

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica



N. 4 - APRILE 1970

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



Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

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%!!

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



- R**ecord di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- R**ecord di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)!
- R**ecord di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- R**ecord di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- R**ecord di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- R**ecord di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

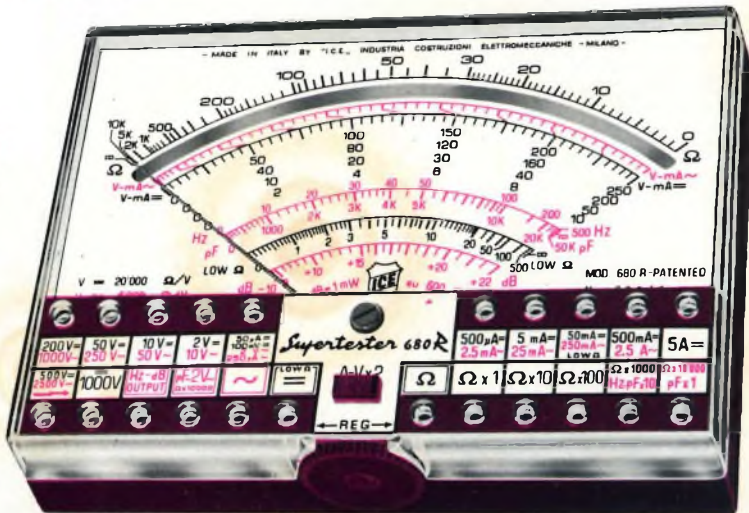
- VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp
- AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp
- OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a Rivelatore di 100 Megaohms.
- REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- CAPACITÀ: 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 50.000 μ F in quattro scale
- FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS: 10 portate: da -24 a +70 dB.

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 poter 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.

PREZZO SPECIALE propagandistico L. 14.850 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 resinella 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 SUPERTESTER 680 R: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest

MOD. 662 I.C.E.

Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo, (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (h) per i TRANSISTORS e VI - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. Prezzo L. 8.200 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. = 1,5 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V-picco-picco, Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - Prezzo netto propagandistico L. 14.850 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. 4.800 completo di astuccio e istruzioni.



AMPEROMETRO 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. 9.400 completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina MOD. 29.

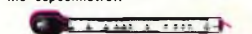
PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD 24 I.C.E.

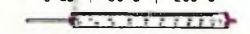
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA

istantanea a due scale: da -50 a +40°C e da +30 a +200°C



Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)

MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/516



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.A.:** 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 Volta 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.
- OHMS:** 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 Megohms).
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portate: da 0 a 10 Megohms.
- CAPACITA':** 4 portate: da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
- FREQUENZA:** 2 portate: 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

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

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello «Amperclamp» per Corrente Alternata:

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

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

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

Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.

Sonda e 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' AGILISSIMO, PIU'

SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicare

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antirullo con speci-

ali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo mate-

riale plastico intrangibile

Circuito elettrico con speci-

ale dispositivo per la com-

penazione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. IL

TESTER SENZA COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra

IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



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 12.500 !!

franco nostro Stabilimento

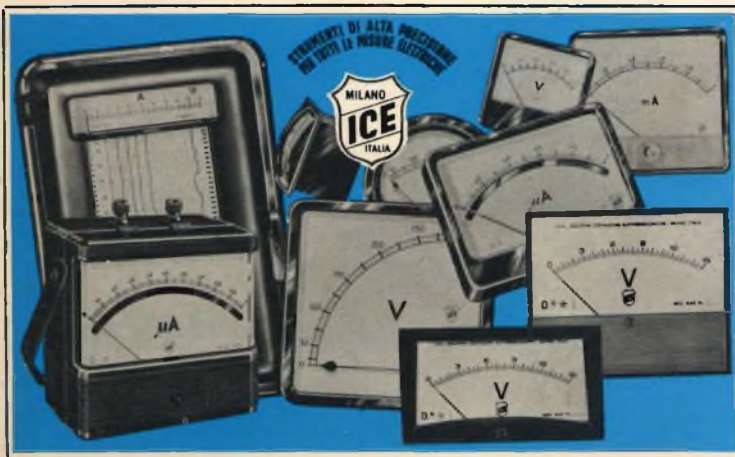
Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo setuocce !!!

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



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

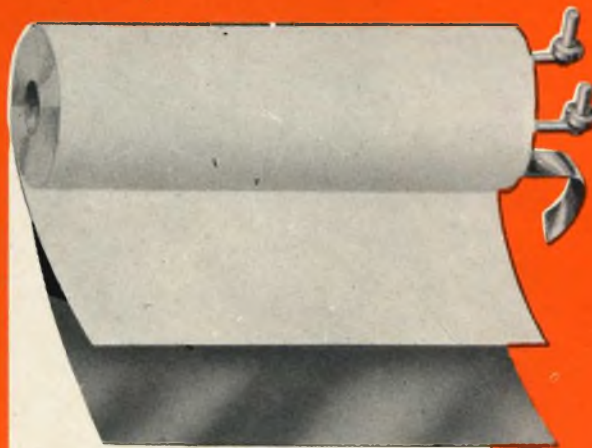
PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.

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

S O M M A R I O

In copertina		Colori base della TVC
Bassa frequenza	595	Un amplificatore B.F. da 2,5 W realizzato con 8 resistori 3 condensatori e 4 transistori
Strumenti e misure di laboratorio	599	Tecnica di misura del rumore di fondo
L'ABC dell'elettronica	603	Trasduttori elettroacustici (Altoparlanti)
L'angolo del tecnico TV	607	Un difetto nella base dei tempi di quadro
Caratteristiche dei componenti	611	Semiconduttori a dispositivo termostatico integrato
	617	Un utile aggiornamento sulla moderna produzione di valvole « Compactron » per ricevitori televisivi a colori
Studi e brevetti	629	Il futuro della TV oltre al colore e al rilievo - III parte
Nuovi prodotti	641	Il nuovo registratore stereo Revox A 77
Servizio speciale	657	Selezione di Tecnica Radio-TV negli studi centrali della ABC TV
Realizzazioni sperimentali	661	« VU-Meter » voltmetro elettronico per misure in audiodisfrequenza
	671	Ricevitore a 6 canali per radiocomando
Schemi	684	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
Il riparatore	695	Verifica delle correnti in un circuito a valvole
Alta fedeltà	701	Impianti stereo - distorsione e rimedi
Servizio radio-TV	709	La messa a punto dei ricevitori a modulazione di frequenza
Scatole di montaggio	719	Gruppo canali GCX2 UK 330
Registrazione	723	Criteri di scelta nell'acquisto di un registratore
Radio amatori	729	Radoricevitori per radioamatori e per la radiodiffusione
Rubriche	737	La modulazione di ampiezza tecnica e misure
	748	La scrivania dello zio
	751	Rassegna delle riviste estere
	761	Informazioni tecnico commerciali
	771	Vocabolario
	775	I lettori ci scrivono

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.

Apparecchiature Siemens alla R.F.T. MILANO — La S.p.A. Società Italiana Telecomunicazioni Siemens (gruppo IRI-STET) esporterà verso la Repubblica federale tedesca apparecchiature P.C.M.

Il valore dell'esportazione è di oltre 564 mila dollari.

Centrali per telescriventi alle Filippine. MILANO — La S.p.A. GT & E - Società generale di telefonia ed elettronica, di Cassina de' Pecchi, esporterà verso le Filippine centrali automatiche per telescriventi.

La fornitura ammonta a 800 mila dollari.

Esportazione in Australia. MILANO — La S.p.A. Carlo Gavazzi ha in corso l'esportazione di apparecchiature varie verso l'Australia.

L'operazione ammonta a 91 mila dollari.

Esportazioni di materiale per telecomunicazioni. MILANO — La S.p.A. Face Standard esporterà una centrale telefonica verso la Colombia.

L'operazione ha un valore di 370 mila dollari.

MILANO — La S.p.A. Tetra ha in corso forniture di apparecchiature per tele comunicazioni verso la Argentina e la Jugoslavia.

L'ammontare dell'operazione è complessivamente pari a circa 141 milioni di lire.

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
B & O	681-773
BRIMAR	715
BRITISH	708
CASSINELLI	667
CHINAGLIA	769
ELAC	649
FACON	592
FIVRE (3° di cop.)	783
HELLESENS	639
ICE (2° di cop.)	590-591
IRCI	763
KLM	691
KRUNDAAL	755
LESA	718
MINNESOTA (4° di cop.)	784
MISTRAL	694
PHILIPS	660-703
PRESTEL	750
R.C.F.	745
SICTE	670
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	635
SONY	743
TES	781

TARIFFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13,3
ITALIA	£	7,000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12,1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pta.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	\$a	10,—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	\$Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14,3
ETIOPIA	\$Et.	28,—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40,-/
LIBIA	L.Lib.	4,-/
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU'	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8,—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28,—
USA	\$	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

Editore:

J.C.E.

 Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

 Redattore:
 Marcello Longhini
 Segretaria di Redazione:
 Mariella Luciano

Collaboratori

 A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
 Ludovico Cascianini
 Carlo Chiesa - Enrico Lercari
 Luciano Marcellini - Italo Mason
 Serafini Domenico - Piero Soati
 Franco Toselli - Giorgio Uglietti

 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. 4 - Aprile 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.

Viene descritto un amplificatore che pur con un ridotto numero di componenti è in grado di dare notevoli prestazioni. Vengono impiegati i transistori Lock-Fit in contenitore plastico e, nello stadio finale, i transistori complementari AC 187/188.

**BASSA
FREQUENZA**

un amplificatore B.F. da 2,5W realizzato con 8 resistori 3 condensatori e 4 transistori

di L. Tannenbaum

Questo amplificatore è stato progettato in maniera da fare a meno di diodi stabilizzatori, di termistori (NTC) e di potenziometri regolatori del punto di lavoro. Di conseguenza, questo amplificatore risulta formato soltanto da 8 resistori, 3 condensatori e 4 transistori. Avendo una elevata impedenza di ingresso ($\approx 1,1 \text{ M}\Omega$) ed una elevata sensibilità di ingresso (240 mV) per una uscita di 2,5 W, questo amplificatore può essere facilmente pilotato alla massima uscita da una normale cartuccia piezoelettrica.

Stadio preamplificatore

Il transistoro preamplificatore TR_1 è un tipo NPN al silicio (BC 148) e lavora con una corrente di riposo molto bassa. Il resistore di emettitore R_4 è collegato al mid-point dello stadio finale, e di conse-

guenza, è in grado di introdurre una tensione di controreazione sia in c.c. che in c.a. Con una controreazione in c.a. di 19 dB, e con un valore elevato dei resistori di polarizzazione (R_1 e R_2), l'impedenza di ingresso risulta elevata ed ammonta a $\approx 1,1 \text{ M}\Omega$. La sensibilità di ingresso è determinata sia dalla controreazione in c.a. sia dal valore del resistore R_3 . Diminuendo il resistore R_3 , la sensibilità aumenta ma contemporaneamente si ha però un aumento di distorsione e una riduzione dell'impedenza di ingresso.

Stadio pilota

Il collettore del transistoro BC 148 (TR_1) è collegato direttamente alla base del transistoro al silicio PNP pilota BC 158 (TR_2). La corrente di riposo di TR_2 viene fissata al valore di 9 mA dal valore del resistore R_8 .

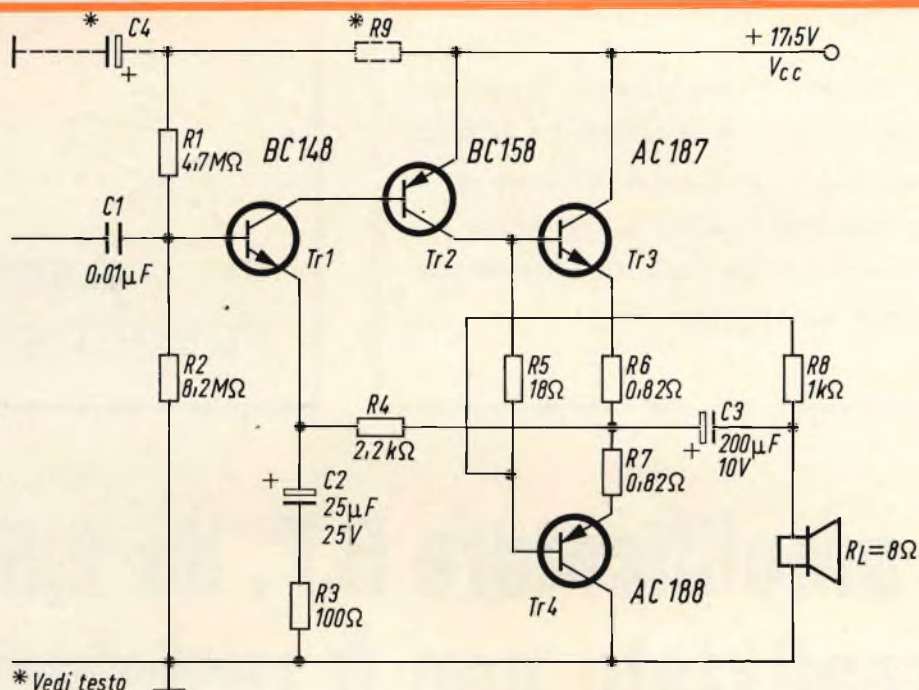


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore economico con potenza di uscita da 2,5 W.

Componenti:

- Tr₁, transistoro al silicio npn lock-fit in contenitore plastico tipo BC148 (equivalente al BC108)
- Tr₂, transistoro al silicio pnp lock-fit in contenitore plastico tipo BC158 (equivalente al BC178)
- Tr₃, Tr₄, coppia di transistori al germanio complementari AC187/188 completa di aletta di raffreddamento tipo 56200
- R₁, 4,7 MΩ ± 10% 1/2 W
- R₂, 8,2 MΩ ± 10% 1/2 W
- R₃, 100 Ω
- R₄, 2,2 kΩ
- R₅, 18 Ω
- R₆, R₇, 0,82 Ω 1/2 W a filo
- R₈, 1 kΩ
- R₉, vedi il testo

Tutti questi resistori sono di 1/4 di W, a carbone, e con tolleranza di ± 5 %, salvo diversamente specificato

- C₁, 0,01 μF, 160 V poliestere
- C₂, 25 μF, 25 V elettrolitico
- C₃, 200 μF, 10 V elettrolitico
- C₄, vedi il testo

Stadio finale

La corrente di riposo dei transistori di uscita complementari Tr₃ (AC187) e Tr₄ (AC188) è stata fissata a 2,5 mA (alla temperatura di 25 °C) dal particolare valore del resistore R₅. Ad una temperatura ambiente di 50 °C, questa corrente di riposo può ammontare al massimo fino a 8 mA, e pertanto non si richiede l'impiego di un termistore (NTC). Questo valore della corrente di riposo è sufficiente a ridurre al minimo la distorsione di incrocio in corrispondenza di bassi valori di potenza di uscita come indicato nelle figure 3 e 4. Per essere sicuri che fino a una temperatura ambiente di 40 °C non venga superata la massima dissipazione ammessa, si raccomanda che ciascuna coppia dei transistori e delle rispettive alette di raffreddamento (tipo 56200) vengano montate su una piastrina di alluminio con dimensioni di 5 x 10 cm.

