina l'intermodulazione misurando con il voltmetro analizzatore i valori delle componenti di modulazione.

La distorsione di modulazione è data

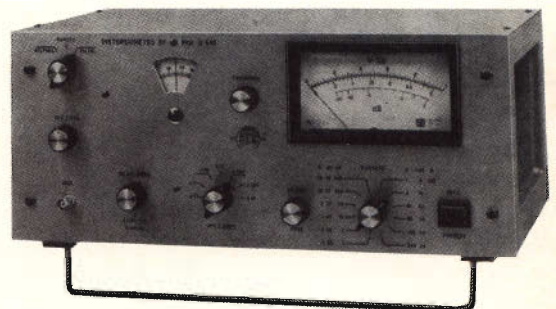


Fig. 9 - Distorsiometro-Voltmetro elettronico TES, a transistor. Distorsione da 0,05 a 100%, frequenze da 16 Hz a 55 μHz .

da:

$$\delta (\%) = \frac{100}{A_{i_2}} \frac{(A_{i_2-f_1} + A_{i_2+f_1})^2 + (A_{i_2-2f_1} + A_{i_2+2f_1})^2}{A_{i_2}}$$

di cui **A** sono le ampiezze delle componenti alle frequenze indicate dall'indice.

L'intermodulazione in funzione della potenza d'uscita viene misurata variando il regolatore di volume del ricevitore e misurando con un voltmetro la potenza di uscita su carico artificiale.

La rappresentazione grafica dell'intermodulazione in funzione della potenza di uscita si fa riportando i valori della potenza sulle ascisse, in milliwatt in scala logaritmica oppure in decibel, e portando sulle ordinate la distorsione di intermodulazione in scala lineare.

Assorbimento di potenza e di corrente di un ricevitore

L'assorbimento di potenza o di corrente di un ricevitore è quel valore erogato di-

rettamente dal sistema di alimentazione nelle condizioni di regolazione del ricevitore che consentano di avere il massimo consumo.

Nei ricevitori in corrente alternata si misura la potenza assorbita mentre nei ricevitori con alimentazione a batteria viene presa in considerazione la corrente assorbita.

La misura della potenza assorbita deve essere fatta mediante un wattmetro quando il ricevitore è alimentato in corrente alternata, mentre deve essere calcolata attraverso la misura di corrente con amperometro, quando il ricevitore è alimentato a batteria.

Generalmente le misure sono indipendenti dalla sintonia e poco dipendenti dalla presenza di un segnale d'ingresso. Comunque occorre tenere presente che in certi casi la potenza assorbita cresce sensibilmente con l'aumentare del segnale di ingresso.

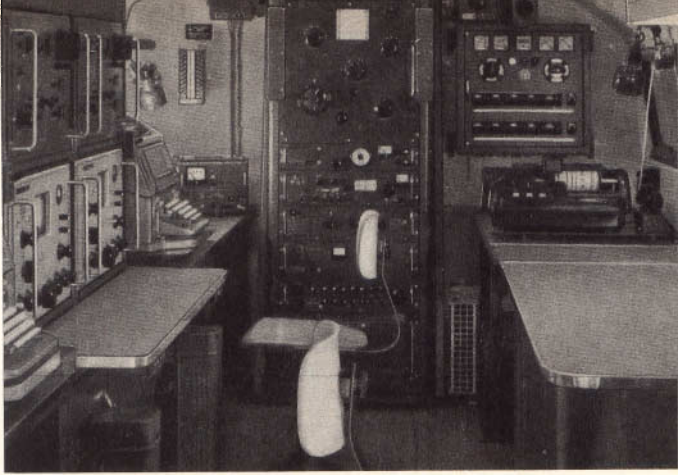
Le misure saranno effettuate nelle condizioni di massima potenza utilizzabile e con le regolazioni regolate in tale senso.

Il sintonizzatore elettronico, « MemoMatic - E », che verrà inserito nei nuovi televisori, è stato realizzato allo scopo di offrire agli acquirenti un congegno ben rifinito e facile da adoperare per la selezione a pulsante dei programmi. Non vi sono barre meccaniche, interruttori, leve, nell'unità di sintonizzazione « MemoMatic - E ». Il sintonizzatore, completamente elettronico, dà un comando « a punta di dito ». Bande e canali vengono selezionati da diodi semiconduttori, sistemati come elementi di interruzione e sintonizzazione nei diversi circuiti. Il principio della sintonia interamente elettronica significa uno sforzo molto più leggero da parte dell'utente, che deve solo premere lievemente un pulsante per selezionare il programma voluto. Da un punto di vista del « disegno », l'assenza di congegni meccanici nel sintonizzatore significa un notevole risparmio di spazio nel contenitore.

La tedesca « Grundig » inaugurerà in Francia nel 1970, a Creuzwald (Mosella) uno stabilimento per la fabbricazione di televisori a colori, sistema Secam.

Attualmente « Grundig » vende in Francia 135 prodotti elettronici differenti e dispone di una rete capillare di vendita che conta oltre 2000 rivenditori.

Nel 1968 gli utili francesi di questa azienda sono aumentati del 38% rispetto al 1967 e ciò ha determinato un maggior interesse per il mercato di Francia.



a cura di P. Soati

RADIO AMATORI

ANTENNE PER INSTALLAZIONI DIFFICILI

Una delle difficoltà che non sempre sono superabili con facilità dai radioamatori che risiedono nei grandi centri urbani, e frequentemente anche da coloro che abitano nei piccoli centri periferici, è senza dubbio quella che essi incontrano per l'installazione dell'antenna.

Si tratta di un problema che talvolta può sembrare addirittura insolubile e che invece con un po' di buona volontà può essere quasi sempre superato purché ci si adatti a delle soluzioni di compromesso fra quelli che sarebbero i requisiti desiderati e le necessità contingenti.

Il miglior modo per avere sull'argomento delle idee sufficientemente chiare è, senza dubbio alcuno, quello di conoscere quale sia la linea di condotta adottata dalle ditte specializzate nella costruzione di antenne, per risolvere quei casi che si possono definire difficili da risolvere. Riteniamo pertanto che sia veramente

utile ed interessante pubblicare una breve sintesi della produzione di una grande casa americana la quale, nella costruzione di antenne, ha una esperienza lunghissima: si tratta della HY-GAIN ELECTRONICS CORPORATION che probabilmente sarà già nota a molti nostri lettori.

Naturalmente non ci prolungheremo nell'analisi dei particolari tecnici-costruttivi che potranno essere forniti in modo più dettagliato dai costruttori ma forniremo i dati d'insieme che serviranno a mettere in evidenza quale sia il tipo di antenna più utile per particolari esigenze.

ANTENNE VERTICALI

Le antenne verticali sono indubbiamente quelle che richiedono il minor spazio per la loro installazione. Il loro maggior difetto è quello di avere una irradiazione omni-direzionale ma esse sono le uniche che talvolta consentono ai radioamatori, che abitano in edifici circondati da altre

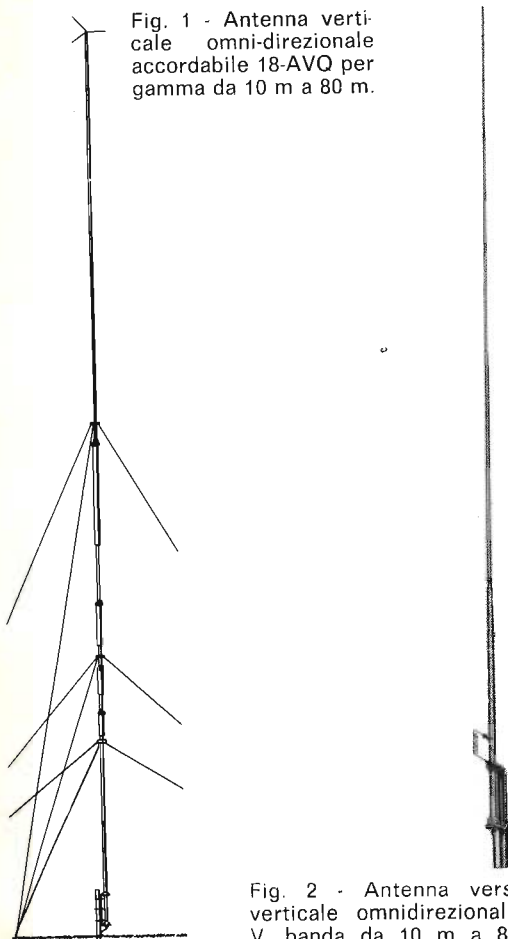


Fig. 1 - Antenna verticale omni-direzionale accordabile 18-AVQ per gamma da 10 m a 80 m.

la banda da 10 a 80 metri e che è visibile in figura 1. Ciascuna banda è accordabile mediante l'inserimento di una induttanza regolabile detta **Hy-Q traps** della quale in figura 2 è visibile la fotografia.

Questa antenna può essere impiegata con trasmettitori a modulazione di ampiezza fino alla potenza massima di 2 kW. La sua altezza è di circa 11 m ed il peso, inferiore ai 7 kg. L'impedenza caratteristica è di 52 Ω .

Se il prezzo di questa antenna è tutt'altro che elevato, notevolmente più basso è quello del **modello 18 V**, sempre destinato alla gamma da 10 a 80 metri, il quale naturalmente ha una lunghezza minore e minore peso (figura 2).

Altri modelli, aventi lunghezza inferiore, più leggeri, che perciò offrono maggiore facilità di montaggio e che pertanto sono consigliabili in tutti quei casi in cui la disponibilità di spazio, in funzione anche dell'altezza, sia particolarmente condizionata sono i **modelli 14 AVQ**, per la gamma da 10 a 40 metri, sempre del tipo verticale e muniti di Hy-Q Traps, ed il **modello 12 AVQ** adatta esclusivamente per le gamme dei 10, 15 e 20 metri.

Fig. 2 - Antenna versatile verticale omnidirezionale 18 V, banda da 10 m a 80 m.

costruzioni, di dare sfogo alla loro passione. Infatti queste antenne, non dovendo sopportare alla loro estremità superiore notevoli pesi, come nel caso delle antenne Yagi, possono usufruire di pali di maggiore altezza e quindi raggiungere una zona di cielo libero...

La HY-GAIN E.C. dispone di alcuni tipi di antenne verticali fra i quali possiamo citare i seguenti: il **modello 18 HT HY-TOWER**, di tipo naturalmente omni-direzionale consente di coprire la banda compresa fra i 10 e gli 80 metri mediante delle sezioni accordate in quarto d'onda. La base di questa antenna, che si eleva oltre i sedici metri, occupa uno spazio dell'ordine dei 60 cm². Particolarmente adatta a quei radioamatori che devono risolvere il difficile problema antenna/spazio è il modello verticale, sempre omni-direzionale, **18 AVQ** anch'esso copre



Fig. 3 - Induttanza di accordo Hy-Q Traps per antenne verticali e Yagi multi banda.

ANTENNE HY-QUAD

Di notevole interesse è pure l'antenna **HY-QUAD**. Come è noto l'**antenna quad**, particolarmente indicata per essere usata nel campo delle onde cortissime, è costituita da due telai. Uno di essi assolve alla funzione di **radiatore** l'altro di **riflettore parassita**.

Il radiatore è alimentato tramite la linea che fa capo al trasmettitore (e al ricevitore), mentre il riflettore viene accordato mediante uno **stub** in esso inserito (in genere si chiama **stub** un sistema costituito da una linea bifilare che interposta fra una linea di alimentazione ad onde progressive ed un aereo trasmettente ad onde stazionarie, consente di ottenere il necessario adattamento di impedenza).

L'antenna HY-QUAD è adatta per essere impiegata sulle tre bande 10, 15 e 20 m ed è visibile in figura 4. La sua lunghezza è dell'ordine degli otto metri mentre il raggio del telaio è di circa quattro metri.

Il **rapporto avanti-indietro** è di 25/35 dB, il guadagno di 8,5 dB mentre il rapporto di onde stazionarie (ROS o VSWR) corrisponde a 1,2 : 1, ed è anche migliore a seconda delle gamme di funzionamento.