Tensione di alimentazione

Questo amplificatore può funzionare con tensioni di alimentazione con valori com-

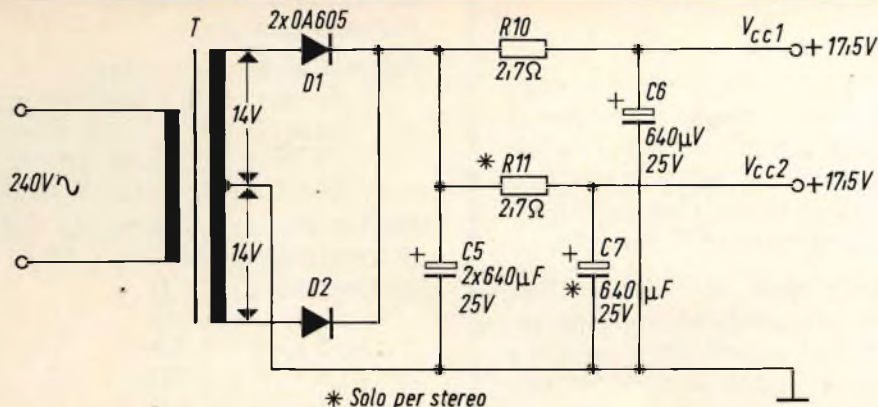


Fig. 2 - Schema elettrico tipico di un alimentatore.

Componenti:

D₁, D₂ 2 x OA605 diodi al silicio
 R₁₀, R₁₁ 2,7 Ω 1/2 W
 C₅ 2 x 640 μF, 25 V elettrolitico
 C₆, C₇ 640 μF, 25 V elettrolitico
 Trasformatore 240 V/14 V - 0 - 14 V con 600 mA di c.c. per amplificatore stereo - 300 mA di c.c. per amplificatore mono.

presi tra 9 e 17,5 V e con carichi compresi tra 8 e 15 Ω come appunto indicato nella tabella 1. Se l'amplificatore viene alimentato dalla rete come indicato in fig. 2 è opportuno disaccoppiare la tensione di alimentazione della base del transistor di ingresso Tr₁ mediante R₉ e C₄. I valori di R₉ e C₄ devono essere scelti in maniera da escludere qualsiasi alteranza residua sulla tensione di alimen-

tazione della base di Tr₁. Tali valori dovranno pertanto essere dimensionati tenendo presente anche eventuali altri assorbimenti di corrente nel caso l'alimentatore debba fornire la tensione ad altri circuiti.

Risposta in frequenza

La risposta in frequenza dell'amplificatore è di -3 dB tra le frequenze di 100 Hz e 30 kHz.

Il punto a -3 dB dalla parte delle frequenze basse è determinata principalmente dal valore del condensatore di accoppiamento dell'altoparlante C₃ e dal condensatore C₂ nell'emettitore del prepilota (Tr₁). Aumentando C₃ fino a 400 μF e C₂ fino a 50 μF, il punto a -3 dB viene portato a circa 50 Hz.

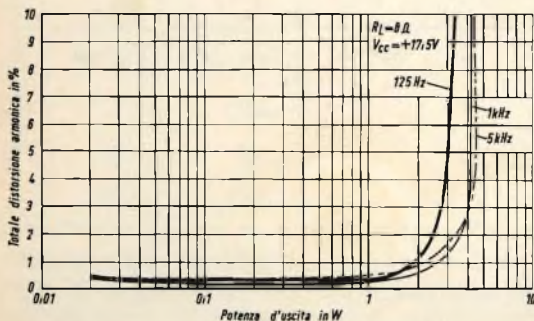


Fig. 3 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita per una impedenza di carico di 8 Ω alle frequenze di 125 Hz, 1 kHz, 5 kHz.

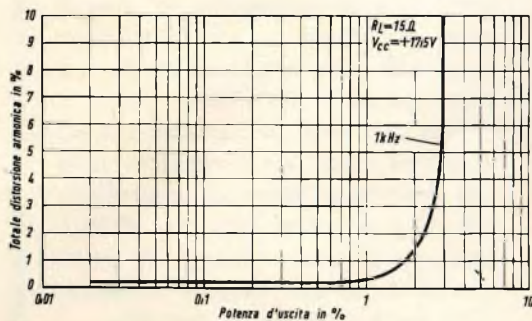


Fig. 4 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita per un carico di 15 Ω alla frequenza di 1 kHz.

Nonostante alcuni sintomi di stanchezza rilevati in questi ultimi mesi in Italia e nel primo mercato del mondo cioè gli Stati Uniti d'America, l'industria discografica presenta ancora buone prospettive di espansione.

Come si rileva da statistiche l'andamento mercantile dell'ultimo decennio in Italia ha continuato a registrare un incremento delle vendite con sole eccezioni negli anni 1961 e 1965, periodi che corrispondono rispettivamente all'istituzione dell'imposta di fabbricazione e ad una congiuntura particolarmente pesante per l'economia generale del Paese.

Dai 18 milioni di dischi venduti nel 1959 si è passati nello scorso anno ai 46 milioni con un incremento annuo oscillante dal 30 al 10 per cento. Siamo ancora lontani dall'obiettivo che si propongono i produttori, cioè 54 milioni di dischi ossia uno per ogni italiano, e dalle produzioni dei maggiori mercati.

Nel mercato statunitense si registra una vendita annua di circa 400 milioni di dischi per una cifra globale di circa 800 miliardi senza contare 200 miliardi di musicassette, mentre in Gran Bretagna vengono venduti all'anno circa 100 milioni di pezzi.

Tuttavia esistono ancora buone prospettive di espansione nei mercati esteri del disco italiano. Comunque guardiamo al futuro senza perdere di vista quanto è stato fatto finora. Il grande confronto di Sanremo iniziato lo scorso mese non potrà dare certo una risposta ai numerosi interrogativi che si presentano oggi per il mercato discografico italiano. Si dovrà attendere qualche mese per conoscere le reali tendenze di mercato.

Caratteristiche principali dell'amplificatore

Potenza di uscita nominale:

2,5 W (distorsione armonica complessiva 1,0%) su un carico di 8 Ω .

1,8 W (distorsione armonica totale 1,0%) su un carico di 15 Ω .

Distorsione armonica totale alla potenza di uscita nominale

con un carico di 8 Ω :

2,0 % a 125 Hz

1,0 % a 1 kHz

1,6 % a 5 kHz

con un carico di 15 Ω :

1,0 % a 1 kHz

Sensibilità alla potenza di uscita nominale:

240 mV

Impedenza di ingresso:

1,1 M Ω

Impedenza di uscita:

1,7 Ω

Risposta in frequenza alla potenza di uscita nominale:

— 3 dB tra 70 Hz e 30 kHz

Controreazione:

19 dB

Assorbimento in c.c. alla tensione di + 17,5 V

15 mA in condizione di riposo

300 mA a pieno segnale

TABELLA I - Potenze di uscita ottenibili in funzione dei differenti valori della tensione $V_{c.c.}$ e del carico R_L .

$V_{c.c.}$ (alimentazione)	R_L (carico)	
	8 Ω	15 Ω
17,5 V	2,5 W	1,8 W
15	2,0	1,1
12	1,2	0,82
9	0,62	0,36

I valori di potenza indicati nella tabella per i differenti valori di tensione di alimentazione sono i massimi ammissibili e corrispondono all'inizio del « tosaggio » dell'onda sinusoidale (distorsione armonica totale \approx 1 %).

TECNICA DI MISURA DEL RUMORE DI FONDO

a cura di L. Biancoli

**STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO**

Questa nota, che può essere di notevole interesse per chi si occupa di Bassa Frequenza, descrive alcune nuove idee sulla tecnica di misura del rumore di fondo prodotto da un amplificatore o da un transistor, con l'aiuto di un generatore di rumore. Il principio è basato anche sull'impiego di particolari tipi di diodi a temperatura limitata, grazie al quale è possibile eseguire misure assai precise.

Sarebbe cosa del tutto inutile mettere nella dovuta evidenza l'importanza della possibilità di misura con una certa esattezza della quantità di rumore prodotta da un circuito o da un dispositivo semiconduttore. A titolo di esempio se risulta possibile migliorare di 3 dB il fattore rumore di un ricevitore radio, ciò consente un risparmio della potenza dissipata da parte del trasmettitore con un fattore pari approssimativamente a 2. D'altro canto, il rumore che si produce una inevitabile limitazione agli effetti dell'ampiezza utile dei segnali ottenibili in uscita.

Prima di addentrarci nell'argomentazione vera e propria, sono opportune due premesse: in primo luogo, un amplificatore è in grado di amplificare — e quindi di lasciar passare — qualsiasi segnale di rumore (la cui frequenza sia compresa entro la banda passante) facente parte del segnale di ingresso. Inoltre, l'ampiezza minima del segnale di rumore che è possibile ottenere all'ingresso equivale alla tensione di ru-

more termica e_r , prodotta da qualsiasi resistenza che venga impiegata per adattare l'impedenza di ingresso dello amplificatore.

Un amplificatore ideale, ossia realizzabile solo in teoria, non aggiunge al segnale utile alcun tipo di rumore. Gli amplificatori veri e propri — tuttavia — aggiungono inevitabilmente una certa percentuale di rumore, normalmente definita come tensione di rumore, rappresentata dalla sigla V_r .

La potenza di rumore totale disponibile all'uscita è proporzionale alla somma dei quadrati di queste due tensioni: in altre parole, si ha che:

$$e_{r,t}^2 = e_r^2 + V_r^2$$

nella quale $e_{r,t}$ rappresenta appunto la tensione di rumore totale.

Per determinare il fattore di rumore di un amplificatore, è possibile ricorrere all'impiego di un generatore di rumore, così come si può osservare nello schema a blocchi di **figura 1**. Quando il genera-

tore di rumore è spento, è certamente possibile rilevare le caratteristiche del segnale di rumore disponibile all'uscita, tramite un apposito strumento di misura, considerandolo come livello arbitrario di riferimento. Successivamente, si può mettere in funzione il generatore, e regolarlo finché la potenza di uscita di rumore equivalga al doppio della potenza precedentemente misurata. In tali condizioni, la potenza di rumore totale fornita dall'amplificatore è proporzionale alla somma

$$e_r^2 + V_r^2 + e_g^2$$

Dal momento che la potenza del segnale rumore di uscita è stata volutamente raddoppiata aggiungendo il rumore prodotto dall'apposito generatore, si ha che:

$$e_g^2 = V_r^2 + e_r^2$$

Il rapporto tra la potenza di uscita del segnale di rumore e la potenza di in-

gresso del medesimo segnale di rumore viene definito come fattore rumore pari a:

$$F_v : F_i = (e_r^2 + V_r^2) : e_r^2 \\ = e_g^2 : e_r^2$$

Dal momento che:

$$e_r^2 = 4 kTR \Delta f$$

(nella quale k rappresenta la costante di Boltzmann, pari ad $1,375 \times 10^{-23}$, T rappresenta la temperatura assoluta in $^{\circ}K$, R rappresenta la resistenza della sorgente in ohm, e Δf rappresenta la larghezza di banda dell'amplificatore) e dal momento inoltre che il valore di e_g^2 è stato misurato, abbiamo la possibilità di calcolare il valore di F o quello di V_r .

In pratica, è di solito conveniente riferirsi al livello di rumore considerandolo espresso in decibel. In tal caso, il fattore N , espresso in decibel, equivale a

$$10 \log F$$

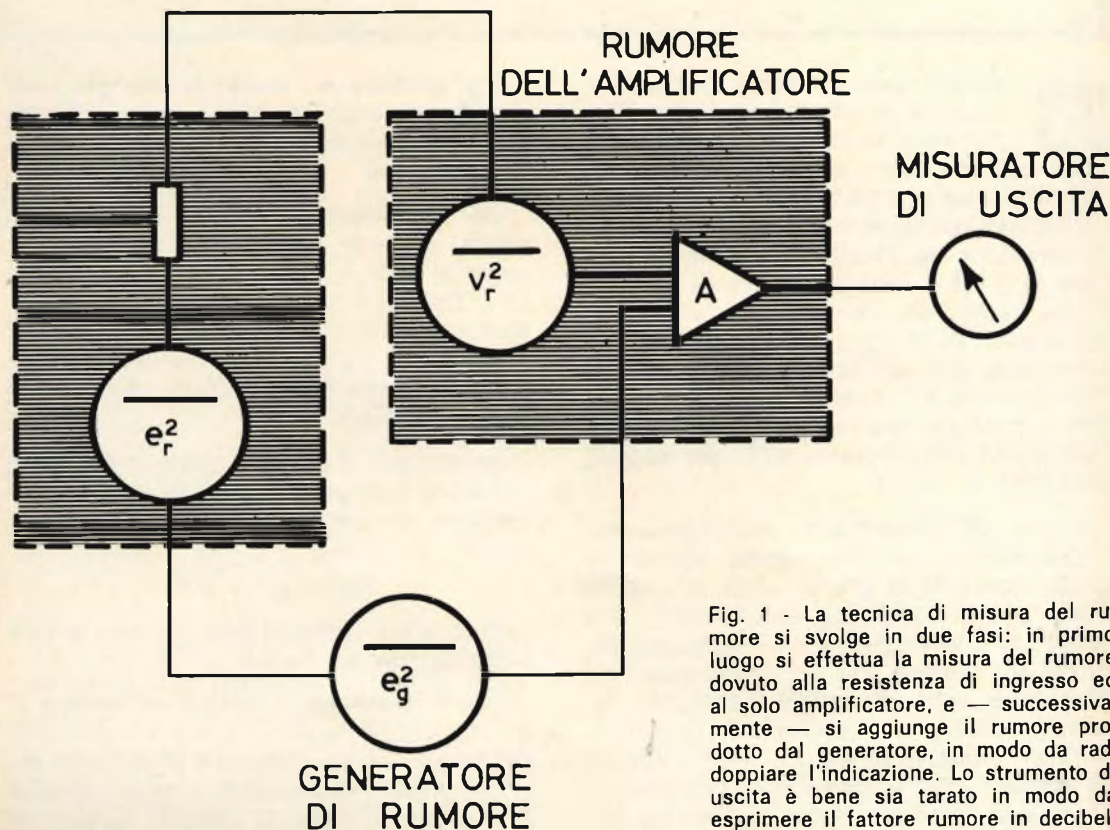


Fig. 1 - La tecnica di misura del rumore si svolge in due fasi: in primo luogo si effettua la misura del rumore dovuto alla resistenza di ingresso ed al solo amplificatore, e — successivamente — si aggiunge il rumore prodotto dal generatore, in modo da raddoppiare l'indicazione. Lo strumento di uscita è bene sia tarato in modo da esprimere il fattore rumore in decibel.

Nei confronti dei circuiti funzionanti entro una gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz, è particolarmente utile l'impiego di un generatore di rumore. Esso può normalmente fornire livelli di rumore compresi tra 0 e 20 dB, e presenta un'impedenza di 50 ohm, un rapporto onde stazionarie massimo pari ad 1,3, ed una precisione di 0,1 dB a fondo scala. Di solito — inoltre — il generatore di rumore consiste in un alimentatore ed in un diodo, così come è raffigurato in forma assai semplificata alla **figura 2**.

Il dispositivo, visibile in sezione alla **figura 3**, contiene un diodo di tipo particolare, e precisamente un diodo Signa-lite 6144/TT-1, una resistenza terminale del valore di 50 ohm, un connettore di uscita, e diversi filtri e circuiti di adattamento. Il diodo che provvede alla produzione del rumore è montato in una linea coassiale a 50 ohm, con i terminali di placca e di filamento accuratamente schermati e collegati allo stesso diodo mediante collegamenti assiali. Una resistenza munita di una induttanza avvolta intorno al suo stesso corpo agisce da impedenza terminale, e provvede ad adattare la linea a 50 ohm entro la gamma di frequenze di funzionamento del generatore.

Il segnale di rumore di uscita prodotto dal diodo è una funzione diretta della corrente anodica, e viene controllata facendone invece variare la tensione di filamento o la corrente di filamento.

Il diodo che provvede alla produzione del rumore, illustrato alla **figura 3**, consiste in un cilindro esterno (anodo) ed in

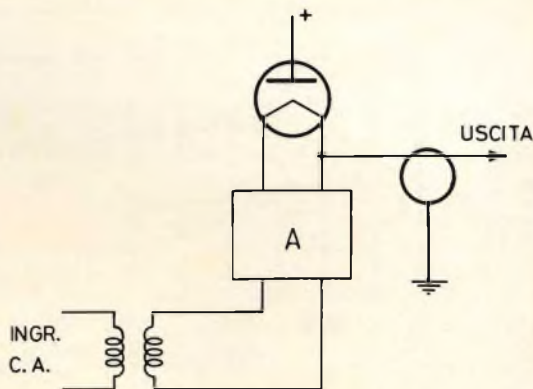


Fig. 2 - Circuito elettrico del dispositivo che provvede alla produzione del rumore: l'anodo viene alimentato mediante una tensione continua che non deve essere necessariamente stabilizzata. A rappresenta il sistema di controllo dell'accensione del filamento.

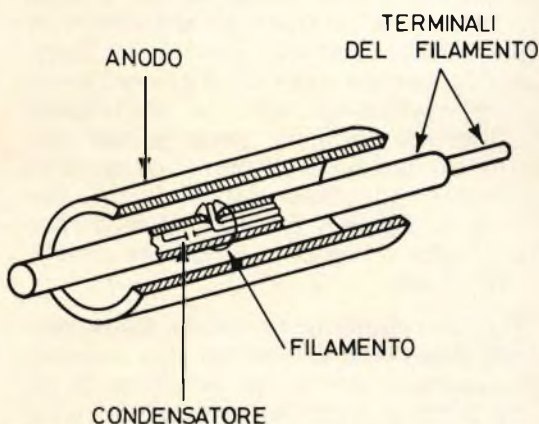
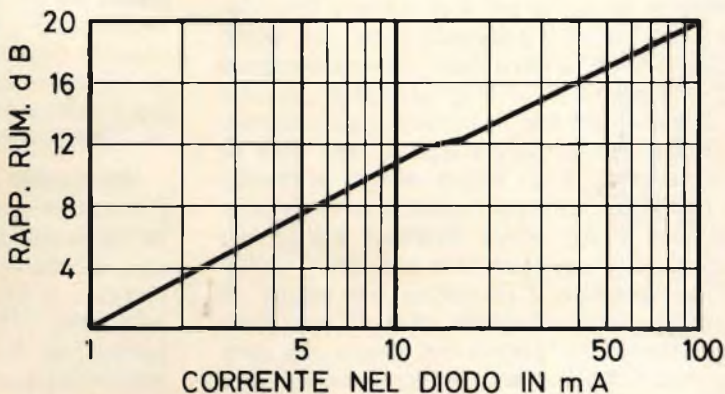


Fig. 3 - Disegno illustrante la struttura coassiale del dispositivo per la produzione del rumore.

Fig. 4 - Grafico illustrante il fatto che il rumore prodotto dal diodo è una funzione dell'intensità della corrente che in esso scorre. Si tratta infatti del rumore prodotto per la ben nota agitazione termica.



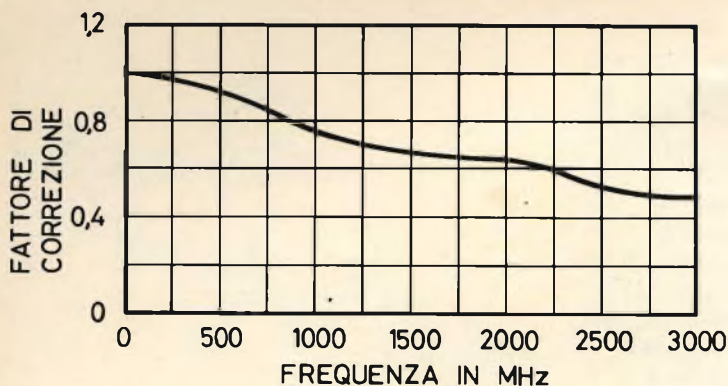


Fig. 5 - In corrispondenza delle frequenze elevate, è necessario introdurre un fattore di correzione per compensare le discordanze rispetto al tempo di transito.

un conduttore centrale il cui rapporto diametrico corrisponde a quello di una linea coassiale avente un'impedenza caratteristica di 50 ohm. Il filamento a filo di tungsteno viene supportato dal conduttore centrale, internamente al quale viene costruito un condensatore a mica per filtrare la tensione di alimentazione del filamento applicata tramite il collegamento coassiale, attraverso una estremità del conduttore centrale. Le connessioni di filamento vengono eseguite nei confronti dei conduttori interno ed esterno attraverso gli stessi terminali del filamento. La **figura 4** è un semplice grafico che illustra il rapporto di rumore prodotto dal diodo.

Esistono numerosi fenomeni, d'altra parte perfettamente prevedibili, che possono provocare differenze tra il fattore di rumore indicato (letto sul generatore) ed il fattore rumore effettivo del circuito sotto prova. Tali effetti comprendono il rapporto di tensione onde stazionarie di ingresso del circuito sotto prova, le caratteristiche di un circuito di adattamento dell'impedenza se un circuito di questo tipo viene inserito tra il generatore ed il circuito sotto prova, l'eventuale disadattamento tra il generatore e l'apparecchiatura sulla quale si esegue la misura, nell'eventualità che non si faccia uso di una rete di adattamento, e gli effetti dovuti al tempo di transito, nell'eventualità che l'apparecchiatura sotto prova funzioni entro una gamma di frequenze tale per cui il periodo del segnale e la durata del tempo di transito degli elettroni che si spostano dal catodo alla placca nel diodo che produce il rumore siano della medesima en-

tità. Sotto questo aspetto, la **figura 5** è un secondo grafico che illustra i fattori di correzione che è possibile introdurre nei confronti del tempo di transito.

La descrizione di questo metodo per rilevare l'entità del rumore di fondo, e quindi per effettuare la misura del rapporto tra segnale e rumore, così come è stata pubblicata su Electronic Products, è tale da mettere chiunque in grado di realizzare la semplice apparecchiatura necessaria.

Infatti, anche nell'eventualità che non sia possibile reperire il diodo particolare citato nel testo (tipo 6144/TT-1), questo può essere agevolmente sostituito con un tipo equivalente, a patto che il tempo di transito caratteristico sia tale da consentirne il funzionamento entro la gamma di frequenze necessaria.

Come si è già detto, il principio è basato sul fenomeno del rumore ottenuto per agitazione termica, vale a dire di quel rumore definito sia pure impropriamente come « rumore bianco », che si produce sempre quando una corrente elettronica passa da un elettrodo ad un altro in un ambiente a vuoto più o meno spinto. Tale rumore costituisce il tipico « soffio » che si avverte anche nelle apparecchiature più perfezionate, specie quando l'amplificazione è notevole.

Per quanto teorica sia la nota esposta, è assai probabile che essa possa servire validamente da guida per qualsiasi tecnico elettronico che abbia incontrato o che incontri in futuro serie difficoltà agli effetti della misura in condizioni critiche del fattore di rumore, di qualsiasi tipo di apparecchiatura elettronica.

TRASDUTTORI ELETTROACUSTICI

ALTOPARLANTI

di L. Marcellini

**L'ABC DELLA
ELETTRONICA**

Facendo seguito ad altri due articoli sullo stesso argomento, parliamo questa volta degli altoparlanti.

L'altoparlante è forse la forma più conosciuta di trasduttore, e fra i vari tipi quello a bobina mobile è il più usato. Questo comunque non è il solo tipo di altoparlante che ha avuto successo. Gilbert Briggs, nel suo vasto trattato sugli altoparlanti cita molti esempi di progetti originali cominciando dai tipi a ferro mobile ed armatura bilanciata fino alla tromba collegata ad una cuffia che è stata sicuramente il primo tentativo nell'amplificazione elettroacustica. Fra tutti i tipi o uno o due sono superati ma stanno ritornando di moda con miglioramenti nei materiali e nello sviluppo. Fra questi possiamo citare l'altoparlante elettrostatico, l'altoparlante a nastro e lo « Ionophone (altoparlante a corrente ionizzata) ».

ALTOPARLANTI A BOBINA MOBILE

La fig. 1 mostra la vista in sezione di un altoparlante a doppio cono di buona qualità. Sebbene esso abbia parecchie

caratteristiche speciali, esso può ben rappresentare il tipo fondamentale di altoparlante a bobina mobile. La bobina è attaccata ad un diaframma in forma di cono, ed è sospesa nel traferro anulare di un magnete permanente. Le correnti attraverso la bobina tagliano il flusso delle linee di forza magnetiche ed il cono si muove, spostando un certo volume di aria che produce il suono. Questo non è altro che l'inverso del principio del microfono a bobina mobile, che abbiamo visto in un precedente articolo.

I magneti moderni sono fatti di materiale ceramico, con un'alta densità di flusso. Il tipo illustrato in fig. 1 ha una densità di flusso di 16.500 gauss ed un totale di 185.000 maxwells, usando una bobina di 45 mm di diametro fatta di alluminio (per ridurre il peso) ed un pesante cestello. Può sostenere una potenza di 20 W, la sua gamma di frequenza è $30 \div 16.000$ Hz e la sua frequenza di risonanza è 35 Hz.

Una particolarità di questo altoparlante è la sospensione in plastica del cono per ottenere una maggior flessibilità. Ci sono varie tendenze sul tipo di sospensione e sulla rigidità del cono, ma in generale bisogna ricordare che il cono non deve contribuire ad alcuna distorsione dovuta a risonanza. Parecchi fattori concorrono

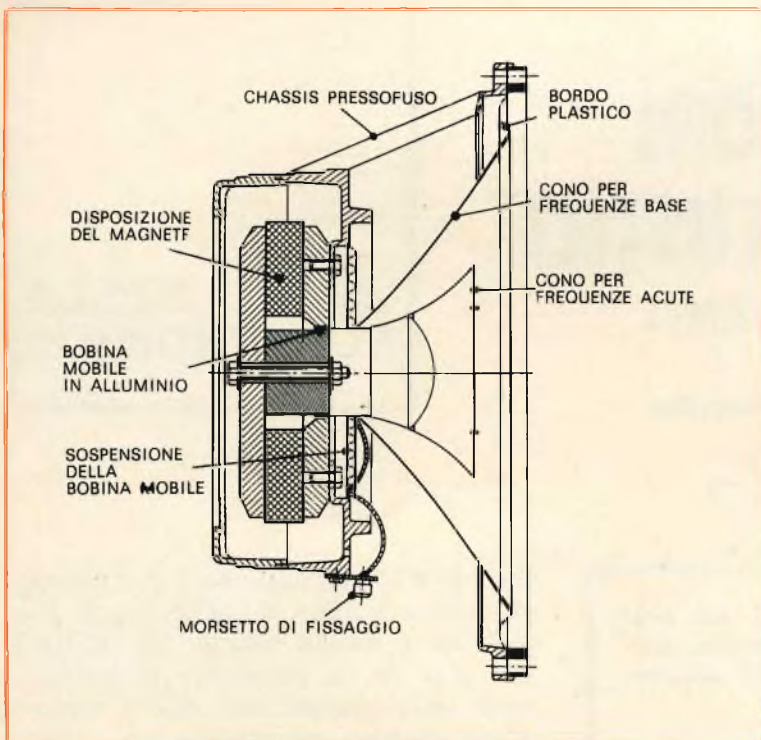


Fig. 1 - Sezione di un altoparlante da 12 pollici a doppio cono.

alle prestazioni di un altoparlante. Le dimensioni sono la prima considerazione: lasciando invariati gli altri fattori, più grande è il cono, migliore è la risposta ai bassi. Un diametro maggiore permette ad una maggior massa d'aria di essere spostata e si può sviluppare più potenza. Ma questo dipende anche dall'escursione del cono.