La figura 5 si riferisce per l'appunto al rapporto VSWR di questa antenna per ciascuna banda tanto per emissioni in fonia quanto per emissioni in CW.

ANTENNE YAGI

L'antenna tipo Yagi naturalmente non ha bisogno di una particolare presentazione; si tratta della classica antenna direttiva che è costituita da un determinato numero di dipoli orizzontali disposti in fila e collegati fra di loro mediante un asse centrale in modo da costituire un complesso simmetrico.

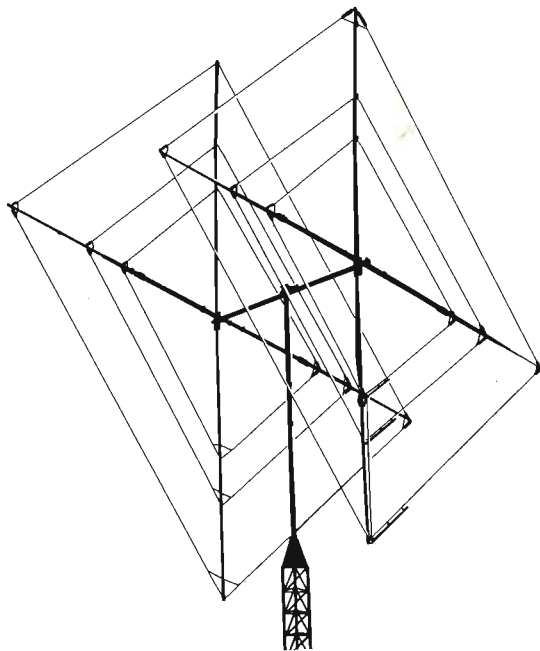


Fig. 4 - Antenna Hy-Quad per gamme 10, 15 e 20 m a due elementi a telaio. Particolarmente adatta per il DX.

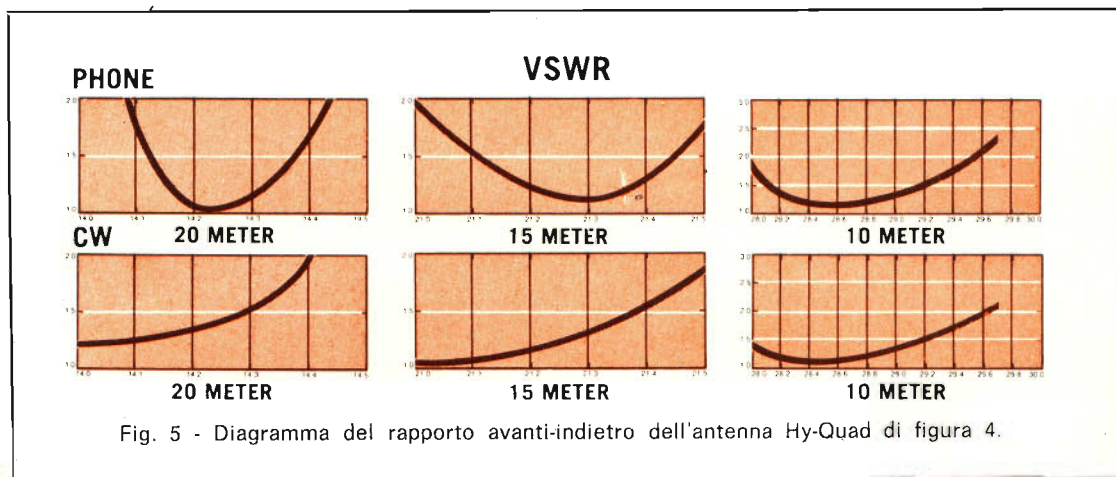


Fig. 5 - Diagramma del rapporto avanti-indietro dell'antenna Hy-Quad di figura 4.

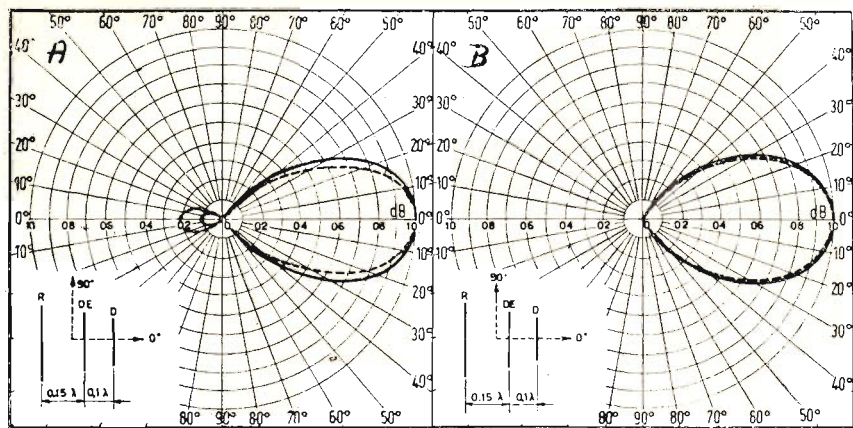


Fig. 6 - Diagrammi direzionali di un'antenna Yagi. A per il guadagno massimo B per il massimo rapporto avanti-indietro. La linea piena si riferisce ad un'antenna con polarizzazione orizzontale la linea tratteggiata ad un'antenna con polarizzazione verticale.

Il dipolo, che viene eccitato direttamente ed è perciò collegato alla linea di alimentazione, è chiamato **radiatore**. Gli altri dipoli, che sono disposti anteriormente al radiatore, nel senso della irradiazione se l'antenna fa capo ad un TX o nel senso del trasmettitore se essa è unita ad un ricevitore, sono detti **radiatori**. Il dipolo che è situato posteriormente al radiatore viene detto **riflettore**.

L'asse centrale che funge da supporto del radiatore, del riflettore e dei direttori, può essere composto anch'esso di

materiale metallico senza alcun isolamento nei confronti dei dipoli per il fatto che essendo presente nei punti di mezzo di ciascun dipolo un nodo di tensione, questi punti risultano praticamente a potenziale zero.

In un'antenna del tipo Yagi se si aumenta il numero dei direttori aumenta la direttività e contemporaneamente si restringe il fascio irradiato (o di ricezione).

L'antenna Yagi in virtù della sua particolarità di irradiare in un senso unico con-

Fig. 7 - Antenna Yagi a 6 elementi per 10, 15 e 20 m modello TH6DXX con Hy-Q Traps.

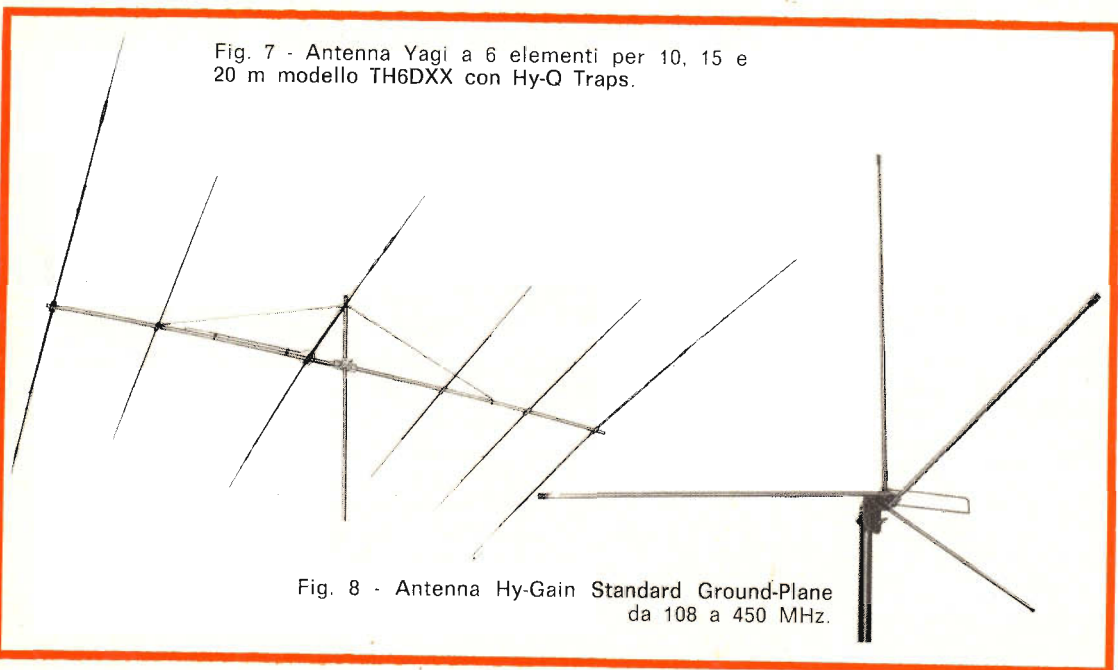


Fig. 8 - Antenna Hy-Gain Standard Ground-Plane da 108 a 450 MHz.

CHEMTRONICS



TROL AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

- g 85 LC/0440-00
- g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

- g 85 LC/0490-00
- g 227 LC/0500-00
- g 454 LC/0510-00

CONTACT KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

- g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

- g 227 LC/0820-00

sente di ottenere un sensibile guadagno di potenza rispetto alle antenne omnidirezionali, superiore ad altri tipi di antenne di tipo simile. La distanza fra i vari dipoli viene calcolata in base ai vantaggi che dall'antenna si desiderano ottenere, se si preferisce cioè avere un'antenna predisposta per il massimo guadagno oppure se si preferisce avere un rapporto avanti-indietro molto elevato. Ciò è messo in evidenza dai diagrammi di antenna riportati nella figura 6A e 6B.

Fra le antenne Yagi HY-GAIN, ci sembra molto interessante il tipo a sei elementi SUPER THUNDERBIRD DX adatta per le gamme da 10 a 20 metri che ha un guadagno di circa 9 dB ed un rapporto avanti-indietro di 25 dB. Il rapporto delle onde stazionarie in risonanza è di 1,5 : 1. L'impedenza corrisponde a 52 Ω .

Questa antenna, che è munita anch'essa di Hy Q-trap, e nota con la sigla TH6DXX, è particolarmente robusta e può resistere ad un vento avente la velocità di 100 miglia orarie. Il suo dipolo maggiore è lungo circa 9 m, l'asse circa 7 m. Il peso è dell'ordine dei 20 kg (figura 7).

Altre antenne Yagi di notevole interesse, sempre per le suddette bande, sono i modelli: THMk3 a tre elementi, TH3JR junior ed il modello TH2Mk3 a due ele-

menti le cui caratteristiche sono elencate nella tabella della pagina a fianco.

ANTENNE VARIE

In figura 8 è mostrata un'antenna **Hy-Gain Standard Ground Plane da 108 fino a 450 MHz, modello SGP-2**, che è accordabile mediante un « **Beta Match** ». La figura 9 si riferisce invece ad un'antenna portatile HALO modello HH6BK che può essere applicata ai mezzi mobili, siano essi auto, motocicli, motoscafi, barche da diporto ecc. Essa viene montata sopra un palo telescopico di alluminio.

Questa antenna è destinata alla banda dei 6 metri e può essere sostituita rapidamente con il modello HALO-HH2BA che è accordato per la banda dei 2 metri.

Un'antenna che desterà molto interesse tanto nei radioamatori quanto in coloro che amano dedicarsi al DX radiofonico, è quella visibile in figura 10. Si tratta di un dipolo portatile a nastro di acciaio che consente la ricezione delle gamme che va da 10 a 80 metri.

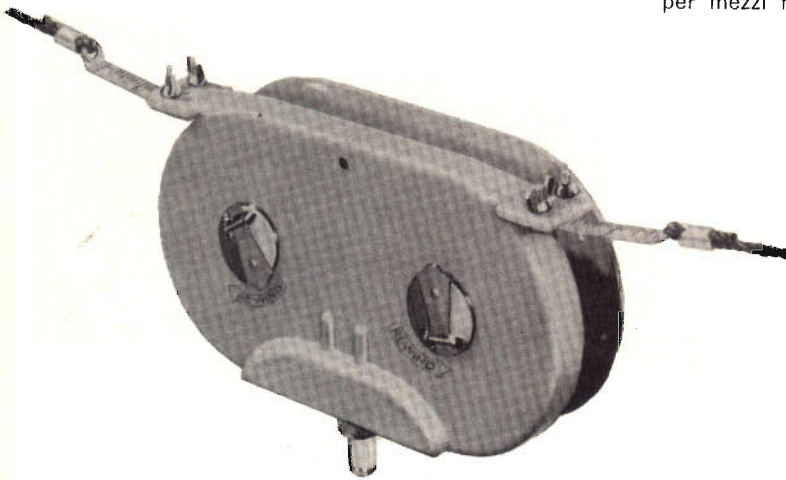


Fig. 10 - Antenna portatile a nastro di acciaio avvolgibile per gamma da 10 a 80 m modello 18 TD. Questa antenna è adatta anche per la ricezione del broadcasting.