La forma e l'angolatura del cono sono altri fattori importanti. Coni circolari sono più facili da costruire che coni di altre forme, ma coni ellittici e anche rettangolari sono preferiti da molti fabbricanti.

Il cono ellittico è un metodo per ottenere la maggior area possibile in un dato spazio. La sezione può essere diritta o curva, e l'uso di coni dritti può causare un effetto di rottura se la sospensione non è disegnata in modo particolare per evitare questo fenomeno. La rottura del cono è causata da basse risonanze smorzate nel cono stesso. Questo produce un aumento nell'uscita alle frequenze medie.

Un cono svasato può ridurre questo effetto, ma la produzione di sub-armoniche

è allora un pericolo. Si può anche produrre una distorsione di intermodulazione e, di nuovo, una buona sospensione ed una buona cassa acustica sono necessarie per ottenere i migliori risultati.

L'angolo del cono interessa la direzionalità. Coni poco profondi sono meno direzionali di coni più incavati, ma sono più deboli quando vengono pilotati a piena potenza alle basse frequenze. Nervature e ondulazioni nel cono possono modificare queste caratteristiche, e vari mezzi sono preferiti dai diversi costruttori.

Il peso del cono dipendente dal materiale e dal suo spessore (e rigidità), aiuta nel determinare la frequenza fondamentale di risonanza. Più pesante è il cono, più bassa è la risonanza, ma più bassa è anche l'efficienza. Coni leggeri con sospensioni molto cedevoli possono abbassare la risonanza, ma la centratura della bobina è più difficile da ottenere e così pure la rigidità del cono. Per questa ragione, materiali con maggior rigidità intrinseca (come i metalli leggeri) sono stati usati in qualche progetto. Questi sono ad ogni modo più comuni per unità

per alte frequenze. Grande cura è necessaria per evitare picchi nella risposta, dovuti alla durezza del cono. Poiché la maggior parte delle frequenze alte è irradiata dalla zona centrale del cono, è possibile un compromesso rendendo la zona centrale del cono più rigida della zona esterna.

La cedevolezza è importante per ottenere una bassa risonanza. Questa può essere migliorata in varie maniere. Ondulazione del bordo esterno del cono, trattamento della parte esterna del cono con agenti smorzanti viscosi e bordi di materiale molto morbido (pelle, velluto e schiuma di poliuretano espanso), sono tutti sistemi per ottenere una frequenza di risonanza bassa.

La cassa acustica è altrettanto importante del cono e della sua sospensione.

Il disegno delle casse è una materia troppo vasta per lo scopo di questo articolo, ma pensiamo che poche parole sui principi generali siano utili. In particolare, si deve ricordare che la cassa acustica non dovrebbe per se stessa contribuire al livello della distorsione, ma deve essere tuttavia considerata con l'al-

toparlante come unità combinata di radiazione del suono.

Il criterio per un progetto popolare è senz'altro la riduzione delle dimensioni per la stessa copertura di frequenze e la stessa potenza come potrebbero dare casse più grandi. Per questo scopo è stato anche creato un leggerissimo e rigido diaframma metallico di soli 10 centimetri di diametro, ma con speciali sospensioni e particolari relazioni fra bobina mobile e magneti è stata prodotta un'unità capace di riprodurre una gamma compresa fra 20 e 20.000 Hz a bassa distorsione, con una potenza efficace di 12 W. I costruttori di altoparlanti raccomandano casse acustiche abbastanza semplici, con una sola apertura rettangolare sul davanti e un tunnel regolabile all'interno. L'interno è rivestito di materiale assorbente o addirittura riempito con esso. I giunti della cassa devono essere a tenuta d'aria, avvitati ed incollati. Lo scopo del rivestimento assorbente è di assorbire l'onda sonora posteriore dell'altoparlante che altrimenti rimbalzerebbe sulle pareti della cassa creando onde stazionarie, che interferendo fra loro altererebbero completamente la risposta

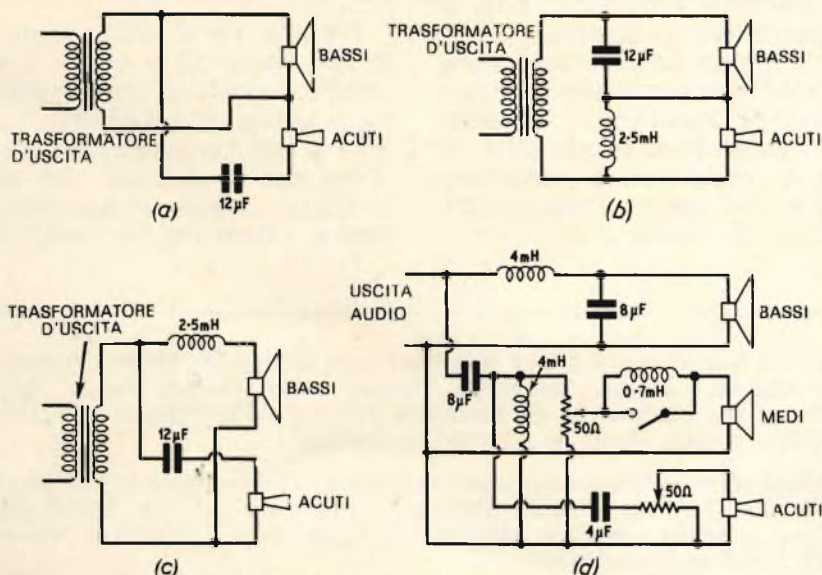


Fig. 2 - Aggiunta di un tweeter: a) il metodo più semplice, con condensatore in serie; b) rete economica induttanza - capacità in serie; c) rete parallelo permette il parziale adattamento di unità con impedenze diverse; d) rete per tre altoparlanti, con frequenze di crossover a 800 e a 5000 Hz, controllo di volume e interruttore operazione a due o a tre vie.

dell'unità. La parete della cassa dove sono fissati gli altoparlanti si chiama baffle.

Essa deve essere piana e rigida, e il materiale deve essere scelto in modo da non avere il minimo effetto sul suono. Il legno è ancora il materiale migliore, malgrado esperimenti compiuti con svariati altri compresi marmo, alluminio, ardesia. Dà ottimi risultati, assicura un costruttore, un baffle composto da due fogli di compensato paralleli e con uno strato di sabbia fra uno e l'altro.

Le dimensioni di un baffle teorico, avente una caduta di 6 dB per ottava al disotto del punto critico determinato dalle dimensioni, dipendono dalla frequenza da riprodurre. Per un DO3, per esempio, il DO più basso del piano la cui frequenza è di 32,7 hz e la cui lunghezza d'onda è circa 10 metri, il diametro del baffle dovrebbe essere di 5 metri, dimensione un po' grande per una normale stanza. Montare l'altoparlante sulla parete di una stanza è un modo di ottenere un baffle praticamente infinito.

Le cosiddette casse a baffle infinito usano un principio un po' diverso. Racchiudendo completamente l'altoparlante, rendendo la cassa a tenuta d'aria e riempiendola di materiale assorbente, tutta la radiazione posteriore è eliminata ed in teoria tutta la radiazione del suono viene dalla parte anteriore. Ma ci sono tuttavia vari parametri da considerare, la massa del cono, la rigidità della sospensione, la cedevolezza, la resistenza di radiazione e la reattanza del carico d'aria modificano tutti i calcoli teorici.

Sorprendenti risultati possono essere ottenuti da piccole chiusure delle dimensioni di « scatole da scarpe » costruite secondo il principio del baffle infinito. È però necessario più potenza per pilotare queste unità, e il taglio delle frequenze basse è più accentuato che in casse più grandi. Tuttavia, se il resto del sistema di riproduzione ha delle deficienze nella gamma delle basse frequenze, questo può essere anche un vantaggio. Gli altoparlanti per alte frequenze, detti tweeters, sono direzionali e sopportano potenze inferiori, cosicché sono più piccoli e di costruzione rigida. Se aggiunti ad unità per basse frequenze in unione ad un appropriato crossover, si può ottenere una buona copertura di frequenze. L'unità del bassi è infatti dispensata dall'eseguire rapidi movimenti delle frequenze alte.

Si può aggiungere un tweeter a sistemi esistenti. In fig. 2 sono mostrati vari sistemi di collegamento. Il modo più semplice (a) è un filtro passa alto, con frequenza di crossover di $3 \div 5$ kHz. Il condensatore deve essere di buona qualità e a carta, ma si possono anche usare due elettrolitici collegati in serie con le polarità analoghe, e aventi capacità doppia di quella richiesta.

Fra altri tipi di altoparlanti, ricordiamo il tipo senza parti mobili. È stato denominato Ionophone ed è molto costoso. Esso lavora in questo modo: un oscillatore di alta frequenza ionizza una colonna d'aria che è modulata dal suono da riprodurre. Questo altoparlante è specialmente adatto per le frequenze acute.

Parigi. La tela di ragno che si sviluppa nelle viscere di Parigi continua ad ampliarsi. In dicembre è stato inaugurato il primo tratto (Nation, Boissy, Saint-Léger) di una nuova rete sotterranea caratterizzata dall'alta velocità e che, costruita a grande profondità, collega Parigi ai quartieri residenziali.

La nuova linea è stata denominata « Réseau Express Régional », e per essa sono stati acquistati ed installati 23 elaboratori elettronici del tipo P 9201 destinati a controllare e a datare i biglietti magnetici e contemporaneamente a rilevare e ad aggiornare i dati ad essi relativi.

Fervono intanto i lavori per il tratto Défense-Etoile, di prossima inaugurazione; sulle piattaforme e sugli ascensori delle due stazioni saranno installate 158 telecamere destinate alla protezione dei passeggeri.

un difetto nella base dei tempi di quadro

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Riportiamo in questo articolo la ricerca di un difetto che capita assai raramente, cioè un difetto nella base dei tempi di quadro. Vedremo nel corso dell'articolo i controlli da effettuare sul circuito, le cause che hanno determinato il difetto e infine gli oscillogrammi normalmente rilevati sul circuito.

Dei televisori a valvole si possono distinguere due tipi principali di base dei tempi di quadro. Il primo, che è anche il più vecchio, ricorre a un oscillatore bloccato per produrre il segnale di pilotaggio del tubo di potenza. Il secondo, di concezione più recente, che utilizza un multivibratore, sopprime il trasformatore di blocco. Questo non vuol dire che lo schema dello stadio si trova semplificato. L'esperienza dei riparatori, più lunga per ciò che riguarda i circuiti a trasformatore, permette loro di trovare rapidamente la causa di una anomalia corrente di funzionamento.

Il difetto è stato osservato sul circuito di fig. 1. Si deve notare un punto « + 210 V » che alimenta il circuito anodico dell'oscillatore bloccato, in cui T_1 è il trasformatore. Questa tensione di 210 V è stabilizzata, secondo un procedimento attualmente molto diffuso, per assoggettamento alla regolazione di ampiezza di riga. P_1 è il potenziometro della frequenza verticale, P_2 quello dell'ampiezza, P_3 è quello della linearità; la sua azione di

oscillazione, da una parte e dall'altra del punto di regolazione esatto, produce simultaneamente uno stiramento della parte alta dell'immagine e uno schiacciamento della parte bassa, o viceversa. Infine la resistenza regolabile R_3 agisce solamente sull'estremità superiore dell'immagine per correggere la non linearità residua. Notiamo d'altra parte che il segnale di pilotaggio del tubo di potenza (sezione pentodo del tubo ECL 85) viene prelevato, non nel circuito di griglia dell'oscillatore, ai capi di C_2 , come avviene di solito, ma ai capi di C_1 , nel circuito anodico.

Il difetto che ci interessa si è manifestato bruscamente nel corso della trasmissione. L'altezza dell'immagine si è ridotta quasi della metà, e la sua stabilità è diventata mediocre; non si può parlare di sganciamenti dell'immagine, ma di un tremolio verticale molto sensibile. Inoltre la parte alta della trama è a volte ripiegata o dilatata, nel punto in cui le righe ricadono, spaziate di un buon centimetro, a mezza altezza dell'immagine. Por-

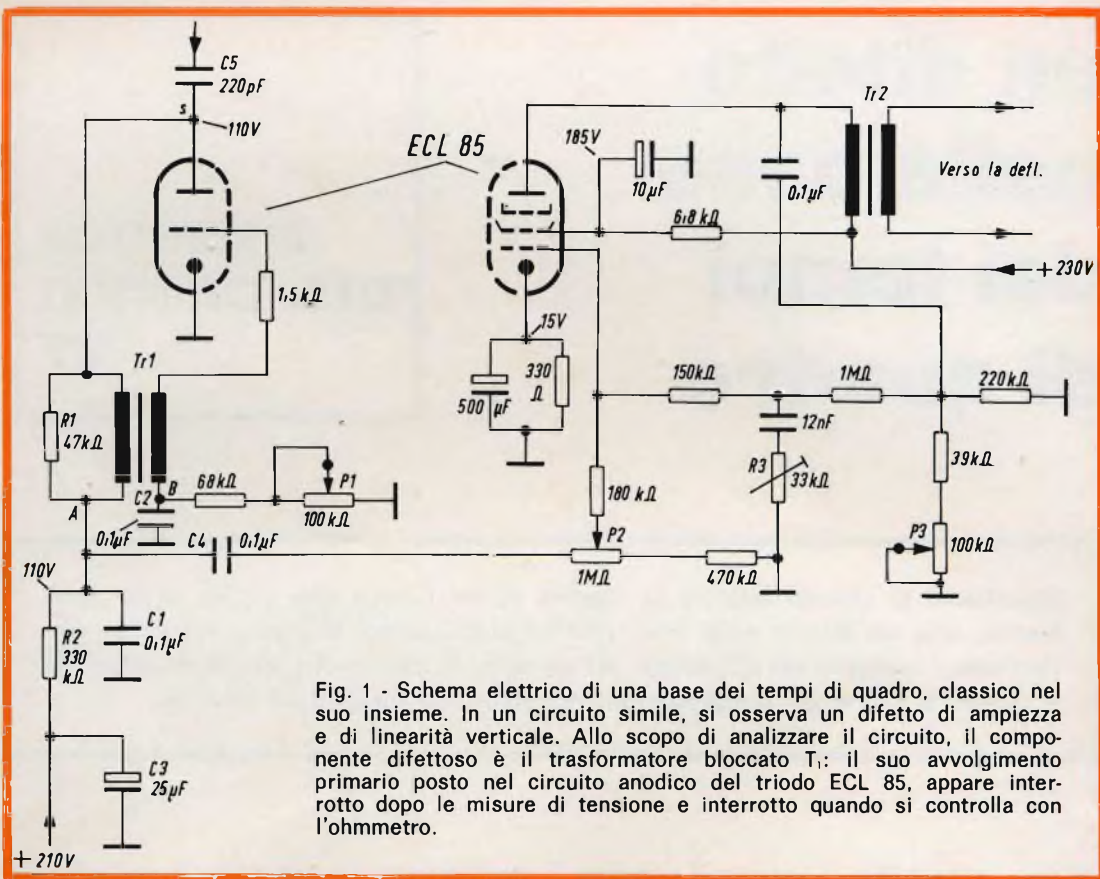


Fig. 1 - Schema elettrico di una base dei tempi di quadro, classico nel suo insieme. In un circuito simile, si osserva un difetto di ampiezza e di linearità verticale. Allo scopo di analizzare il circuito, il componente difettoso è il trasformatore bloccato T₁: il suo avvolgimento primario posto nel circuito anodico del triodo ECL 85, appare interrotto dopo le misure di tensione e interrotto quando si controlla con l'ohmmetro.

tando a fondo la regolazione dell'ampiezza, si arriva a coprire circa i 2/3 dell'altezza dello schermo. D'altra parte se si manovra lentamente il potenziometro di frequenza per portare questa a un valore leggermente superiore a 50 Hz, si ottiene il fenomeno normale di lento sganciamento dell'immagine verso il basso; ma allora l'immagine che ruota non presenta più dei serpeggiamenti.