Fig. 9 - Antenna HALO-HH6BK per mezzi mobili.

| | TH3Mk3 | TH3JR | TH2Mk3 |
|--------------------------|-------------|-------------|-------------|
| Guadagno | 8 dB | 8 dB | 5,5 dB |
| Rapporto avanti-indietro | 25 dB | 25 dB | 20 dB |
| Potenza massima TX | 1 kW | 0,6 kW | 1 kW |
| VSWR minore di | 2 : 1 | 2 : 1 | 2 : 1 |
| Impedenza | 52 Ω | 52 Ω | 52 Ω |
| Elemento più lungo | 8 m | 7,3 m | 8 m |
| Peso | 16 kg | 9,5 kg | 10 kg |

Le due sezioni del dipolo sono calibrate esattamente in metri di modo che è facile estrarre la lunghezza necessaria per effettuare l'accordo con la frequenza ricevuta. La lunghezza totale del dipolo è di 40 metri e viene impiegata per comunicazioni nella lunghezza d'onda massima, cioè di 80 metri.

Ciascun nastro del dipolo è unito ad un cavetto isolante in polipropilene che consente di attaccare l'antenna a pali, alberi

od altri appigli del genere.

Questa antenna, che porta la sigla **18TD**, è realizzata in modo molto compatto ed è a prova d'acqua. Il suo peso si aggira sui 3 kg; l'impedenza è di 52 Ω .

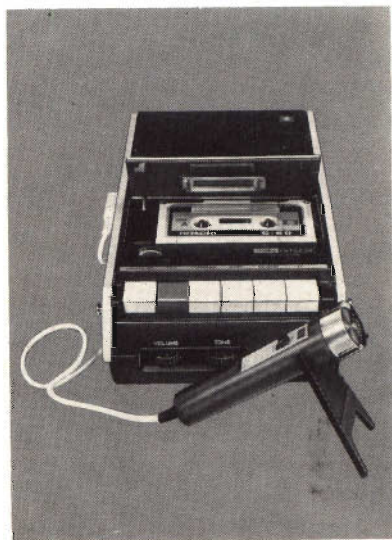
I lettori che desiderano avere ulteriori informazioni sulle antenne sopra descritte e su altre di tipo similare, potranno rivolgersi alla STELIT, Via Orlando 30, Genova.

HITACHI

REGISTRATORE A CARICATORE (c.a. e batteria)

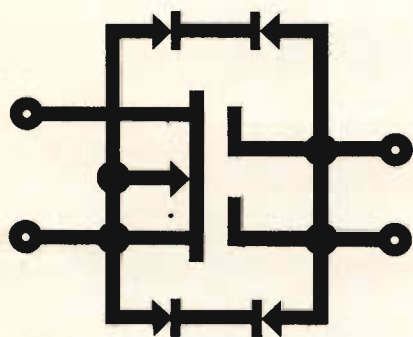
Mod. TRQ-220 Alimentazione c.a. 220 V - 240 V, 50-60 p. o con 4 pile da 1,5 V (mezza torcia) - Circuito a 8 transistor, 2 diodi, 1 varistor - Risposta 100-9000 Hz - Utilizza i caricatori a nastro a doppia pista - Comando a tasti - Velocità 4.75 cm/sec. - Potenza di uscita 800 mW - Presa per collegamento a radio o giradischi - Controllo del tono a potenziometro - Controllo visivo del livello - Corredato di un elegante astuccio in pelle, un microfono con comando a distanza, un caricatore a nastro ed un auricolare - Dimensioni: mm 140 x 248 x 60.

**CHIEDETE
TUTTA LA GAMMA
AL VOSTRO FORNITORE:**



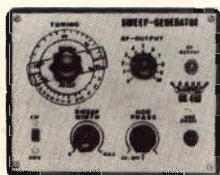
Agente generale per l'Italia: **ELEKTROMARKET INNOVAZIONE**
Via Rugabella, 21 - 20122 MILANO - Tel. 87 35 40

un sistema che cambia cambiano le scatole di montaggio

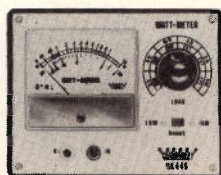


SIGNAL-TRACER

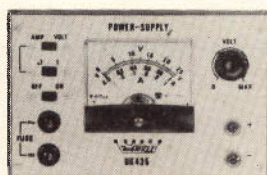
Se fino ad oggi avete creduto irraggiungibile la possibilità di avere a vostra disposizione dei veri, pratici e sicuri strumenti di misura, ora potete procurarveli facilmente con una spesa alla portata di tutti



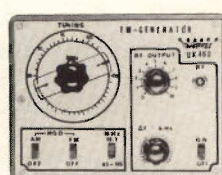
GENERATORE
SWEEP-TV



WATTMETRO



ALIMENTATORE
STABILIZZATO



GENERATORE
DI SEGNALI - FM



a cura di L. Biancoli

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

NUOVO SPETTROMETRO AUTOMATICO SIMULTANEO PER FLUORESCENZA DEI RAGGI «X» PER CONTROLLO INDUSTRIALE

(Da « Le Haut-Parleur » -
20 Marzo 1969)

Dieci o quindici anni orsono, per condurre a termine un'analisi chimica completa potevano essere necessari alcuni giorni di delicate manipolazioni. Attualmente, i metodi chimici si sono rapidamente evoluti, ma occorrono ancora parecchie ore di lavoro per ottenere risultati positivi.

Ebbene, questo dispendio di tempo è ancora eccessivo in quanto i metodi moderni di fabbricazione impongono dei limiti per i quali il ritmo di produzione deve essere seguito senza deficienze di sorta. E' quindi necessario procedere a dei controlli intensivi di qualità, a seguito di prelevamenti successivi che possono raggiungere in certi casi il regime continuo.

Non è quindi più possibile impiegare i metodi classici troppo lenti per seguire una simile cadenza, e questo è il motivo per il quale i laboratori industriali fanno appello sempre più spesso ai metodi fisici, tra i quali l'analisi per fluorescenza dei raggi «X.» occupa una posizione predominante.

Prendiamo — ad esempio — il caso della messa a punto del procedimento di fabbricazione di un materiale determinato; generalmente, non si esamina che un campione alla volta, sebbene sia essenziale conoscere i risultati col minor ritardo possibile, allo scopo di poter eventualmente intervenire nel processo di elaborazione, correggendolo le dosi dei diversi ingredienti.

Queste semplici considerazioni generiche mettono nella dovuta evidenza il ruolo di primo piano che svolgono attualmente i laboratori industriali, nei quali i controlli devono essere eseguiti assai rapidamente nei confronti di

numerosi prelievi, il che implica l'adozione di metodi moderni e di strumenti perfettamente adatti allo scopo.

Dopo questa nota introduttiva, l'autore descrive sommariamente il principio di funzionamento degli spettrometri a raggi X con funzionamento automatico e simultaneo, dopo di che passa alla descrizione dettagliata di una apparecchiatura di questo tipo, di cui riproduciamo una parte del disegno schematico.

Lo spettrometro automatico simultaneo per l'analisi sequenziale per fluorescenza dei raggi X si presenta praticamente sotto forma di mobili metallici raggruppati: l'assieme spettrometrico centrale funziona a regime termostatico in ambiente sotto vuoto, oppure in atmosfera controllata. Sotto questo aspetto, i meccanismi di trasferimento dei campioni nella posizione di misura, e per la loro permutazione in funzione del ciclo adottato, la testa di

analisi con il tubo emettitore dei raggi X, i collimatori, i goniometri statici, i cristalli analizzatori (per quanto riguarda gli elementi leggeri) ed i rivelatori, sono contenuti in una camera stagna, avente una forma che richiama alla memoria quella tipica di una conchiglia.

Nel disegno che riproduciamo, i numeri individuano i componenti essenziali, e precisamente (1) il contatore a scintillazione ed il suo dispositivo di innesto; (2) il contatore a flusso gassoso; (3) il collimatore secondario per il contatore a scintillazione (4) il cristallo analizzatore, (5) il verniero che permette la regolazione fine degli angoli, (6) il collimatore secondario per il contatore a circolazione di flusso gassoso; (7) il quadrante graduato che indica il valore degli angoli.

I collimatori ed i goniometri vengono regolati in modo tale che essi restano sempre con l'asse rivolto verso il centro del campione, esattamente

come i raggi di un ventaglio. Dal momento che essi sono disposti tutti su uno stesso piano, il tubo a raggi X può essere disposto assai più vicino al campione. I rivelatori impiegati sono costituiti da un gruppo interno di sette contatori proporzionali, comprendenti dei rivelatori a flusso gassoso alimentati con una tensione di valore compreso tra 1.500 e 1.900 V, ed all'esterno da cinque contatori a scintillazione alimentati con una tensione di valore compreso tra 800 e 1.500 V, comportanti i relativi preamplificatori a transistor incorporati.

La nota descrive dettagliatamente il funzionamento di questa apparecchiatura, e ne mette in chiara evidenza i pregi assoluti rispetto ad altre apparecchiature analoghe di precedente realizzazione, chiarendo inoltre i principi fondamentali sui quali si basa la tecnica di accelerazione dell'analisi, in base alle moderne esigenze di produzione.

LE MISURE SULLE ANTENNE PER TELEVISIONE E PER MODULAZIONE DI FREQUENZA

(Da « Le Haut-Parleur » - 10 Aprile 1969)

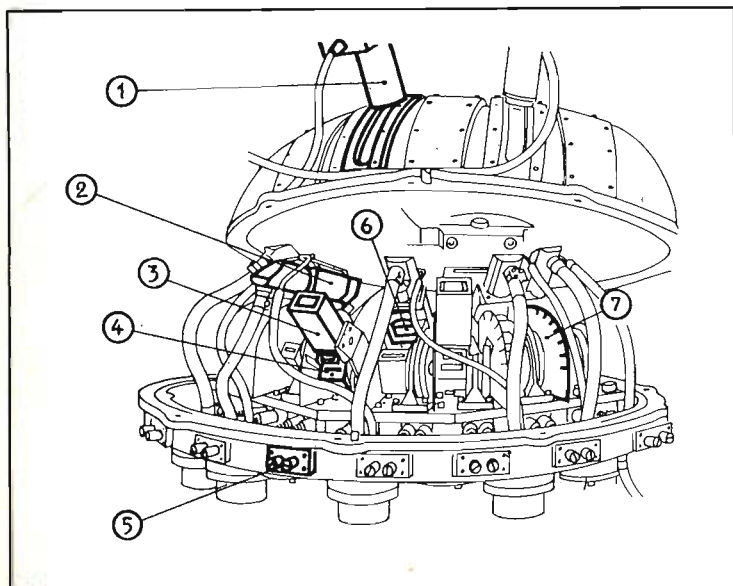
Le antenne impiegate nelle gamme di trasmissione dei segnali televisivi e dei segnali radio a modulazione di frequenza si trovano nel campo compreso tra 30 e 1.000 MHz, e devono soddisfare un certo numero di condizioni di buon funzionamento: per verificare quanto sopra, conviene effettuare le misure delle caratteristiche principali.

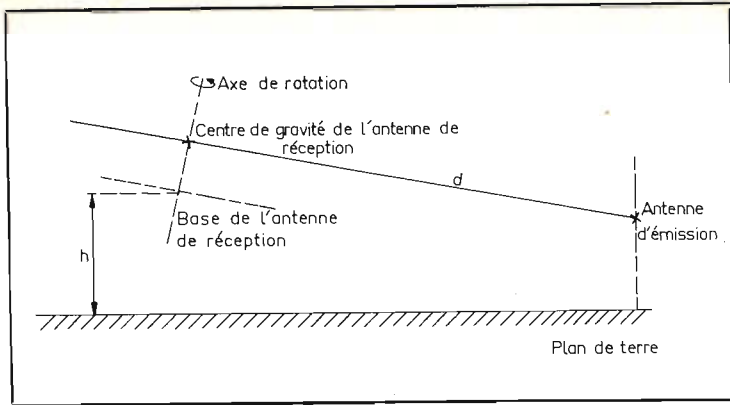
Tra le varie misure che occorre compiere, sono da considerare:

- Il guadagno nella direzione principale.
- Il diagramma di direttività.
- L'impedenza.
- Il coefficiente di riflessione (oppure il rapporto onde stazionarie).

Beninteso, conviene anche esaminare la tenuta meccanica, i sistemi di raccordo, l'influenza dell'umidità dell'atmosfera o dell'aria salsoiodica tipica delle zone marine, eccetera. Tuttavia, in questa particolare occasione l'autore si interessa esclusivamente delle caratteristiche elettriche.

Una prima considerazione viene fatta agli effetti dell'attrezzatura necessaria per eseguire le varie misure. Tale attrezzatura, così come è stata prevista dalla norma francese C90-121 del dicembre 1968, deve essere completamente esposta all'aria, priva di masse riflettenti, e





in particolare di pareti metalliche, recipienti, putrelle, eccetera e deve rappresentare quindi l'ideale per poter funzionare in campo libero.

Vengono impiegati un trasmettitore ed un'antenna trasmittente orientata nel senso di polarizzazione corrispondente a quello dell'antenna di ricezione sulla quale vengono compiute le prove. Sotto l'antenna trasmittente si predispone una piastra metallica oppure un tappeto metallico formante un piano riflettente disposto sul suolo. Il tappeto metallico deve essere costituito da fili di rame che formano delle maglie molto fini: se si fa uso di fili metallici sottoposti a trattamento galvanico, è necessario che le maglie abbiano un diametro inferiore alla quindicesima parte della lunghezza d'onda, ed inoltre è necessario che i suddetti fili delle maglie siano saldati per evitare perdite dovute a cattivo contatto.

L'antenna di ricezione deve essere sistemata ad una distanza « d » da quella di trasmissione, pari almeno a dieci volte la dimensione più grande dell'antenna sul piano orizzontale, così come si osserva nella prima figura che qui riportiamo.

L'altezza « h » dal punto più basso dell'antenna di ricezione rispetto al livello del suolo deve essere superiore alla lunghezza d'onda, e certamente superiore a 2 m. L'antenna di ricezione deve poter ruotare su se stessa, con un asse perpendicolare al piano che unisce i centri delle antenne, e che è anch'esso perpendicolare al piano verticale passante per i centri delle antenne, così come si osserva nella figura riportata.

L'antenna trasmittente viene sistemata in prossimità del suolo, ricoperto di una piastra o di una griglia metallica, affinché il fascio riflesso venga a confondersi con il fascio diretto. Ciò nondimeno, anche con l'antenna trasmittente prossima al suolo il fascio al livello dell'antenna di ricezione presenta delle variazioni di ampiezza dovute al fatto che in certi punti il fascio diretto ed il fascio riflesso sono in fase e quindi si sommano: in altri punti ancora, i fasci arrivano in opposizione di fase, per cui si sottraggono.

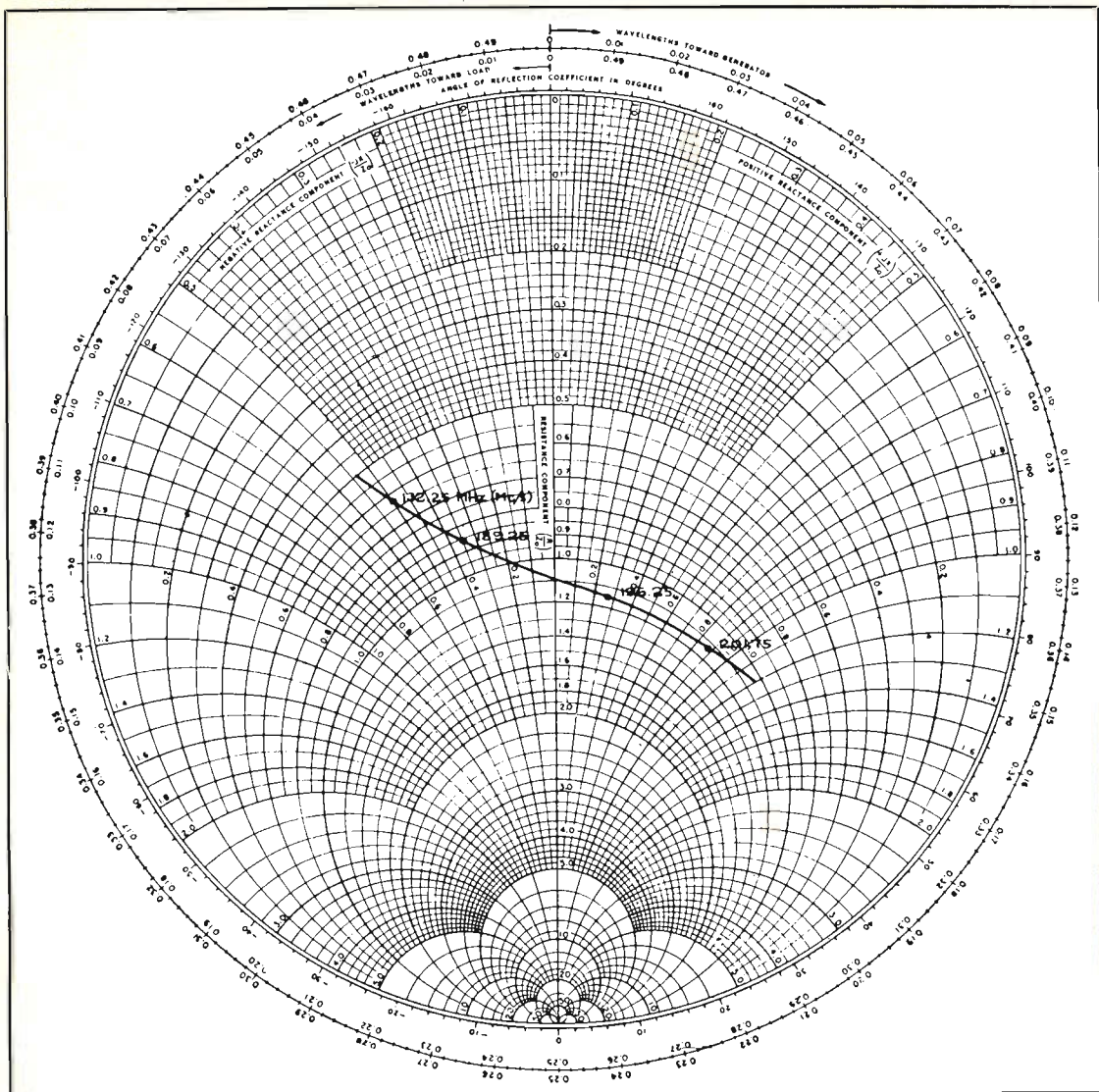
E' quindi necessario verificare se nella posizione scelta per l'antenna di ricezione il campo ricevuto non presenta eccessive variazioni di ampiezza; a tale scopo si impie-

ga un semplice dipolo a mezza onda che viene spostato all'interno dello spazio necessario per i movimenti dell'antenna ricevente, ed il segnale captato in questo spazio deve rimanere costante entro ± 1 dB; il valore medio del campo ricevuto deve essere notato sulla relazione di prova.

La nota prosegue esponendo i diversi sistemi per la misura del guadagno di una antenna, descrivendo metodi moderni ed assai precisi, che possono essere tradotti in pratica soltanto se si dispone naturalmente delle necessarie attrezzature.

Un paragrafo successivo espone dettagliatamente la tecnica di misura della direttività relativa di un'antenna, nonché quella relativa alla misura dell'impedenza tipica. E' questo un fattore — come sappiamo — di notevole importanza, in quanto soltanto grazie ad un perfetto adattamento tra l'impedenza tipica dell'antenna e l'impedenza tipica del cavo di discesa è possibile evitare fenomeni indesiderati quali sono appunto quelli a seguito dei quali si producono onde stazionarie. Queste ultime costituiscono naturalmente il motivo principale per il quale molto spesso si nota sullo schermo dei ricevitori televisivi la presenza di un'immagine sdoppiata.

Altre considerazioni vengono effettuate nei confronti della tecnica di misura del coefficiente di riflessione e del rapporto onde stazionarie, che può essere così riassunto: un generatore avente un'impedenza interna uguale all'impedenza del cavo di collegamento ed all'impedenza



nomiale dell'antenna sotto prova fornisce un segnale la cui forza elettromotrice risulta costante entro la gamma di frequenza necessaria. All'ingresso del cavo (lato generatore) si predispone un apparecchio che misura la tensione senza compromettere l'adattamento.

Se si determina un cortocircuito all'uscita del cavo (lato antenna) e se si fa variare la frequenza del generatore, si leggono sull'appa-

recchio di misura la tensione in serie di massima e di minima, a seconda che l'onda di ritorno arrivi in fase o in opposizione di fase con l'onda incidente al livello dell'apparecchio di misura. Se si sopprime quindi il cortocircuito e si alimenta l'antenna, si riscontrano delle ondulazioni più deboli, aventi rispettivamente ampiezze massimali e minimali.

Il rapporto tra i valori precedentemente riscontrati e

quelli rilevati dopo l'eliminazione del cortocircuito permette di accertare con la massima precisione il rapporto onde stazionarie.

L'autore precisa i valori delle varie frequenze nei confronti dei quali vengono compiute le misure secondo le norme 138 della C.E.I., in base alle quali vengono rilevati i grafici del tipo che qui riproduciamo a titolo di esempio, esprimenti l'impedenza di un'antenna per televisione da 300 Ω .

Chiunque sia interessato alla fabbricazione ed all'installazione di antenne di tipo direzionale, troverà in questa nota numerosi argomenti interessanti, anche se non del tutto nuovi.

LE CORRENTI DI FUGA E LA LORO MISURA NEI SEMICONDUKTORI

(Da « Orbit » - Aprile 1969)

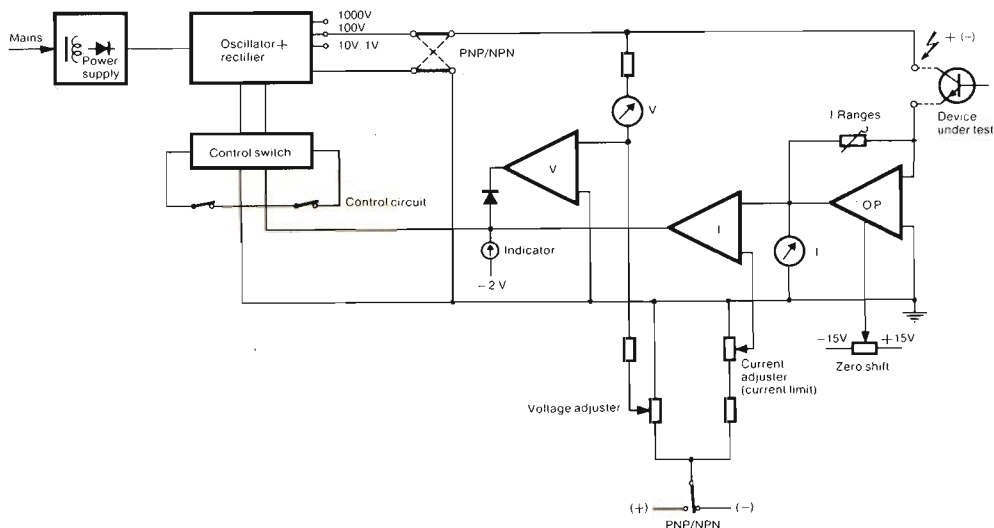
La scelta di un semiconduttore per un determinato impiego è un problema che si pone di tanto in tanto ai tecnici che studiano determinati tipi di circuiti.