I controlli

Il tubo ECL 85 è stato sostituito senza ottenere dei buoni risultati. Per isolare la base dei tempi è meglio controllare la sua frequenza libera; scollegiamo dal punto S il condensatore C₅ che trasmette parti dell'immagine all'anodo del triodo. La manovra di P₁ permette allora di trovare una posizione in cui l'immagine è unica, intera e immobile. Questa posizione, che corrisponde alla frequenza esatta, è ben inquadrata nella regione in cui

si produce lo sganciamento verso l'alto o verso il basso. Misuriamo allora le tensioni continue dei due stadi: esse sono perfettamente conformi a quelle indicate dal costruttore e riportate in fig. 1. Il difetto sembra risiedere nello stadio finale; restano ancora da misurare le resistenze e i condensatori, e poi fare la prova di sostituzione del trasformatore di uscita T₂ e di quello di deflessione, componenti questi che non si hanno sempre sottomano. Queste prove presentano delle difficoltà quando si lavora in casa del cliente e quindi è preferibile portare il televisore in laboratorio.

L'esame dei segnali all'oscilloscopio ci permetterà non solo di rendere visibile le loro alterazioni, ma anche di evitare dei fastidiosi montaggi degli elementi. Nel caso presente, la documentazione tecnica del televisore non comporta degli oscillogrammi, ciò che è increscioso e assai raro. Naturalmente è sempre possibile

riferirsi a degli schemi analoghi, perché le forme generali dei segnali restano simili e le loro ampiezze sono confrontabili a circa il 10-15%. Con un po' di pratica si arriva a ricordare a memoria questi dati per i principali punti da controllare. Questo vale anche per gli oscillogrammi rilevati nel nostro caso sulla griglia del pentodo (fig. 2a) e sul suo anodo (fig. 2b) con P_2 regolato al massimo dell'ampiezza, appaiono di forma anormale o di ampiezza insufficiente: 15 V da picco a picco circa per il primo e 300 V da picco a picco per il secondo. Gli ordini di grandezza normale sono rispettivamente da 25 a 1000 V da picco a picco.

La causa

I risultati dell'esame all'oscilloscopio ci riportano a ricercare la causa del difetto nella produzione del segnale di pilotaggio, vale a dire a controllare completamente gli elementi dell'oscillatore bloccato. L'ultimo verificato, perché è l'ultimo a essere scoperto, è T_1 , il cui primario si è rivelato interrotto. Intendiamo per questo che l'ohmetro, sul valore di 20 M Ω non devi assolutamente, essendo la misura effettuata con una tensione di 6 V. Ma, da una parte, è difficile immaginare che il montaggio possa produrre degli impulsi, anche anormali, senza corrente anodica, dunque senza accoppiamento fra primario e secondario di T_1 .

D'altra parte, ricordiamo che le tensioni continue sono corrette, particolarmente quelle in A e S, tutte e due uguali a 110 V a causa della bassa resistenza del primario (circa 200 Ω). Se il primario fosse veramente interrotto in funzionamento, una caduta di tensione sensibile si dovrà produrre ai capi di R_1 . In effetti la tensione ai capi di R_2 è di 100 V; il rapporto R_2/R_1 essendo di 7 circa, si dovrà trovare approssimativamente 14 V di meno in S che in A.

Cosa passa nel primario di T_1 quando il circuito è sotto tensione? Abbiamo citato un caso di cortocircuito parziale nell'avvolgimento del trasformatore bloccato. Ma se si constata una insufficiente ampiezza verticale, la frequenza immaginaria era molto lontana dalla normale e la

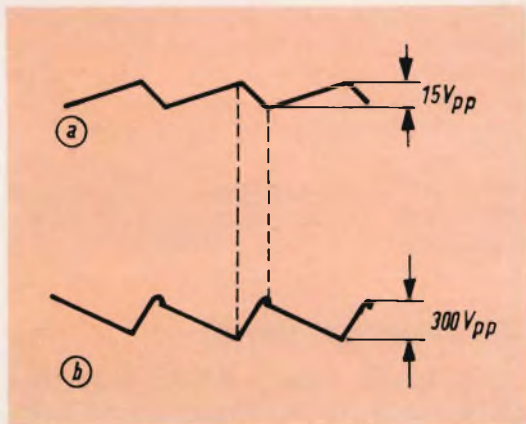


Fig. 2 - Gli oscillogrammi rilevati sulla base dei tempi funzionanti anormalmente: a) sulla griglia del pentodo ECL 85. La forma non è più quella di un dente di sega; il fronte discendente non è più verticale ma molto inclinato; b) sull'anodo del pentodo.

L'ampiezza da picco a picco è bassa; i punti importanti che dovranno corrispondere al fronte discendente di (a) sono quasi totalmente piattati.

sincronizzazione impossibile; d'altra parte, la linearità era buona. Non si ha più una similitudine fra i due casi e la prima non può chiarire la seconda. Se si ammette che, sotto tensione, l'interruzione del primario si trasforma in resistenza, si dovrà teoricamente poter simulare il difetto di funzionamento disponendo una resistenza supplementare variabile in serie con il primario nel punto A. Ora questa esperienza, che abbiamo tentato dopo

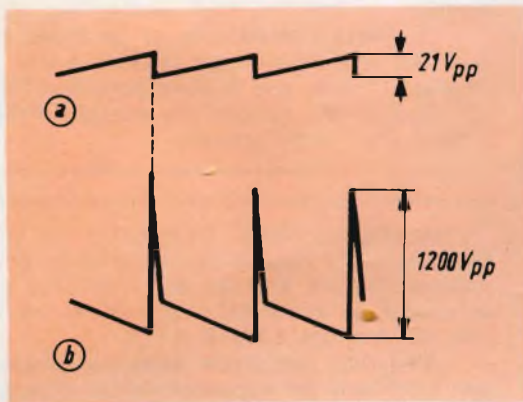


Fig. 3 - Oscillogrammi rilevati in funzionamento normale: a) sulla griglia, b) sull'anodo. E' utile ritenere le loro forme e l'ordine di grandezza delle loro ampiezze. Da notare che il rapporto di queste è molte volte più elevato che nel caso di fig. 2.

la sostituzione di T_1 non può essere comprovante. In effetti facendo variare la resistenza addizionale da 0 a 1 M Ω , abbiamo determinato una riduzione dell'altezza dell'immagine senza deteriorare la sua linearità, più una compressione del basso, più un ripiegamento dell'immagine nel mezzo, infine l'annullamento della scansione.

Gli oscillogrammi normali

Dopo la sostituzione di T_1 e con P_2 regolato per ottenere una altezza normale dell'immagine, si rivelano gli oscillogrammi di fig. 3. In fig. 3a, sulla griglia del pentodo, si trovano 21 V da picco a picco e in fig. 3b, sul suo anodo, circa 1200 V da picco a picco. Confrontando questi segnali con quelli di fig. 2, si noterà soprattutto che la forma di fig. 2a non è più quella di un dente di sega, caratterizzato da un fronte rapido perfettamente verticale. Per questo fatto, la variazione della corrente anodica del pentodo alla fine della scansione non è più brusco, ciò che spiega la bassa sovratensione sull'anodo; questo si traduce con un pial-

lamento quasi totale, in fig. 2b del punto molto importante, visibile in fig. 3b. Se si considera, allora, il rapporto delle ampiezze da picco a picco dei segnali di fig. 2, si vede che è di 20, allorché esso è vicino a 60 sulla fig. 3. D'altra parte, l'ampiezza del segnale 3a non è superiore che del 40% a quello di fig. 2a, allorché l'ampiezza di 3b è superiore del 300% a quello di 2b. Se ne deduce tutta l'importanza della distinzione da fare fra le misure sugli impulsi e quelle sui segnali sinusoidali. Sarà assolutamente sbagliato concludere, nel caso presente, che l'ampiezza verticale ridotta è dovuta a un valore anormalmente basso del guadagno in tensione dello stadio di uscita.

In conclusione, faremo osservare che la ricerca di un elemento difettoso richiede, e questo esempio lo prova, dei metodi di misura complementari. In questo caso, una misura di resistenza, che logicamente era inutile poiché la misura di tensione « provava » la continuità dell'avvolgimento e ha pertanto rivelato un difetto inatteso. I tecnici TV devono in certe circostanze, badare anche all'evidenza.

La Breda Termomeccanica Locomotive S.p.A. ha ordinato un acceleratore lineare per l'indagine radiografica di grandi e pesanti contenitori e componenti metallici che impiegherà per il controllo delle saldature di larghi spessori di acciaio. L'apparecchio, un SL69 industriale, sarà consegnato alla società milanese nella prossima estate.

La prima installazione di un SL69, effettuata per la Sulzer Bros Svizzera si è dimostrata così precisa per la base a due turni d'impiego, su cui era stata utilizzata originariamente, che è stata oggi sostituita da un sistema operativo a tre turni. Un altro apparecchio del genere che effettua indagini radiografiche è stato acquistato dalla Rotterdam Dockyard Company.

La Magneti Marelli ha esposto, nei consueti due box ad essa riservati, del secondo padiglione del Salone dell'Automobile di Torino, equipaggiamenti elettrici per auto, apparecchiature speciali per vetture da competizione nonché una vasta gamma di autoradio ivi compresi i nuovissimi modelli, particolarmente adatti alla Fiat 128 e alle Autobianchi A 111 e A 112.

Al quinto padiglione appariva invece la F. Rabotti, che esponeva banchi di prova per elettrauto ed apparecchiature diagnostiche elettroniche, con particolare riferimento ad un banco a rulli per prove di frenatura e potenza, che si inserisce nella gamma delle apparecchiature per Linee Diagnosi. Con questo sistema la prova di potenza viene effettuata senza dovere smontare il motore dal veicolo e per il controllo dell'impianto di frenatura viene eliminata la verifica su strada, sempre empirica e non priva di pericoli.

SEMICONDUTTORI A DISPOSITIVO TERMOSTATICO INTEGRATO

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

Sono numerosi i casi in cui i parametri dei semiconduttori utilizzati nei circuiti elettronici, variano con la temperatura; conosciamo le varie reti di compensazione, ma sappiamo anche che esse portano ad una diminuzione del rendimento. E' sorta in tal modo la necessità di stabilizzare la temperatura dei semiconduttori, associandoli ad un elemento termostatico; tutto questo può essere realizzato con due procedimenti diversi. Nel primo, in una stessa scatola sono disposti sia i semiconduttori, sia l'elemento in questione; nel secondo, i semiconduttori sono sistemati in un piccolo contenitore. Esamineremo ambedue i dispositivi.

I dispositivi, realizzati da un produttore francese, sono denominati SDL e sono costituiti (fig. 1) da una scatola TO-5, a 8 fili di uscita, nella quale una rondella isotermica sostiene l'elemento termostatico, su cui sono fissati, (mediante un'altra rondella anch'essa isotermica) i semiconduttori. L'insieme costituisce quindi un monoblocco.

Caratteristiche termiche Temperatura di stabilizzazione

La variazione di temperatura del sistema termostatico, in funzione della temperatura d'ambiente, è rappresentata in fig. 2; l'elemento SDL è montato sulla piastra di un circuito stampato, di 1,6 mm di spessore. Si può vedere che la tem-

peratura dipende poco dalla tensione che alimenta il dispositivo termostatico. normalmente di 18 Vc.c. Alla temperatura d'ambiente, una variazione di tale tensione da 15 V a 21 V, equivale ad una variazione da -25°C a $+55^{\circ}\text{C}$ della temperatura d'ambiente, quando la tensione stessa di alimentazione ha il valore costante di 18 V. Il rapporto tra la variazione della temperatura interna e la variazione della temperatura ambiente è di circa $12 \div 15$.

Potenze dissipate

La potenza totale, dissipata in un elemento SDL è indicata, in funzione della temperatura d'ambiente, in fig. 3a

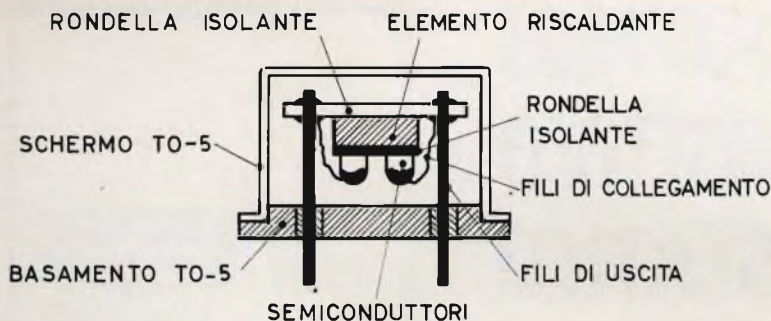


Fig. 1 - Un elemento SDL riunisce, in una scatola TO-5, uno o più semiconduttori e un dispositivo termostatico, che stabilizza la temperatura dell'insieme.