Malgrado le tecniche assai perfezionate di attuale impiego per la produzione dei semiconduttori, alcune delle caratteristiche più importanti possono avere variazioni statiche considerevoli rispetto ad un determinato modello. In alcuni casi, è perciò necessario effettuare una scelta tra diversi campioni di un medesimo tipo.

Questa selezione viene fatta in genere nei confronti della corrente di fuga, oppure del guadagno di un transistor; in pratica, si tende sempre di più a considerare che la corrente di fuga rappresen-

ta l'indice più adatto per valutare le caratteristiche di funzionamento di un transistor. La scelta può quindi essere effettuata direttamente dal fabbricante, ma l'esperienza dimostra che si tratta di una soluzione piuttosto costosa.

Per questo motivo, i tecnici preferiscono per la maggior parte effettuare essi stessi la propria scelta, con l'aiuto di un dispositivo di misura che può essere o di tipo commerciale, oppure di un circuito da essi stessi realizzato per questo scopo particolare.



Dopo aver considerato quali sono i principi fondamentali dei quali occorre tener conto per effettuare la misura della corrente di fuga in modo da ottenere dati di effettiva importanza agli effetti della scelta di un semiconduttore, l'autore descrive un apparecchio che risponde alle esigenze effettive, del quale riportiamo il circuito di principio.

Questo circuito viene impiegato in un nuovo apparec-

chio prodotto dalla Philips, che costituisce il primo rappresentante di ciò che si potrebbe chiamare la « terza generazione » di apparecchi di misura della corrente di fuga. Esso consiste in un generatore che fornisce una tensione di uscita rettificata e filtrata, che viene applicata al semiconduttore sotto prova tramite un commutatore di polarità npn/npn. Due amplificatori differenziali controllano la corrente e la tensione applicata all'elemento,

a seconda dei valori scelti manualmente. Il primo di questi amplificatori (I) controlla la corrente chiudendo il circuito di controreazione tra il circuito di misura della corrente (all'uscita dell'amplificatore operazionale) ed il generatore di tensione. Il secondo terminale d'entrata di questo amplificatore risulta collegato al selettore della gamma, e permette di regolare la corrente massima ammessa per la misura in corso di esecuzione.

L'amplificatore operazionale, collegato in serie al dispositivo di prova, fornisce un segnale di uscita linearmente proporzionale alla corrente di fuga, ed un galvanometro a bobina mobile, presente alla sua uscita, permette di valutarne il valore con notevole precisione.

Naturalmente, un'apparecchiatura di questo genere può essere impiegata vantaggiosamente per la misura della corrente di fuga in qualsiasi tipo di semiconduttore, per cui si tratta indubbiamente di uno strumento indispensabile nelle fabbriche, soprattutto in caso di produzione in serie di apparecchiature impieganti semiconduttori di diverso tipo, in quanto consente la rapida scelta tra partite di transistor, di elementi che possono essere messi tutti in condizione di funzionare con valori standardizzati degli altri componenti. Grazie alla disponibilità di questo strumento, è quindi possibile semplificare i metodi di produzione e di collaudo di apparecchiature di serie, per cui l'articolo può presentare un notevole interesse per i tecnici ai quali è affidata la responsabilità della qualità e della rapidità di produzione.

ANALIZZATORE DI « CROSS-CORRELATION » IMPIEGANTE IL PRINCIPIO P.R.B.S.

(Da « *Electronic Engineering* » - Maggio 1969)

In questa nota, l'autore discute brevemente l'applicazione della correlazione incrociata ad un sistema di identificazione basato sulla valutazione del responso nei confronti di segnali ad impulsi. La nota descrive un semplice circuito di correlazione,

funzionante sul principio della cosiddetta « pseudo random binary sequence » come segnale di prova applicato all'ingresso. Il circuito è stato realizzato in pratica, e la nota descrive anche dettagliatamente i risultati tipici sperimentali.

Dopo una breve introduzione a carattere generico, l'autore descrive i criteri di scelta dei segnali di ingresso, e si sofferma nel secondo paragrafo sulla descrizione dell'apparecchiatura, di cui fornisce gli schemi di principio.

Nella conclusione della nota, l'autore dichiara che l'apparecchiatura originale è attualmente in uso in un laboratorio didattico. La lettura di questa nota può quindi essere di notevole interesse per chi segue gli sviluppi in questa particolare branca dell'elettronica.

PROGRESSI NELLA FABBRICAZIONE DI CIRCUITI A PELLICOLA SOTTILE

(Da « *Electronic Engineering* » - Maggio 1969)

I circuiti a pellicola vengono attualmente realizzati in base a numerosi processi, basati su principi chimici e fisici, quali la deposizione per precipitazione, la deposizione sotto vuoto, le tecniche cosiddette « screen and fire », la placcatura a vapore e la scrittura diretta. Gli ultimi due procedimenti citati sono ancora in fase di valutazione per la produzione commerciale di circuiti, ma la placcatura a vapore viene già usata per il rivestimento di materie plastiche.

L'articolo, redatto in cinque pagine complete, considera in primo luogo i sub-

strati ed i componenti aggiunti, dopo di che prende in considerazione la confezione e le caratteristiche tipiche dei circuiti a pellicola sottile e a pellicola spessa. Alcune considerazioni di natura del tutto particolare vengono effettuate nei confronti dei processi dei procedimenti di produzione non impieganti l'elettricità, ossia basati esclusivamente su principi chimici, alle quali l'autore aggiunge alcune sue opinioni personali per quanto riguarda il confronto tra i diversi sistemi di produzione.

Si tratta in sostanza di un argomento assai attuale, sul quale è assai bene che i tecnici progettisti si tengano al corrente degli ultimi sviluppi e dei più recenti perfezionamenti.

UN CIRCUITO « FLIP-FLOP » SENSIBILE ALLA LUCE PER LA LETTURA DI OLOGRAMMI

(Da « *Electronic Design* » - Dicembre 1968)

Samuel Brojdo, della Bell Telephone Laboratories, propone un nuovo metodo della lettura degli ologrammi, consistente in un dispositivo ottico di natura del tutto particolare.

Il sistema proposto trasferisce le informazioni ottiche direttamente da un ologramma ad una struttura di memorie a semiconduttori. Esso presenta un accesso assai rapido ai segnali da elaborare.

La nota fornisce tutti i ragguagli relativi al principio di funzionamento di questo dispositivo, ed è corredata di interessanti illustrazioni sulle quali vengono basati dei ragionamenti di notevole valore didattico ed informativo.

1 APPLICAZIONE DELL'IVA E ISPEZIONI DELLA FINANZA

Il passaggio al sistema della imposta sul valore aggiunto e la sua ulteriore integrazione, uniformando le aliquote, impone una più avanzata armonizzazione dei sistemi tributari europei.

Questo sostiene il commissario della CEE Hans von der Groeben, che di recente ha avuto a Roma un colloquio col ministro delle Finanze Bosco sull'applicazione dell'IVA in Italia, in uno studio pubblicato nell'ultimo numero della rivista « Italia-MEC ».

Il sistema dell'imposta sul valore aggiunto prosegue Von der Groeben — garantisce certamente la neutralità, dal punto di vista concorrenziale, dell'imposta sulla cifra d'affari. Tuttavia, la realizzazione di condizioni di mercato interno della Comunità non potrà dirsi compiuta finché seguiranno a sussistere frontiere fiscali tra gli Stati membri.

La direzione « imposte » della Commissione della CEE ha pertanto elaborato una proposta sul metodo e sulle scadenze da osservare nella soppressione delle frontiere fiscali costituite dalla imposta sulla cifra di affari.

Intanto uno studio su « Le implicazioni politico-economiche e tecnico-amministrative dell'imposta sul valore aggiunto in Italia », pubblicato dall'Istituto per l'eco-

nomia europea e curato dal dr. Carlo Rivano, direttore generale al ministero del Tesoro, e dal dr. Elvio Tamburro ispettore generale al ministero delle Finanze, afferma che « con il nuovo sistema tributario le verifiche — attualmente condotte dalla Guardia di Finanza — non avranno più ragione d'essere promosse senza una richiesta degli uffici impositori.

« Se il nuovo ordinamento imporrà al cittadino l'obbligo della tenuta di una contabilità fiscale; se si ordinerà al cittadino di riportare mensilmente la situazione delle sue vendite e dei suoi acquisti in una apposita dichiarazione e se si detterà anche l'obbligo del pagamento contestuale del tributo, non si vede il motivo — sostiene lo studio — per il quale, comprimendo completamente ogni più marginale autonomia delle aziende, sia necessario conservare ancora la tradizione delle irruzioni armate alla ricerca dell'impossibile e senza preventivo disegno chiaro di ciò che si vuole ».

Rilevato che gli accertamenti tributari involgono l'esercizio di una funzione squisitamente amministrativa che non integra necessariamente e istituzionalmente gli estremi di una potestà militare e di polizia « se viviamo, come ci illudiamo in un Paese democratico e libero », lo studio rivendica agli uffici impositori il servizio di ispezione e di controllo.

2 L'IMPENNATA DEI METALLI DI BASE

Le materie prime stanno aumentando sul mercato internazionale. E' un elemento congiunturale di tensione che si aggiunge a quelli interni (connessi ai costi per i rinnovi contrattuali) e che occorre sorvegliare e valutare. Gli aumenti riguardano numerosi prodotti ed interessano specificamente l'industria metalmeccanica e quella siderurgica, che ne costituisce la principale matrice.

Si tratta in definitiva di una lunga lista di voci che entrano, con percentuali altissime, nella produzione di tutta l'industria siderurgica e metalmeccanica, e che hanno un notevole peso in molte altre industrie come quella automobilistica, quella elettrica ed elettromeccanica, l'edilizia e la stessa agricoltura. Di questa lunga lista, vogliamo ricordare soltanto alcune delle voci più importanti per cercare di fornire una indicazione di quella che potrà essere la situazione della produzione italiana all'indomani dell'auspicata normale ripresa del lavoro.

E cominciamo dal rame, prodotto questo che insieme alle sue principali leghe, come il bronzo e l'ottone, costituisce la materia prima essenziale per una gamma vastissima di prodotti industriali come motori elettrici, turbine, valvolame, rubinetterie, elettrodomestici, condutture, prodotti per l'agricoltura, serramenti per l'edilizia (e questo solo per accennare ai più importanti).

Il RAME in questi ultimi mesi ha subito sul mercato internazionale e soprattutto sul mercato di Londra (dal quale dipende la valutazione periodica dei prezzi che la industria italiana deve pagare per il suo approvvigionamento) un aumento di prezzo che si può calcolare intorno al 50% essendo passato da una media di 500 sterline per tonn. a oltre 730 sterline in questi giorni con una tendenza di fondo che non lascia adito a previsioni ottimistiche per l'immediato futuro.

Lo STAGNO, prodotto anche questo che interessa vasti settori della produzione metalmeccanica e siderurgica, ha subito

dal canto suo un aumento sul mercato internazionale di oltre il 25 per cento essendo passato da 1.350 sterline nei primi mesi dell'anno in corso a oltre 1.630 sterline in questi ultimi tempi.

Il NICKEL, prodotto divenuto ormai essenziale in molti settori di consumo civile per il largo impiego degli acciai inossidabili, dei quali costituisce la lega principale, ha subito (e guarda caso per colpa di una agitazione sindacale che ha colpito le industrie produttrici del settore nel Canada) un aumento del 25% mentre sul mercato libero (e per il momento la fonte cioè di più agevole approvvigionamento) il rialzo è stato eccezionale dato che il prezzo corrente è addirittura il quintuplo di quello in vigore questa primavera mentre i produttori hanno aumentato i propri prezzi ufficiali di circa il 25 per cento ciò che porterà comunque il costo del nickel, al momento della normalizzazione dei rifornimenti, da 986 a 1.220 sterline per tonnellata lunga.

Il PIOMBO e lo ZINCO non hanno mancato di allinearsi a questa tendenza rivalutativa dei prezzi e sono passati anch'essi rispettivamente da 182 a 275 lire al chilo e da 198 a 232 lire al chilogrammo, mentre l'alluminio (prodotto anche questo essenziale per molti settori di produzione e soprattutto per quella edilizia) è passato nella varietà in pani da 350 a 410 lire al chilo.