Per quanto riguarda la potenza massima dissipata nei semiconduttori, essa deve sempre essere inferiore alla potenza totale dissipata per l'elemento, come mostra la fig. 3b.

A titolo d'esempio, per una temperatura massima di $+50^{\circ}\text{C}$, converrà non superare 120 mW, valore che scenderà a 40 mW se si vogliono raggiungere 70°C .

Tempo d'assestamento

A partire dall'istante in cui è inserita la tensione a 18 Vc.c. e per una temperatura d'ambiente di 20°C , la corrente che alimenta il dispositivo termostatico varia conformemente alla curva della fig. 3c. Dopo 10 s, questa curva tende a stabilizzarsi e arriva al suo valore di regime dopo 20 s.

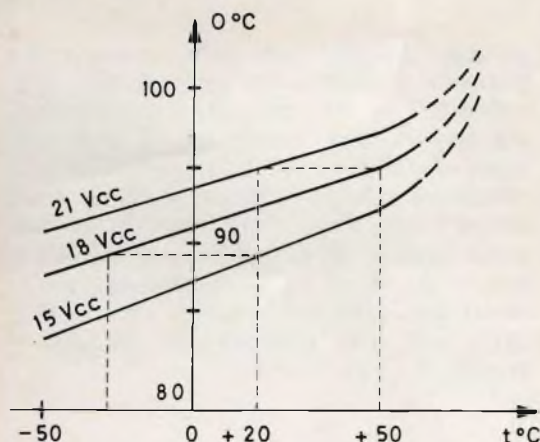


Fig. 2 - La temperatura del sistema termostatico, in funzione della temperatura d'ambiente, per delle tensioni di alimentazione dell'elemento termostatico di 15÷21 Vc.c., è rappresentata da queste tre curve.

Influenza sui parametri dei semiconduttori

Nella scatola del dispositivo SDL si può disporre una grande varietà di semiconduttori, a condizione che essi possano funzionare ad una temperatura di circa 90°C e che la loro potenza dissipata sia bassa. I parametri variabili con la temperatura, in tal modo stabilizzati, sono tra gli altri: la tensione base-emettitore, la resistenza interna nel montaggio « chopper », il guadagno di corrente nell'inserzione ad emettitore comune, la tensione Zener, ecc. A titolo d'esempio, il guadagno H_{FE} di un transistor 2N2484 o equivalente è rappresentato nella fig. 4. Si può notare che tra -50°C e $+70^{\circ}\text{C}$, il guadagno varia circa dell'8% invece del 300%. Se si considera l'effetto di temperatura sulla I_c , si constata che la deriva termica, che si ha in un transistor montato normalmente, è ridotta di 35 volte, usando il montaggio SDL.

Utilizzazione

Tutti i dispositivi SDL esigono l'utilizzazione di una tensione supplementare di 18 Vc.c. $\pm 10\%$. L'alimentazione deve fornire a 20°C , una potenza di 0,3 W.

ALCUNI DISPOSITIVI SDL

Presentiamo alcuni esempi di circuiti SDL realizzati per varie utilizzazioni.

Elemento SDL 30

Tale elemento, costituito da un transistor per segnali deboli (a guadagno molto elevato) e da un diodo Zener, deve simul-

taneamente fornire una tensione di riferimento e amplificare eventuali tensioni-errore in una tensione stabilizzata (fig. 5).

La tensione d'ingresso, stabilizzata al $\pm 10\%$, è sfruttata sia dal circuito che dall'elemento termostatico. I due transistor T1 e T2 forniscono la tensione di uscita di 10 V, che è applicata ad un ponte di resistenze, di cui una regolabile. L'elemento SDL è alimentato dai transistor T3 e T4, che forniscono due correnti prestabilizzate, di rapporto costante e regolabili con una resistenza R.

La compensazione termica dell'alimentatore di riferimento sfrutta la proprietà che abbiamo precedentemente indicato, cioè che le variazioni della temperatura d'ambiente possano essere simulate dalle relative variazioni della tensione di 18 V a temperatura d'ambiente.

Per questo, la resistenza R è regolata in modo che la tensione di uscita non subisca variazioni quando la tensione d'ingresso passa da 16 V a 20 V. Si ha un vantaggio alimentando provvisoriamente l'elemento termostatico con una sorgente la cui tensione può variare tra 16 V e 20 V per regolare la resistenza R, il cui valore massimo è di 4 k Ω .

C'è da notare che quando il valore di questa resistenza è basso, il coefficiente di temperatura è negativo, quando essa aumenta, questo coefficiente diminuisce, poi si annulla.

Elemento SDL 20

I commutatori numerici/analogici sono utilizzati come elementi periferici di circuiti di comando e come organi degli apparecchi di misura numerici che sfruttano il metodo di opposizione. In quest'ultimo caso, un tale commutatore collega alternativamente le resistenze di precisione ai due poli della tensione di riferimento. Un tale commutatore, rappresentato in fig. 6, è relativamente semplice.

L'elemento SDL 20 è composto da due transistor, un n-p-n e un p-n-p, connessi in serie; il collettore del primo è collegato al polo positivo della tensione di riferimento (10 V) e quello del secondo

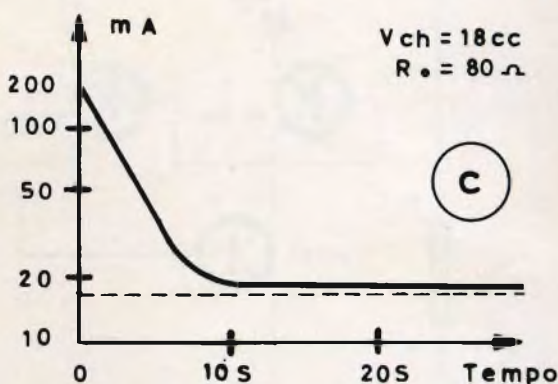
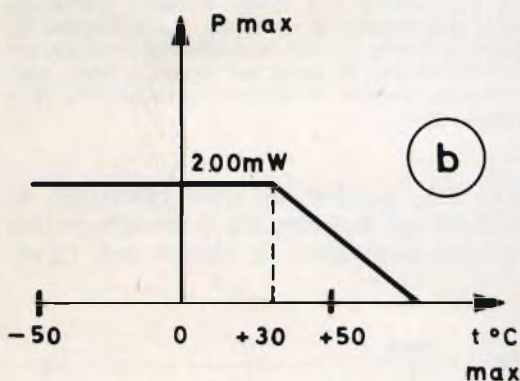
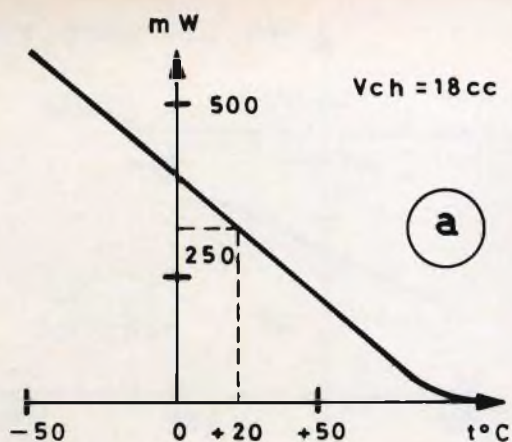


Fig. 3 - Potenza totale dissipata in un elemento SDL in funzione della temperatura d'ambiente (a) potenza massima dissipata nei semiconduttori in funzione della temperatura d'ambiente (b) e corrente nell'elemento termostatico, fino al valore di regime, in funzione del tempo (c).

al polo negativo. Un transistor T1, funzionante da generatore di corrente, fornisce appunto una corrente i_1 dell'ordine

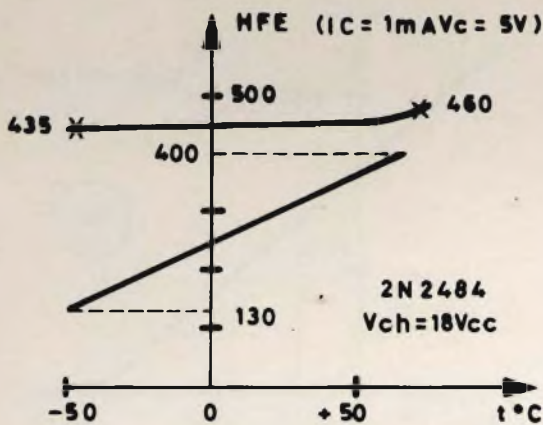


Fig. 4 - Queste due curve mostrano l'influenza della temperatura di ambiente sul guadagno H_{fe} di un transistor 2N2484 normalmente montato, poi termostattizzato. Si vede, nel secondo caso, poi l'interesse per una stabilizzazione automatica della temperatura.

di 2 mA, mentre un altro transistor T2 produce nel suo circuito di collettore una corrente costante i_2 di circa 4 mA. Quan-

do il transistor T3 è bloccato, la corrente i_2 attraversa i diodi D1 e D2 e, siccome è di molto superiore ad i_1 , le basi dell'elemento SDL 20 sono portate al massimo potenziale positivo che corrisponde alla portata del transistor n-p-n, polarizzato inversamente, poiché il suo collettore ha il ruolo di emettitore ed essendo percorso dalla corrente $i_2 - i_1$. Quando però questo transistor T3 è saturo, il suo collettore è percorso dalla corrente i_2 e la corrente i_1 passa per la giunzione base-collettore dell'elemento n-p-n del sistema SDL 20, che funziona in maniera inversa, quindi ha una bassa tensione residua. Un tale invertitore termostatico equivale ad un invertitore elettrico la cui resistenza sui contatti di lavoro sarà di circa 3 Ω , mentre la tensione residua è quasi di 1 mV. Queste due caratteristiche sono costanti in funzione della temperatura d'ambiente, in ragione della stabilizzazione termica. La precisione della conversione non è allora funzione che della precisione delle resistenze, la precisione globale può arrivare, tra 0 ÷ 50 °C, ad un valore migliore di 10^{-5} .

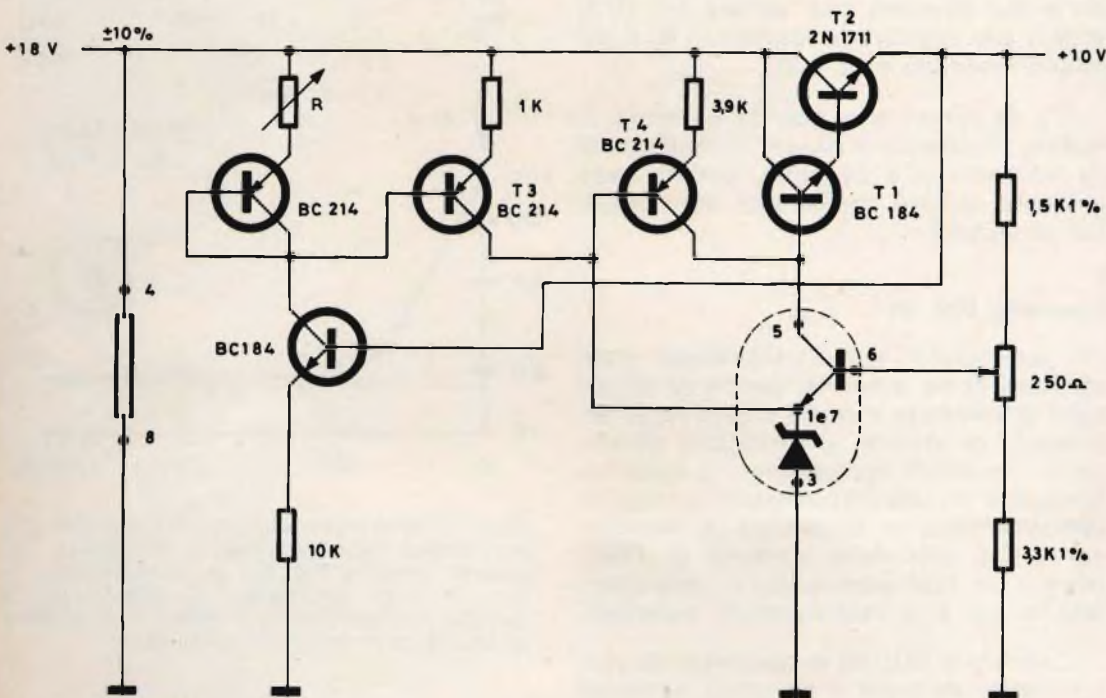


Fig. 5 - Questo montaggio, comportante un elemento SDL 30, permette di ottenere una tensione stabilizzata di 10 V, indipendentemente dalle variazioni della temperatura d'ambiente.

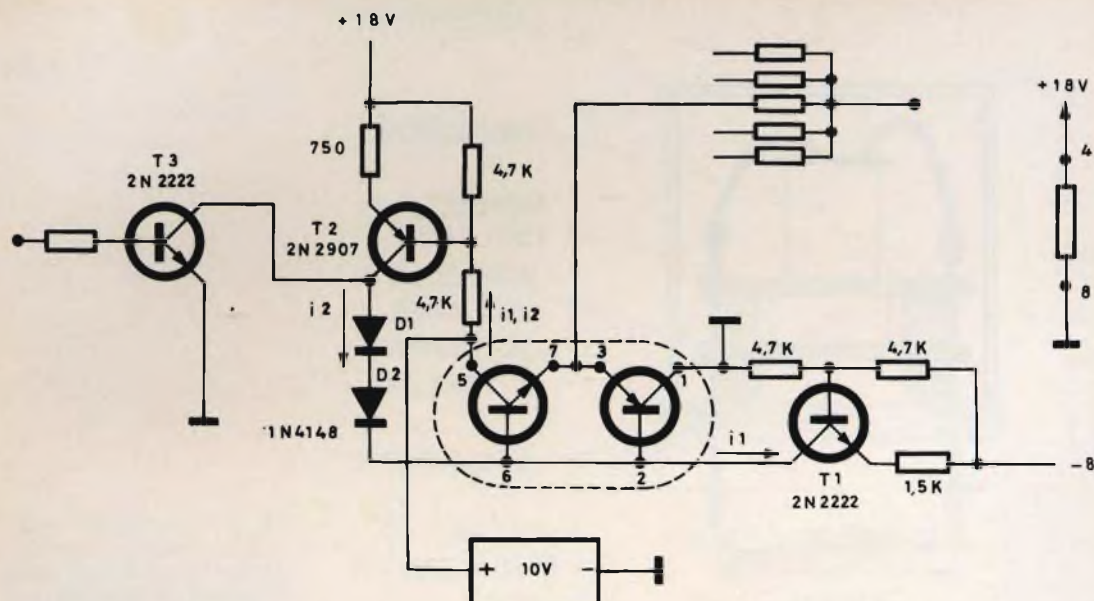


Fig. 6 - Se le resistenze di precisione di questo commutatore numerico/analogico sono a strato metallico e a debolissimo coefficiente di temperatura, la precisione della conversione può arrivare a valori migliori di 10^{-5} , tra 0°C e $+50^{\circ}\text{C}$.

Elemento SDL 10

Questo dispositivo permette di realizzare un oscillatore VFO (fig. 7). I collet-

tori dei due transistor n-p-n di cui è costituito sono alimentati da una tensione di $+6\text{ V}$, tramite delle resistenze di $1000\ \Omega$, mentre le basi sono collegate con delle

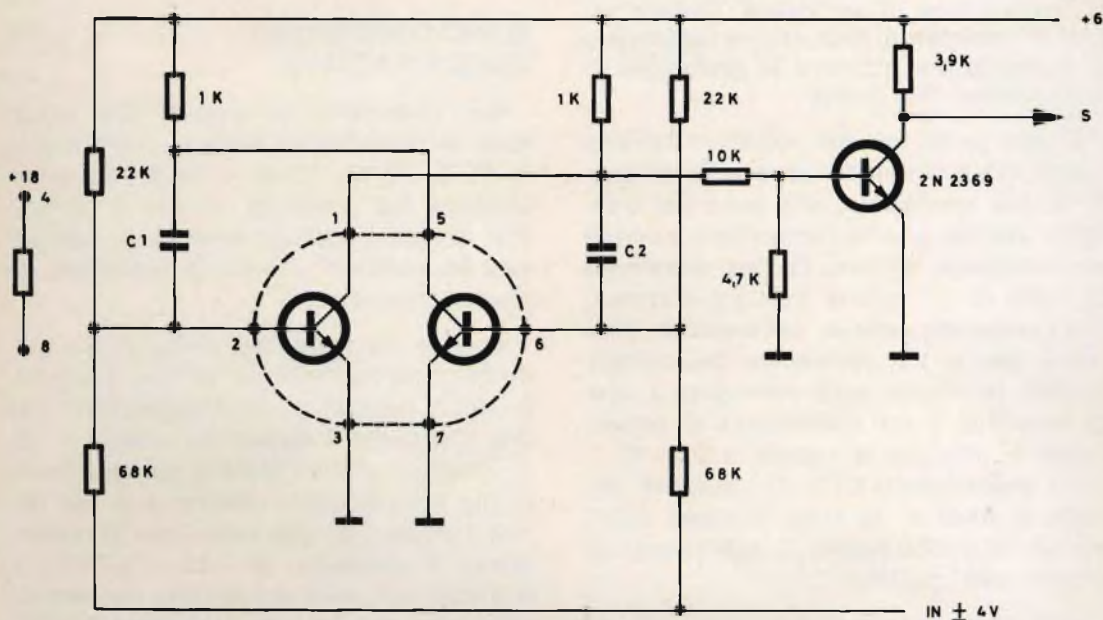


Fig. 7 - Un oscillatore VFO, altamente stabilizzato termicamente, può essere semplicemente realizzato con un elemento SDL 10 e un transistor.

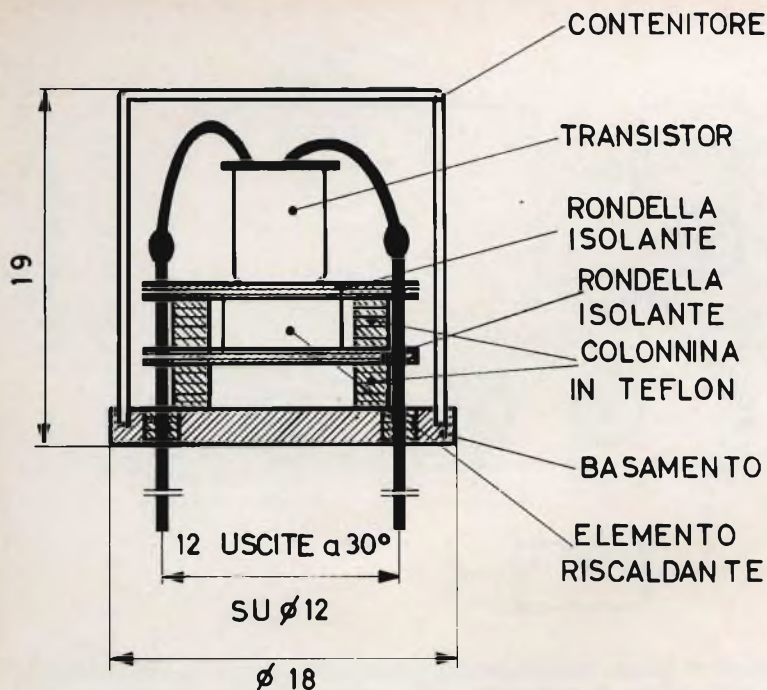


Fig. 8 - Questo micro-contenitore, che può ospitare circuiti integrati estremamente vari, li stabilizza termicamente. Il suo volume è di circa 5 cm³ soltanto.

resistenze di 22.000 Ω. Queste basi, d'altra parte, ricevono, dal terminale d'ingresso IN e attraverso delle resistenze di 68 kΩ, le tensioni di ± 4 V che danno la modulazione di frequenza. Questo valore di resistenza può essere aumentato o diminuito per ottenere la profondità di modulazione desiderata.

D'altra parte, uno dei collettori dell'elemento (1) è collegato, attraverso un ponte di due resistenze, alla base del transistor 2N2369, che ha l'emettitore a massa e il collettore caricato da una resistenza di 3.900 Ω. E' questo l'ultimo elettrodo che costituisce l'uscita dell'insieme. Conviene, per le sei resistenze del multivibratore, impiegare delle resistenze a strato metallico il cui coefficiente di temperatura è inferiore o uguale a $2,5 \cdot 10^{-5}$. I due condensatori C1 e C2 conviene che siano di mica o, se sono richiesti valori elevati, di policarbonato, a coefficiente di temperatura negativo.

Una tale apparecchiatura che può essere messa in servizio in meno di 10 s, funziona a frequenze di parecchie centi-

naia di kHz e conviene, in particolare, nelle telemisure che rispettano le norme IRIG.

MICRO-CONTENITORE TERMOSTATIZZATO

Per consentire ai circuiti che utilizzano semiconduttori disposti nelle scatole TO-5, TO-18, TO-46 e TO-51, lo sfruttamento dei vantaggi dovuti a questo tipo di stabilizzazione termica, il costruttore ha studiato il modo di realizzare un micro-contenitore.

Questo, rappresentato in fig. 8, può evidentemente ospitare dei circuiti integrati. A titolo indicativo, equipaggiandolo con due transistor a effetto di campo, si dispone di un amplificatore la cui resistenza di ingresso è molto elevata e la cui deriva termica, per una variazione di temperatura di ambiente di $-50 \div +70$ °C, è la stessa di quella del circuito non termostattizzato, ma per una variazione di 4 °C. Il campo delle applicazioni di questo micro-contenitore è dunque molto vasto.



**UN UTILE
AGGIORNAMENTO
SULLA MODERNA
PRODUZIONE
DI VALVOLE
"COMPACTRON"**

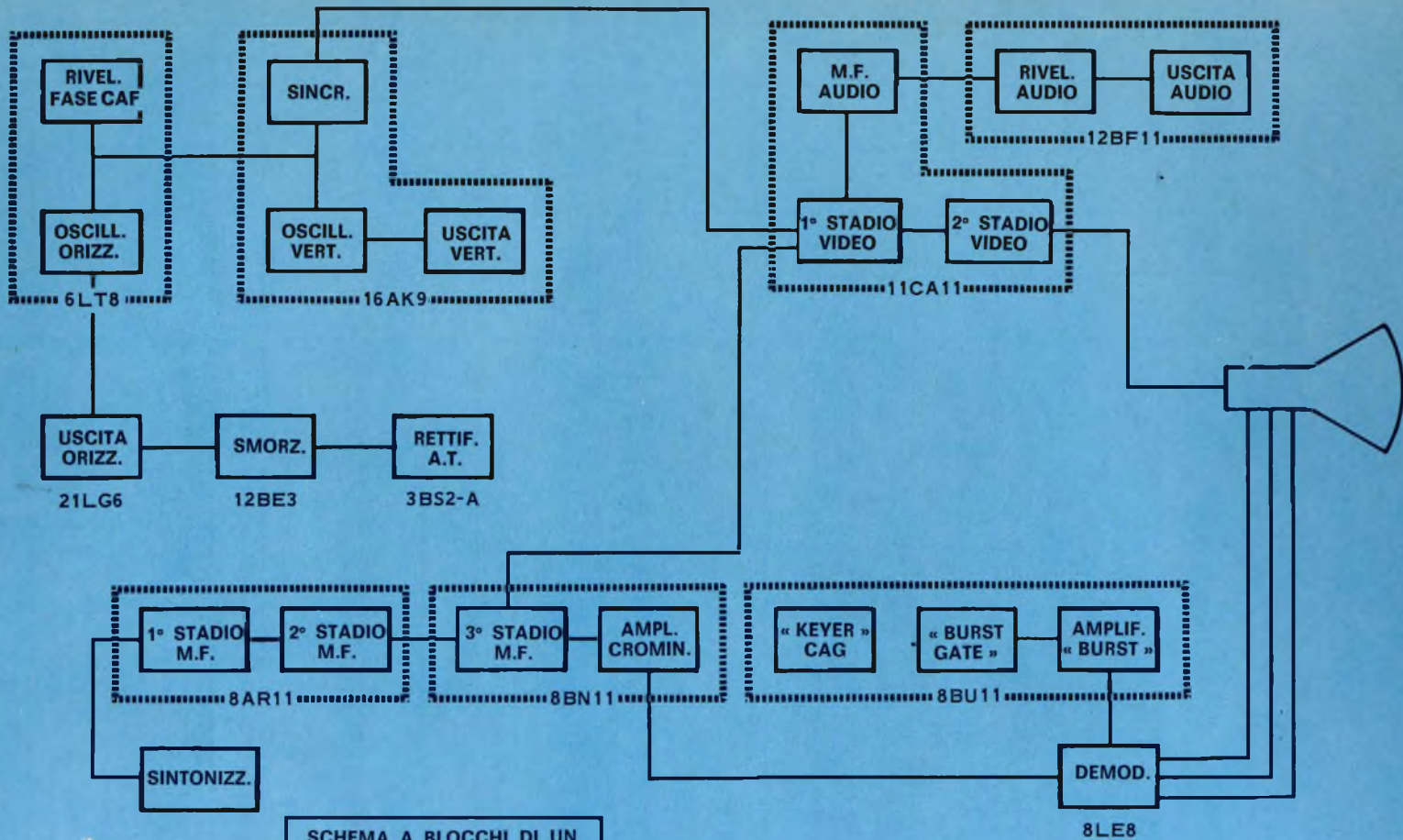
**CARATTERI-
STICHE
DEI
COMPONENTI**

per ricevitori televisivi a colori

Riportiamo nelle pagine che seguono l'elenco completo di tutti i tipi di « Compactron » prodotti dalla General Electric, adatti all'impiego per la realizzazione di ricevitori televisivi a colori, nonché per applicazioni particolari nei ricevitori televisivi funzionanti in bianco e nero.

I tecnici progettisti che svolgono studi in questo campo specifico devono sovente affrontare la difficoltà di scegliere componenti particolari, nei confronti dei quali non è sempre possibile disporre di tutte le caratteristiche necessarie agli effetti della scelta. Nella produzione della General Electric, figurano complessivamente circa 170 tipi di « Compactron » di cui la maggior parte già in commercio, ed alcuni in fase di perfezionamento. Tra questi, circa 70 tipi sono particolarmente

adatti per l'impiego nel campo della televisione a colori. Per consentire quindi la scelta del tipo più adatto a seconda delle esigenze, riteniamo di far cosa grata ai nostri lettori pubblicando la guida che segue, mediante la quale risulta notevolmente semplificata la scelta di « Compactron » per funzioni multiple, adatti all'impiego nella televisione a colori, nonché per poter consultare tutti i dati relativi all'impiego di questi componenti nei ricevitori televisivi funzionanti con filamenti collegati in serie, ed un elenco condensato di dati sia relativi ai « Compactron » a funzione singola, sia relativi ai « Compactron » con funzioni multiple. È però opportuno precisare che — dal momento che alcuni tra i tipi elencati sono tuttora in fase di perfezionamento — è sempre necessario accertarne la disponibilità presso il distributore locale.