La siderurgia dal canto suo deve affrontare gli aumenti, in qualche caso massicci, di alcune importanti leghe che entrano nelle lavorazioni di tutta una serie di acciai legati e fra questi si possono citare il manganese metallico che è passato da 380 a 555 lire al chilo, il magnesio passato da 490 a 680 lire, mentre altri settori industriali dovranno tenere conto di aumenti segnati da altri prodotti essenziali come l'antimonio che è passato da 680 a 3.200 lire al chilo, il cadmio passato da 4.300 a 6.400 lire, il wolframio passato a Londra da 432 a 550 scellini per tonn. e come molti altri che non torna conto aggiungere.

Ci sembra peraltro un quadro chiaramente indicativo della situazione dal punto di vista dei costi delle materie prime, situazione della quale occorrerà tenere

conto per stabilire il peso aggiuntivo che verrà a gravare, insieme ai nuovi oneri imposti dai miglioramenti salariali, sul costo effettivo dei prodotti finiti, sia ai fini del consumo interno, sia soprattutto nel quadro della sempre più agguerrita concorrenza sul mercato internazionale.

3 CONVEGNO DELLA ITT A MOSCA

Si è svolto negli scorsi giorni presso l'Air Terminal dell'Aerflot, un convegno-mostra sui sistemi e le apparecchiature di aiuto alla navigazione aerea, organizzato dalla International Telephone and Telegraph Corporation (ITT).

Nel corso del convegno, esponenti di quasi tutte le consociate europee dell'ITT hanno presentato ad un pubblico di alcune centinaia di studiosi e tecnici sovietici oltre venti relazioni riguardanti le differenti branche della radioassistenza al volo.

Era presente per l'Italia l'ing. Danio Graziani della Face Standard, il quale ha illustrato il funzionamento e gli sviluppi del radiofaro DME FSD 2, progettato e realizzato nei laboratori milanesi della Società.

4 AUMENTATE LE INDENNITÀ DEI PERITI INDUSTRIALI

La « Gazzetta ufficiale » numero 288 del 14 novembre pubblica un decreto del ministro di Giustizia che aumenta ulteriormente del 15% la misura degli onorari ed indennità previsti dalla tariffa per le prestazioni professionali dei periti industriali, approvata con legge 12 marzo 1957, n. 146, quale risulta a seguito delle modifiche disposte con legge 7 marzo 1967, n. 118.

Al provvedimento sono allegate le nuove tabelle.

5 ALLARME DELLA CEE PER L'ELETTRONICA

« Il divario che separa l'Europa dagli Stati Uniti nel settore dell'elettronica non ha origini soltanto a livello della ricerca, ma anche e soprattutto a livello delle strutture industriali e della commercializzazione », è questa l'idea base di uno studio effettuato dagli esperti della CEE. « Se ciascun Paese del Mec continuerà a insistere in una politica di sviluppo della propria industria su un piano strettamente nazionale — affermano le autorità di Bruxelles — le imprese americane non mancheranno alla fine di assumere il controllo totale dell'industria elettronica europea ».

In Europa, secondo le statistiche comunitarie, già un sesto della produzione elettronica è dovuto all'attività di filiali di ditte statunitensi: nel settore dei circuiti integrati il dominio americano è pressoché assoluto. Su 196 società europee — si rileva in un'inchiesta recentemente effettuata dagli esperti del Mercato comune — 100 sono praticamente dominate da investimenti provenienti dagli Stati Uniti. Per alcune di queste ditte, il capitale è americano al 100 per cento: è il caso della IBM Francia, della IBM Italia e della IBM Germania. Il 99,9 per cento di Honeywell Europa è americano, così come il 33 per cento della Fairchild Francia, è della SGS Fairchild Germania. International Telephone and Telegraph (le cui partecipazioni nella gestione di 17 ditte europee oscillano dal 40 al 100 per cento) e General Electric (che interviene dal 45 al 100 per cento nel capitale di 11 società europee) sono in testa per il numero di investimenti in Europa. Il fatturato dell'industria elettronica europea è stato — secondo le più recenti statistiche — di 3 mila 150 miliardi di lire, quello del Regno Unito di 950 miliardi e quello registrato dagli Stati Uniti di dieci mila 750 miliardi di lire.

I dati mettono in rilievo l'assoluto predominio dell'industria elettronica americana su quella europea. Gli esperti del Mec constatano nella loro inchiesta che la concentrazione delle industrie elettro-

niche è inversamente proporzionale alle dimensioni di mercato. Negli Stati Uniti, per esempio, i quattro maggiori gruppi rappresentavano nel 1965 appena il 25 per cento della produzione, contro il 40 per cento nella CEE. Si rileva inoltre che, all'interno del settore dell'elettronica, soltanto piccole ditte americane hanno fortemente specializzato la loro produzione: queste società hanno tuttavia una cifra d'affari da 8 a 10 volte superiore alle omologhe dei vari Paesi europei.

La ricerca e lo sviluppo delle industrie elettroniche sono eseguiti per il 73% nella Comunità e per l'81% negli Stati Uniti dall'industria privata, e sono finanziati rispettivamente per il 16% e il 66% dal settore pubblico. Da questo — sostiene Bruxelles — si può trarre la conclusione che le imprese americane possono dedicare alla ricerca e allo sviluppo una percentuale della loro cifra di affari relativamente più modesta di quella degli europei (3,5 per cento contro 7,1 per cento).

Si è ancora in tempo a rallentare la penetrazione americana e se possibile a rovesciare la situazione? Il Mec sostiene che le imprese consumatrici non hanno alcuno spessore finanziario e le imprese produttrici non hanno ancora concentrato sufficientemente le loro produzioni ». Inoltre, affermano le autorità della CEE « se si vuole che l'industria elettronica veramente europea si assicuri una parte sufficiente del mercato europeo, che è potenzialmente considerevole, occorre che i governi dei sei si mettano d'accordo su una politica comune di ricerca e di sviluppo in materia elettronica.

6 VIA LIBERA IN EUROPA ALLA WESTINGHOUSE?

Le voci secondo le quali il governo francese finirebbe per approvare il programma di consolidamento delle attività europee della Westinghouse americana (programma al quale sarebbero interessate anche due società italiane, la Franco Tosi e la

Marelli), sembrano — secondo l'agenzia Italia — aver trovato una conferma nelle dimissioni di Jean-Laurens Delpech, consigliere d'amministrazione della Schneider S.A. Nei circoli industriali francesi si osserva che le dimissioni di Delpech, contrario al programma della Westinghouse, hanno coinciso con la decisione del governo di Parigi di adottare il sistema di alimentazione ad uranio arricchito per le centrali elettronucleari che verranno costruite in Francia in avvenire.

La Westinghouse è una delle principali società interessate alla fornitura dei reattori nucleari per queste centrali, e la società americana ha annunciato a Parigi che sta esaminando la possibilità di assegnare commesse per 18 milioni di dollari a due ditte francesi — entrambe appartenenti al gruppo Schneider — in relazione al progetto per la realizzazione a Portorico di una centrale elettronucleare da 600 megawatt.

Una ulteriore coincidenza, che i circoli industriali non hanno mancato di rilevare, è l'annuncio che il ministro dello Sviluppo industriale e scientifico, Ortoli — cui spetta la decisione definitiva sul programma della Westinghouse — si recherà in visita negli Stati Uniti dal 16 al 26 novembre.

Il programma della società americana prevede l'acquisizione della partecipazione del 60 per cento che il gruppo belga Baron Empain detiene nella Société de Constructions Electromecaniques Jeumont-Schneider. Il restante 40% è di proprietà della Schneider S.A. Questa acquisizione costituirebbe il primo passo nella realizzazione del programma di consolidamento delle attività europee della Westinghouse, cui seguirebbero l'integrazione di due società italiane — appunto la Franco Tosi e la Marelli — della Senemesa spagnola e della acquisizione di una partecipazione di controllo nella Ateliers de constructions electriques de Charleroi belga. Queste società formerebbero un nuovo gruppo, controllato da una « holding » con sede nel Lussemburgo, nella quale la Westinghouse avrebbe una partecipazione dell'80%.

CONNETTORI

DAL
CATALOGO
G.B.C.

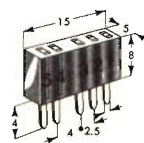
Connettore 5 poli irreversibile
Adatto anche per moltipiazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0472-00
GQ/0477-00

GQ/0432-00



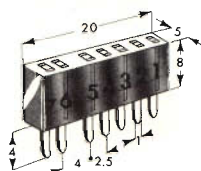
Connettore 7 poli irreversibile
Adatto anche per moltipiazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0473-00
GQ/0478-00

GQ/0434-00



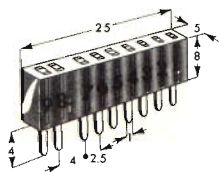
Connettore 9 poli irreversibile
Adatto anche per moltipiazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0474-00
GQ/0479-00

GQ/0436-00



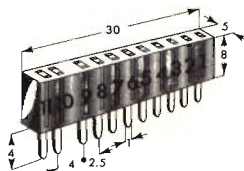
Connettore 11 poli irreversibile
Adatto anche per moltipiazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0475-00
GQ/0480-00

GQ/0438-00





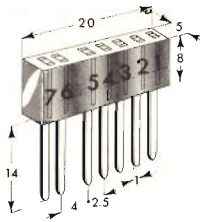
Connettore 5 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0472-00
GQ/0477-00

GQ/0442-00



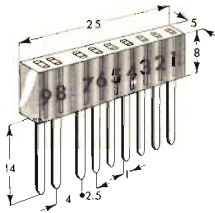
Connettore 7 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0473-00
GQ/0478-00

GQ/0444-00



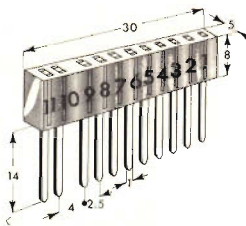
Connettore 9 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0474-00
GQ/0479-00

GQ/0446-00



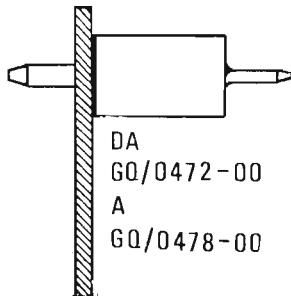
Connettore 11 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

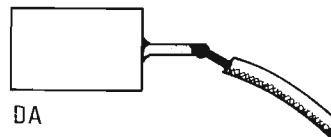
Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0475-00
GQ/0480-00

GQ/0448-00



DA
GQ/0472-00
A
GQ/0478-00



DA
GQ/0432-00
A
GQ/0438-00

Connettore 5 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

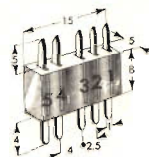
Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante

Da impiegare con connettori GQ/0432-00

GQ/0442-00

GQ/0472-00



Connettore 7 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

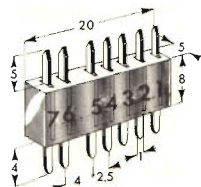
Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante

Da impiegare con connettori GQ/0434-00

GQ/0444-00

GQ/0473-00



Connettore 9 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

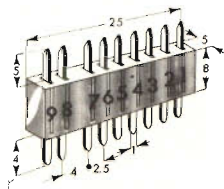
Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante

Da impiegare con connettori GQ/0436-00

GQ/0446-00

GQ/0474-00



Connettore 11 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

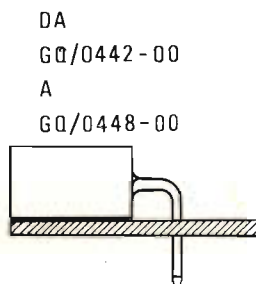
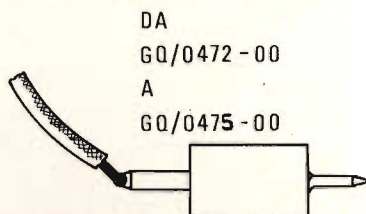
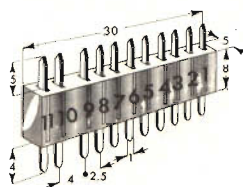
Contatti: ottone argentato

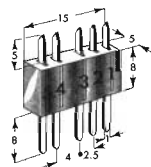
Montaggio: a circuito stampato o volante

Da impiegare con connettori GQ/0438-00

GQ/0448-00

GQ/0475-00





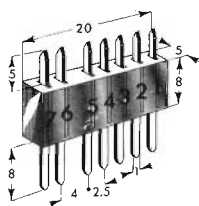
Connettore 5 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0432-00
GQ/0442-00

GQ/0477-00



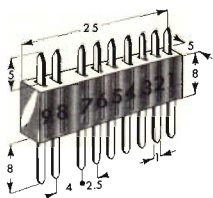
Connettore 7 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0434-00
GQ/0444-00

GQ/0478-00



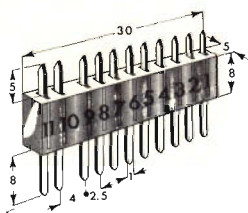
Connettore 9 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0436-00
GQ/0446-00

GQ/0479-00



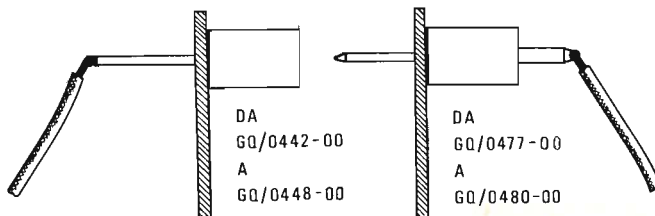
Connettore 11 poli irreversibile
Adatto anche per multiplazioni

Corpo: nylon

Contatti: ottone argentato

Montaggio: a circuito stampato o volante
Da impiegare con connettori GQ/0438-00
GQ/0448-00

GQ/0480-00



per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

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



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



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



LA LUNA

Apriamo il nuovo anno ricollegandoci ai massimi avvenimenti del 1969. Vi ricordate il riflettore Laser lasciato nel Mare della Tranquillità? Ebbene, quel dispositivo consente di prendere misure esattissime della distanza fra noi e la luna. Per esempio, ai primi di ottobre era 365.264 chilometri 269 metri e 37 centimetri. La misura è stata calcolata dall'osservatorio Lick di San Francisco.

Parliamo un po' anche di Marte, giacché ci siamo. I Mariner ci hanno inviato delle spettacolose fotografie della sua superficie, che per aver percorso quasi cento milioni di chilometri sono eccezionalmente nitide. Topograficamente, la superficie di Marte assomiglia a quella della luna. Gli scienziati sono già convinti che lo sbarco su quel pianeta sarà possibile. Un primo surveyor potrà atterrare su Marte nel 1973.

ANDARE D'ACCORDO

Peccato che non potrò vivere abbastanza lungamente per vedere l'armonia fra gli uomini e la fine di ogni dissenso. Basterebbero pochi decenni, ma io non ho più una tale riserva. Ci starei a fare una scommessa e, mentre io sarei certo di vincerla, chiunque scommettesse con me sarebbe felice di perderla.

D'altro canto osservando la parte migliore delle opere umane, cioè le conquiste dell'intelletto, si nota come lo si leggesse in un libro aperto che gli uomini non potranno imboccare strada diversa da quella della collaborazione. C'è una specie di determinismo in questo fatale andare.

Prendiamo un solo esempio fra i mille che già offrono chiari segni di avvicinamento fra gli uomini per lo scopo di lavorare assieme verso il bene comune: la meteorologia.

Questo ramo della scienza balzerà in primo piano appena sarà possibile ottenere a volontà delle modificazioni dell'atmosfera. Cioè: far piovere o splendere il sole dove si vuole. Studi in questo senso si stanno svolgendo dal 1961 sotto i programmi World Weather Watch e Global Air Research Programme.

E' noto che l'atmosfera è un sistema in cui avvengono i cambiamenti di temperatura, i movimenti dell'aria e i passaggi degli stati di aggregazione dell'acqua, per effetto soprattutto dell'energia solare. Ma tutto ciò è instabile e imprevedibile. Gli studi in atto tendono a imbrigliare e manovrare tutte quelle forze.

Qui esce la necessità della collaborazione, poiché la base di tali studi è lo scambio delle osservazioni. Sul principio si sono presentate le solite opposizioni militari a far volare palloni sonda, poi ha prevalso il buon senso ed ora le informazioni vengono regolarmente scambiate fra Stati Uniti, Unione Sovietica e Australia.

E' proprio questa rottura del ghiaccio del buon senso che mi fa sperare nella concordia universale, massimo bene dell'umanità.

E' vero, la stoltezza soffia ancora il suo vento gelido nei cuori degli uomini, ma è destinata a soccombere.

BUONA DIGESTIONE

Sono stati eseguiti degli esperimenti con gli ultrasuoni per aiutare la digestione di chi è dispeptico. Il lato curioso di questi esperimenti consiste nel fatto che hanno dato dei risultati apprezzabili, ma non si è capito come, esattamente, gli ultrasuoni agiscano. Si è notata la modificazione del ricambio fosforico e nucleinico negli organi interni, ma perché ciò avvenga sotto l'influsso degli ultrasuoni, nessuno lo sa spiegare, almeno per ora.

Sono tutte cose affascinanti, non c'è che dire. Però io preferisco ancora un profumato caffè, preso al momento opportuno, che oltre tutto col suo calore mi conforta.

APPRENDERE

Lanciamo un altro sguardo al futuro. Ormai non possiamo farne a meno. Forse per reazione a questa tendenza avveniristica tornano le mode romantiche che vanno dal primo all'ultimo ottocento.

Guardiamo, dunque, al futuro sotto il particolare aspetto delle nozioni che si dovranno apprendere e delle notizie che nessuno potrà esimersi dal conoscere, per non rimanere in coda.

I mezzi di comunicazione « duratura » sono oggi i libri, i giornali, i dischi, i nastri. Se ne stampano e fabbricano già tanti, che occupano più spazio nelle dimore umane di quanto ne occupino gli altri mezzi di vita e di convivenza.

Se oggi abbiamo bisogno di avere un'enciclopedia, di ascoltare le sinfonie di Beethoven, di sapere che cosa succede nel mondo giorno per giorno, ora per ora, quali moltiplicati bisogni avranno i nostri posteri fra un secolo? Alla luce delle nostre conoscenze attuali non si vede soluzione fuori dalla miniaturizzazione. La Divina Commedia codificata su una superficie non più grande di un francobollo. Poi un « lettore » elettronico che sceglie il canto e la terzina voluti. Oppure: dieci giornali in un quarto di francobollo.

Sarà un guaio cercare un giornale per avvolgere un pacco, per esempio.

Zio Ruben

EQUIVALENZE SEMICONDU- TORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori proseguiamo la pubblicazione di alcune equivalenze di transistor e diodi raddrizzatori MISTRAL.

La loro classificazione è stata fatta in ordine numerico.

TRANSISTORI

| Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente | Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente |
|--------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|
| AC 108 | SFT 353 | AC 160 A | SFT 352 |
| AC 109 | SFT 353 | AC 160 B | SFT 353 |
| AC 110 | SFT 353 | AC 162 | SFT 352 |
| AC 116 | SFT 323 | AC 163 | SFT 353 |
| AC 117 | AC 180 | AC 170 | SFT 353 |
| AC 118 | AC 180 | AC 171 | SFT 353 |
| AC 119 | AC 180 | AC 172 | AC 183 |
| AC 120 | AC 180 | AC 175 | AC 181 |
| AC 121 | SFT 323 | AC 175 K | AC 181 K |
| AC 122 | SFT 323 | AC 176 | AC 181 |
| AC 123 | SFT 343 | AC 176 K | AC 181 K |
| AC 124 | SFT 353 | AC 178 | AC 180 |
| AC 125 | SFT 353 | AC 178 K | AC 180 K |
| AC 126 | SFT 323/SFT 353 | AC 179 | AC 181 |
| AC 127 | AC 185 | AC 179 K | AC 181 K |
| AC 128 | AC 184 | AC 186 | AC 181 |
| AC 130 | SFT 343 | AC 186 K | AC 181 K |
| AC 131 | AC 180 | AC 187 | AC 181 |
| AC 132 | AC 184 | AC 187 K | AC 181 K |
| AC 134 | SFT 352 | AC 188 | AC 180 |
| AC 135 | SFT 352/SFT 353 | AC 188 K | AC 180 K |
| AC 136 | SFT 322/SFT 323 | AC 191 | SFT 353 |
| AC 137 | SFT 353 | AC 192 | SFT 353 |
| AC 138 | SFT 353 | AC 193 | AC 180 |
| AC 139 | AC 184 | AC 193 K | AC 180 K |
| AC 141 | AC 181/AC 185 | AC 194 | AC 181 |
| AC 141 B | AC 183 | AC 194 K | AC 181 K |
| AC 141 K | AC 181 K/AC 185 K | AF 114 | SFT 358 |
| AC 142 | AC 180/AC 184 | AF 115 | SFT 357 |
| AC 142 K | AC 180 K/AC 184 K | AF 116 | SFT 316 |
| AC 150 | SFT 353 | AF 117 | SFT 320 |
| AC 151 | SFT 353 | AF 124 | SFT 358 |
| AC 152 | AC 184 | AF 125 | SFT 357 |
| AC 153 | AC 180 | AF 126 | SFT 316 |
| AC 153 K | AC 180 K | AF 127 | SFT 316 |
| AC 160 | SFT 353 | AF 130 | SFT 358 |

| Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente | Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente |
|--------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|
| AF 132 | SFT 316 | BC 153 | BC 204 |
| AF 133 | SFT 319 | BC 154 | BC 205 |
| AF 134 | SFT 358 | BC 157 | BC 204 |
| AF 135 | SFT 357 | BC 158 | BC 205 |
| AF 136 | SFT 357/SFT 358 | BC 159 | BC 206 |
| AF 137 | SFT 316 | BC 167 | BC 207 |
| AF 138 | SFT 316 | BC 168 | BC 208 |
| AF 142 | SFT 358 | BC 169 | BC 209 |
| AF 143 | SFT 357 | BC 170 | BC 208 |
| AF 144 | SFT 358 | BC 171 | BC 207 |
| AF 146 | SFT 316 | BC 172 | BC 208 |
| AF 147 | SFT 319 | BC 173 | BC 209 |
| AF 148 | SFT 316 | BC 177 | BC 177 |
| AF 150 | SFT 319/SFT 320 | BC 178 | BC 178 |
| AF 156 | SFT 319/SFT 320 | BC 179 | BC 179 |
| AF 164 | SFT 358 | BC 201 | BC 205 |
| AF 165 | SFT 357 | BC 202 | BC 205 |
| AF 166 | SFT 316 | BC 203 | BC 205 |
| AF 168 | SFT 317/SFT 354 | BC 225 | BC 204 |
| AF 169 | SFT 320 | BC 251 | BC 204 |
| AF 170 | SFT 320 | BC 252 | BC 205 |
| AF 171 | SFT 319 | BC 253 | BC 206 |
| AF 172 | SFT 319 | BC 257 | BC 204 |
| AF 182 | SFT 358 | BC 258 | BC 205 |
| AF 185 | SFT 358 | BC 259 | BC 206 |
| BC 107 | BC 107 | BC 261 | BC 177 |
| BC 108 | BC 108 | BC 262 | BC 178 |
| BC 109 | BC 109 | BC 263 | BC 179 |
| BC 113 | BC 208 | BC 280 | BC 107 |
| BC 114 | BC 209 | BC 281 | BC 177 |
| BC 115 | BC 207 | BC 284 | BC 107 |
| BC 116 | BC 177 | BC 286 | BC 211 |
| BC 117 | BC 236 | BC 287 | BC 313 |
| BC 118 | BC 207 | BD 111 | BU 103 |
| BC 119 | BC 210 A | BD 115 | BD 115 |
| BC 120 | BC 211 | BF 109 | BF 178 |
| BC 121 | BC 208 | BF 110 | BF 178 |
| BC 122 | BC 208 | BF 114 | BF 178 |
| BC 123 | BC 208 | BF 115 | BF 235 |
| BC 125 | BC 207 | BF 117 | BF 178 |
| BC 126 | BC 178 | BF 118 | BF 179 |
| BC 127 | BC 108 B-C | BF 121 | BF 234 |
| BC 128 | BSW 42 | BF 123 | BF 208 |
| BC 129 | BC 107 | BF 127 | BF 207 |
| BC 130 | BC 108 | BF 152 | BF 209 |
| BC 131 | BC 109 | BF 153 | BF 235 |
| BC 132 | BC 208 | BF 154 | BF 169 |
| BC 134 | BC 207 | BF 155 | BR 212/BF 213 |
| BC 135 | BC 207 | BF 156 | BF 178 |
| BC 136 | BSW 42 A | BF 157 | BF 178 |
| BC 137 | BC 178 | BF 158 | BF 208 |
| BC 138 | BC 211 | BF 159 | BF 208 |
| BC 139 | BC 313 | BF 160 | BF 234 |
| BC 140 | BC 211 | BF 161 | BF 212/BF 213 |
| BC 147 | BC 207 | BF 162 | BF 209 |
| BC 148 | BC 208 | BF 163 | BF 207 |
| BC 149 | BC 209 | BF 164 | BF 207 |

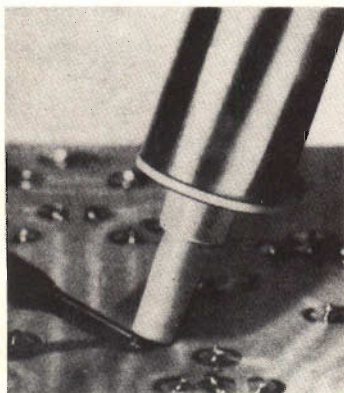
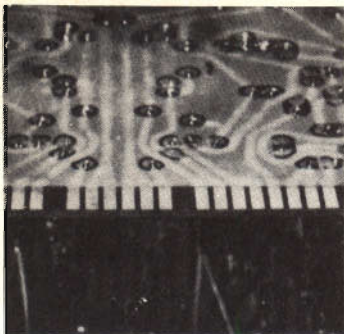
| Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente | Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente |
|--------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|
| BF 165 | BF 235 | BF 222 | BF 235 |
| BF 166 | BF 209 | BF 232 | BF 208 |
| BF 167 | BF 207 | BF 261 | BF 207 |
| BF 173 | BF 208 | BF 302 | BF 235 |
| BF 174 | BF 178 | BF 303 | BF 234 |
| BF 175 | BF 207 | BF 304 | BF 234 |
| BF 176 | BF 208 | BF 305 | BF 178 |
| BF 178 | BF 178 | BF 306 | BF 208 |
| BF 179 A | BF 179 A | BU 100 | BU 109 |
| BF 179 B | BF 179 B | BU 102 | BU 104 |
| BF 179 C | BF 179 C | OC 26 | SFT 213 |
| BF 180 | BF 212 | OC 70 | SFT 352 |
| BF 181 | BF 213 | OC 71 | SFT 352 |
| BF 182 | BF 206 | OC 72 | SFT 322 |
| BF 183 | BF 206 | OC 74 | AC 184 |
| BF 184 | BF 234 | OC 75 | SFT 353 |
| BF 185 | BF 235 | OC 76 | SFT 323 |
| BF 194 | BF 234 | OC 77 | SFT 343 |
| BF 195 | BF 235 | OC 79 | SFT 323 |
| BF 196 | BF 207 | OC 169 | SFT 319 |
| BF 197 | BF 208 | OC 170 | SFT 320 |
| BF 200 | BF 209 | OC 171 | SFT 357 |

DIODI E RADDRIZZATORI

| Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente | Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente |
|--------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|
| AA 111 | 1N 541 | BA 100 | SFD 182 |
| 2-AA 111 | 2-1N 542 | BA 101 | BB 105 |
| AA 112 | SFD 106 | BA 103 | SFD 43 |
| 2-AA 112 | 2-SFD 111 | BA 104 | SFD 86 |
| AA 113 | 1N 541 | BA 105 | MR 31 |
| 2-AA 113 | 2-1N 542 | BA 108 | SFD 182 |
| AA 116 | SFD 106 | BA 110 | BB 105 |
| 2-AA 116 | 2-SFD 111 | BA 114 | BZX 62 |
| AA 117 | SFD 108 | BA 117 | BZX 62 |
| AA 118 | SFD 108 | BA 121 | BB 105 |
| AA 119 | 1N 541 | BA 127 | SFD 182 |
| 2-AA 119 | 2-1N 542 | BA 128 | SFD 182 |
| AA 121 | SFD 106 | BA 129 | SFD 88 |
| 2-AA 123 | 2-SFD 111 | BA 130 | SFD 83 |
| AA 132 | SFD 108 | BA 131 | M 62 |
| AA 134 | 1N 54 A | BA 132 | M 82 |
| AA 137 | SFD 104/1N 542 | BA 133 | M 102 |
| AA 138 | SFD 104 | BA 136 | BA 182/BA 165 A |
| AA Y 11 | SFD 108 | BA 137 | SFD 86 |
| AA Y 21 | SFD 104 | BA 138 | BB 100 G |
| AA Y 27 | SFD 106 | BA 141 | BB 105 |
| AA Y 28 | SFD 108 | BA 142 | BB 105 |
| AA Y 30 | 1N 54 A | BA 143 | BA 182/BA 165 A |
| AA Y 32 | 1N 54 A | BA 145 | MR 31 |

| Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente | Tipo da sostituire | Tipo MISTRAL equivalente |
|--------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|
| BA 148 | MR 31 | BYY 34 | BY 151 N |
| BA 170 | BA 182 | BYY 35 | BY 152 N |
| BA 182 | BA 182 | BYY 36 | BY 152 N |
| BAX 13 | SFD 182 | BYY 37 | BY 152 N |
| BAX 16 | SFD 86 | BYY 88 | BY 151 N |
| BAX 17 | SFD 88 | BYY 89 | BY 151 N |
| BAY 14 | BY 152 N | BYY 90 | BY 151 N |
| BAY 15 | BY 152 N | BYY 91 | BY 152 N |
| BAY 16 | BY 152 N | BYX 10 | BY 152 N |
| BAY 17 | SFD 182 | BYX 36 | BY 151 N / BY 152 N |
| BAY 38 | SFD 182 | OA 47 | SFD 106 |
| BAY 44 | SFR 50 | OA 70 | SFD 104 |
| BAY 45 | SFD 86 | OA 72 | 1N 541 |
| BAY 60 | SFD 83 | 2-OA 72 | 2-1N 542 |
| BAY 63 | SFD 182 | OA 73 | SFD 104 |
| BAY 67 | SFR 50 | OA 79 | 1N 541 |
| BAY 68 | SFR 50 | 2-OA 79 | 2-1N 542 |
| BAY 69 | SFR 50 | OA 81 | SFD 108 |
| BAY 86 | SFR 50 | OA 85 | SFD 108 |
| BAY 87 | BY 151 N | OA 86 | SFD 108 |
| BAY 88 | BY 151 N | OA 90 | SFD 104 |
| BAY 89 | BY 152 N | OA 91 | SFD 108 |
| BAY 90 | BY 152 N | OA 92 | SFD 111 |
| BAY 98 | SFD 86 | OA 95 | SFD 108 |
| BAY 99 | SFD 182 | OA 150 | SFD 108 |
| BB 103 | BB 103 | OA 159 | SFD 104 |
| BB 104 | BB 104 | OA 160 | SFD 104 |
| BB 105 | BB 105 | OA 172 | 1N 541 |
| BY 100 | BY 152 N | 2-OA 172 | 2-1N 542 |
| BY 103 | BY 152 N | OA 174 | 1N 54 A |
| BY 114 | BY 152 N | OA 200 | SFD 108 |
| BY 126 | BY 152 N | OA 202 | BY 151 N |
| BY 127 | BY 152 N | OA 205 | BY 151 N |
| BYY 31 | BY 151 N | OA 206 | BY 151 N |
| BYY 32 | BY 151 N | OA 210 | BY 151 N |
| BYY 33 | BY 151 N | OA 214 | BY 152 N |

I diffrattometri automatici servono a misurare l'intensità dei raggi X diffrattati da un monocristallo. Sino a pochi anni fa per eseguire queste misure occorreva moltissimo tempo. Con i diffrattometri automatici, costruiti dalla Siemens AG di Karlsruhe, i tempi si sono molto ridotti e la precisione della misura è di gran lunga più elevata. Due di queste apparecchiature sono recentemente entrate in funzione presso gli Istituti di Strutturistica delle Università di Padova e di Roma. La prima funziona « on-line », ossia è un calcolatore che, in base ai programmi inseriti nella sua memoria, calcola le posizioni dei riflessi, comanda e controlla direttamente il diffrattometro. A Roma, invece, momentaneamente il funzionamento è « off-line », ossia il diffrattometro esegue le istruzioni contenute in un nastro perforato, che a sua volta è stato compilato da un calcolatore opportunamente « istruito » con i parametri del cristallo in esame. Entro breve tempo altri due diffrattometri funzionanti « on-line » saranno forniti all'Istituto di Strutturistica dell'Università di Parma.



SOMMARIO INSERZIONI

| | pagina |
|----------------|----------------|
| ACUSTICA VACCA | 154 |
| BEYSCHLAG | 66 |
| B & O | 149 |
| BRIMAR | 47 |
| BULGIN | 145 |
| CASSINELLI | 161 |
| CHEMTRONICS | 169 |
| ELAC | 6 |
| ELECTROLUBE | 125 |
| ERSA | 194 |
| FACON | 187 |
| FRACARRO | 31 |
| HELLESENS | 86 |
| HIGH-KIT | 141-172 |
| HITACHI | 171 |
| ICE | 2-3 |
| KRUNDAAL | 61 |
| LESA | 32 |
| PEERLESS | 157 |
| PHILIPS | 57-118-134-135 |
| PLAS-T-PAIR | 50 |
| PRESTEL | 131 |
| SICTE | 22 |
| SONY | 13-73 |
| TECNODATTA | 83 |
| WILSON | 86 |

ERSA

SOLDAPULLT

Il dissaldatore è un attrezzo economico e di valido aiuto per il tecnico. Esso serve a dissaldare i componenti elettronici. Costituito da una pompa aspirante con grande forza di risucchio, il dissaldatore lavora in coppia con un saldatore di bassa potenza. Per dissaldare necessita portar lo stagno al punto di fusione con la punta del saldatore, dopodichè viene risucchiato dall'attrezzo in questione mediante il pistone aspirante.

| | | |
|--------------------------|-----------------|--------|
| ERSA - Soldapullt | LU/6115-00 - L. | 9.500 |
| Punta di ricambio | LU/6116-00 - L. | 1.800 |
| ERSA - Soldapullt Deluxe | LU/6118-00 - L. | 15.800 |
| Punta di ricambio | LU/6119-00 - L. | 3.700 |

TARIFFE ESTERE

| | | |
|------------|---------|--------|
| ARGENTINA | Pesos | 165 |
| AUSTRALIA | Sh. | 14.52 |
| BRASILE | Crs. | 1.440 |
| CANADA | \$ Can. | 1.34 |
| CILE | Esc. | 1.62 |
| EGITTO | Leg. | 0/504 |
| ETIOPIA | \$ Et. | 2.82 |
| GIAPPONE | Yen. | 416.16 |
| ISRAELE | L. I. | 3.96 |
| LIBIA | L. Lib. | 0/414 |
| PARAGUAY | Guar. | 144 |
| PERU' | Sol. | 51.42 |
| SUD-AFRICA | R. | 0.96 |
| TURCHIA | L. T. | 10.44 |
| URUGUAY | Pesos | 12.54 |
| U.S.A. | \$ | 1.92 |
| VENEZUELA | Bs. | 7.92 |

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



*linea***S**



**VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE
TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE**

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.**

**27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA**

IN QUESTO EDIFICIO IMPIANTI

VIDEOCITOFONICI

CON TELECAMERE



MILAN LONDON NEW YORK

INSTALLATI DALLA TELECOAL DI SESTO S.G.