SCHEMA A BLOCCHI DI UN RICEVITORE TV A COLORI TIPICO IMPIEGANTE « COMPACTRON »

CARATTERISTICHE MASSIME GENERALI *

TIPO	DESCRIZIONE GENERALE	ZOC-COLO	PRO-FILO	FILAMENTO		TENS. E POT. MAX. DI PLACCA	TENS. E POT. MAX. DI SCHER.
				V	A		
3BS2-A	RETTIFICATRICE AD ALTA TENSIONE, AD UNA SEMIONDA, CON TEMPO DI RISCALDAMENTO DI 4 SECONDI	12EW	9-100	3.15	0.48	-	-
6AC10	TRIPLO TRIODO SIMILE A TRE SEZIONI DELLA 12AT7	12FE	9-59	6.3	0.6	330 2.0♦	-
6AD10	PENTODO RIVELATORE AUDIO, SIMILE ALLA 6GX6 (SEZIONE 2, PIEDINI 2, 3, 5, 6, 7) E PENTODO USCITA AUDIO (SEZIONE 1, PIEDINI 8, 9, 10, 11) SIMILE ALLA 6A05	12EZ	9-59	6.3	1.05	275 10 300 1.7	275 2.0 300♦ 1.0
6AG9	PENTODO VIDEO CON GRIGLIA A TELAIO AD ALTA TRASCONDUTTANZA, ABBINATO AD UN TRIODO A MEDIO « MU »	12HE	9-59	6.3	0.82	330 10 330 1.1	200 1.5 -
6AG11	DOPPIO DIODO, DOPPIO TRIODO, SIMILE ALLA 12AT7, CON DIODI SIMILI ALLA 6B8	12DA	9-56	6.3	0.75	330 2.0♦	-
6AH9	PENTODO VIDEO CON GRIGLIA A TELAIO, SIMILE ALLA 12HL7, ABBINATO AD UN TRIODO A MEDIO « MU » SIMILE ALLA 6FQ7	12HJ	9-58	6.3	0.9	400 10 330 2.0	330♦ 1.0 -
6AK9	PENTODO A FASCIO PER USCITA VERTICALE, ABBINATO A DUE TRIODI A MEDIO « MU »	12GZ	12-56	6.3	1.6	350 10 330 1.25 330 1.0	250 2.0 - -
6AK10	TRIPLO TRIODO AD ALTA TRASCONDUTTANZA, CON VALORE ELEVATO DEL FATTORE « MU », ADATTO COME AMPLIFICATORE DI DIFFERENZA DI COLORE	12FE	9-59	6.3	0.9	330 2.0♦	-
6AL9	PENTODO VIDEO CON GRIGLIA A TELAIO AD ALTA TRASCONDUTTANZA, ABBINATO AD UN TRIODO AD ALTO « MU »	12HE	9-59	6.3	0.82	330 10 330 1.5	200 1.5 -
6AR11	DOPPIO PENTODO SIMILE A DUE PENTODI DEL TIPO 6GM6	12DM	9-58	6.3	0.8	330 3.1♦	330♦ 0.65♦
6AV11	TRIPLO DIODO SIMILE A TRE SEZIONI DEL TIPO 12AU7	12BY	9-56	6.3	0.6	330 2.75♦ 6.0□	-
6B10	DOPPIO DIODO, DOPPIO TRIODO, SIMILE ALLA 12AU7, CON DIODI PER CAF	12BF	9-56	6.3	0.6	330 2.5♦	-
6BA11	TRIPLO-DOPPIO PENTODO, SIMILE ALLA 6HS8, ABBINATO AD UN TRIODO A MEDIO « MU »	12ER	9-58	6.3	0.6	300 1.1♦ 300 1.5	150 0.75 -
6BE3	RETTIFICATRICE AD ALTO VUOTO, PER UNA SEMIONDA	12BL	9-60	6.3	1.2	-	-
6BF11	PENTODO RIVELATORE AUDIO SIMILE AL 6DT6 (SEZIONE 2, PIEDINI 2, 3, 5, 6, 7) E PENTODO USCITA AUDIO (SEZIONE 1, PIEDINI 8, 9, 10, 11) PER RICEVITORI TELEVISIVI A BASSA TENSIONE ANODICA	12EZ	9-58	6.3	1.2	165 6.5 330 1.7	150 1.8 330♦ 1.1
6BH11	PENTODO DOPPIO-TRIPLO SIMILE AD UN PENTODO 6GH8, CON DUE TRIODI 6GH8	12FP	9-58	6.3	0.8	350 2.5 330 2.5♦	330♦ 0.55 -
6BN11	DOPPIO PENTODO SIMILE A DUE PENTODI DEL TIPO 6EW6	12CF	9-58	6.3	0.8	330 3.1♦	330♦ 0.65♦
6BV11	DOPPIO PENTODO A DOPPIO CONTROLLO ADATTO ALL'IMPIEGO COME DEMODULATORE DI COLORE A BASSO LIVELLO, SIMILE A DUE PENTODI 6GY6	12HB	9-59	6.3	0.9	300 1.7♦	300♦ 1.0♦

VALORI TIPICI DI IMPIEGO

	TENS. DI PLACCA V	TENS. DI SCHER. V	TENS. NEG. DI GRIGLIA V	CORR. DI PLACCA mA	CORR. DI SCHER. mA	RESIST. DI PLACCA Ω	TRA-SCON-DUT-TANZA μ mo	FATT. μ	CARICO PER USCITA NOMINALE Ω	POTENZA USCITA W	TIPO
RETTIFICATORE PER TENSIONE «FLYBACK»	MASSIMA CORRENTE DI USCITA C.C. = 2,2 mA; MASSIMA TENSIONE INVERSA DI PICCO (COMPONENTE C.C.) = 30.000 V; MASSIMA CORRENTE DI PICCO = 110 mA. CADUTA DI TENSIONE NELLA VALVOLA = 60 V CON 7,0 mA C.C.									3BS2-A	
CARATT. MEDIE ♦	200	-	Rk = 150	9.0	-	10,700	5,800	62	-	-	6AC10
AMPLIF. IN CLASSE A (SEZIONE 1) CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	250 150	250 100	8.0 Rk = 180	35● 3.2	2.5● 3.2	100,000 110,000	6,500 3,400	-	5,000 (Ec3 = 0 VOLTS)	4.2	6AD10
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE (TRIODO)	250 55 150	150 125 -	56 0 Rk = 350	28 56 6.2	5.6 21 -	40,000 - 8,500	30,000 - 4,600	- - 39	- - -	- - -	6AG9
CARATT. MEDIE ♦	125	-	1.0	7.5	-	8,500	7,800	66	-	-	6AG11
CADUTA DI TENSIONE NEL DIODO ♦ = 5,0 V CON 18 mA C.C. MASSIMA CORRENTE DI USCITA C.C. ♦ = 5,0 mA.											
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE (TRIODO)	250 50 250	150 125 -	Rk = 122 0 9.0	25 76 8.0	6.0 32 -	55,000 - 7,500	21,000 - 2,750	- - 20	- - -	- - -	6AH9
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE (SEZIONE 1) CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	150 60 150 150	150 125 0 -	14 0 2.0	49 140 5.4	3.5 18 -	16,400 - 11,000	6,200 - 3,900	- - 43	- - -	- - -	6AK9
MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI: 2,500 V; CORRENTE TOTALE C.C. DI PLACCA E DI SCHERMO = 80 mA.											
CARATT. MEDIE ♦	200	-	Rk = 230	10	-	7,500	7,000	53	-	-	6AK10
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE (TRIODO)	250 55 200	150 125 -	Rk = 56 0 Rk = 270	28 56 7.5	5.6 21 -	40,000 - 9,500	30,000 - 6,300	- - 60	- - -	- - -	6AL9
CARATT. MEDIE ♦	125	125	Rk = 56	11	3.5	200,000	10,500	-	-	-	6AR11
CARATT. MEDIE ♦	250	-	8.5	10.5	-	7,700	2,200	17	-	-	6AV11
CARATT. MEDIE ♦	250	-	9.5	7.0	-	9,750	1,850	18	-	-	6B10
CADUTA DI TENSIONE ATTRAVERSO IL DIODO ♦ = 5,0 V CON 20 mA C.C. MASSIMA CORRENTE DI USCITA C.C. ♦ = 5,0 mA.											
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE (TRIODO)	100 100 250	67.5 67.5 -	Ic1 = 0.1 MA 0 11	2.5 - 5.0	4.4 - -	(ENTRAMBE LE SEZIONI IN FUNZIONE, E3 = 0) - 1,800	1,700 - 18	- - -	3,000 (Ec3 = 0 VOLTS)	-	6BA11
(PLACCA E TERZA GRIGLIA DELLA SEZIONE OPPOSTA A MASSA)											
« DAMPER » TV	MASSIMA CORRENTE DI USCITA C.C. = 200 mA; MASSIMA TENSIONE INVERSA DI PICCO = 5.000 V; MASSIMA CORRENTE DI PICCO = 1.200 mA. CADUTA DI TENSIONE ATTRAVERSO LA VALVOLA = 25 V CON 350 mA C.C.									6BE3	
AMPL. IN CLASSE A (SEZIONE 1) CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	145 150	110 100	6.0 Rk = 560	36● 1.3	3.0● 2.0	30,000 150,000	8,600 1,000	-	3,000 (Ec3 = 0 VOLTS)	2.4	6BF11
CARATT. MEDIE (PENTODO) CARATT. MEDIE ♦ (TRIODO)	125 120	125 -	1.0 1.0	12 13.5	4.0 -	200,000 5,400	7,500 8,500	- 46	- -	- -	6BH11
CARATT. MEDIE ♦	125	125	Rk = 56	11	3.8	200,000	13,000	-	-	-	6BN11
CARATT. MEDIE ♦	150	100	Rk = 180	3.6	2.0	200,000	3,700	-	(Ec3 = 0 VOLTS)	-	6BV11

CARATTERISTICHE MASSIME GENERALI *

TIPO	DESCRIZIONE GENERALE	ZOC COLO	PRO- FILO	FILAMENTO		TENS. E POT. MAX. DI PLACCA	TENS. E POT. MAX. DI SCHER.
				V	A		
6BW11	VALVOLA CONTENENTE DUE PENTODI DIVERSI TRA LORO, CON LA SEZIONE 1 (PIEDINI 7, 8, 9, 10, 11) SIMILE ALLA 6AU8, E LA SEZIONE 2 (PIEDINI 2, 3, 4, 5, 6) SIMILE ALLA 6EW6	12HD	9-58	6.3	0.8	330 4.0 330 3.1	330♣ 0.8 330♣ 0.65
6CB11	DOPPIO PENTODO AD ALTA TRASCONDUTTANZA PER MEDIA FREQUENZA VIDEO, AMPLIFICATORE A BANDA PASSANTE DI CROMINANZA, ECC., SIMILE ALLA 6EW6	12DM	9-58	6.3	0.8	330 3.1♣	330♣ 0.65♣
6CG3	DIODO « DAMPER »	12HF	9-62	6.3	1.8	-	-
6FM7	DOPPIO TRIODO PER OSCILLATORE E STADIO FINALE VERTICALE, SIMILE ALLA 6EA7 (SEZIONE 1, PIEDINI 9, 10, 11) (SEZIONE 2, PIEDINI 3, 5, 7, 8)	12EJ	9-58	6.3	1.05	350 1.0 550 10	- - -
6FY7	DOPPIO TRIODO PER OSCILLATORE E STADIO FINALE VERTICALE, SIMILE ALLA 6DR7 (SEZIONE 1, PIEDINI 9, 10, 11) (SEZIONE 2, PIEDINI 3, 5, 7)	12EO	9-60	6.3	1.05	330 1.0 275 7.0	- -
6GE5	PENTODO FINALE ORIZZONTALE, SIMILE ALLA 6DO6-B	12BJ	12-56	6.3	1.2	770♣ 17.5	220 3.5
6HE5	PENTODO FINALE VERTICALE, SIMILE ALLA 6EZ5 5	12EY	9-60	6.3	0.8	350 12	300 2.75
6HS5	TRIODO A FASCIO CON GRIGLIA A TELAIO AD ELEVATA TRASCONDUTTANZA, PER LA REGOLAZIONE DELL'ALTA TENSIONE AD IMPULSI	12GY	12-60	6.3	1.5	5500 PICCO 30	-
6J11	DOPPIO PENTODO SIMILE A DUE PENTODI DEL TIPO 6EW6	12BW	9-58	6.3	0.8	330 3.1♣	330♣ 0.65♣
6JS6-B	PENTODO FINALE ORIZZONTALE SIMILE ALLA 6JS6-A CON CARATTERISTICHE DI SICUREZZA MIGLIORATE	12FY	12-89	6.3	2.25	990♣ 28	190 5.5
6JZ8	PENTODO FINALE VERTICALE SIMILE ALLA 6CUS, ABBINATO AD UN TRIODO SIMILE ALLA 6FO7	12DZ	9-58	6.3	1.2	250 7.0 250 1.0	200 1.8 -
6K11	TRIODO A TRE SEZIONI, CON LA SEZIONE 1 (PIEDINI 4, 9, 10) SIMILE AD UNA SEZIONE DELLA 12AU7, E LE SEZIONI 2 E 3 SIMILI ALLA 12AX7	12BY	9-56	6.3	0.6	330 2.75 330 0.3	- -
6KD6	PENTODO FINALE ORIZZONTALE PER FUNZIONAMENTO CON BASSA TENSIONE ANODICA	12GW	12-119	6.3	2.85	990♣ 33	200 5.0
6LB6	PENTODO FINALE ORIZZONTALE CON TENSIONE DEL GINOCCHIO MOLTO BASSA, PER APPLICAZIONI CON BASSA TENSIONE ANODICA, MAGGIORE DISSIPAZIONE E MAGGIORE SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO RISPETTO AD ALTRI TIPI ANALOGHI	12GJ	12-90	6.3	2.25	990♣ 30*	200 5.0
6LG6	PENTODO FINALE ORIZZONTALE CON BASSA TENSIONE DEL GINOCCHIO, PER RICEVITORI TELEVISIVI DI DIMENSIONI MEDIE, CON TENSIONE ANODICA DI 240 V	12HL	12-89	6.3	2.0	900♣ 28	200 5.0
6LU8	PENTODO FINALE VERTICALE SIMILE ALLA 6HE5, ABBINATO AD UN TRIODO AD ALTO « MU »	12DZ	12-57	6.3	1.5	400 14 400 2.5	300 2.75 -
6M11	PENTODO DOPPIO-TRIODO, CON I TRIODI SIMILI ALLA 12AT7, ED IL PENTODO SIMILE ALLA 6EW6	12CA	9-58	6.3	0.75	330 3.1 330 2.25♣	330♣ 0.65 -

VALORI TIPICI DI IMPIEGO

	TENS. DI PLACCA V	TENS. DI SCHER. V	TENS. DI GRIGLIA V	CORR. DI PLACCA mA	CORR. DI SCHER. mA	RESIST. DI PLACCA Ω	TRASCODUT-TANZA	FATT. μ	CARICO PER USCITA NOMINALE Ω	POTENZA USCITA	TIPO
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	125	125	Rk = 56	22	4.8	120,000	8,500				6BW11
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	125	125	Rk = 56	11	3.8	200,000	13,000				
CARATT. MEDIE ♦	125	125	Rk = 56	11	3.8	200,000	13,000				6CB11
STADIO - DAMPER *	MASSIMA CORRENTE DI USCITA C.C. = 350 mA; MASSIMA TENSIONE INVERSA DI PICCO = 5.000 V; MASSIMA CORRENTE DI PICCO 1.050 mA. CADUTA DI TENSIONE NELLA VALVOLA = 25 V CON 700 mA C.C.										
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	250	-	3.0	2.0	-	30,000	2,200	66	-	-	6FM7
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	175	-	25	40	-	920	6,000	5.5	-	-	
	60	0	0	95	-						
	TENSIONE POSITIVA MASSIMA DI PLACCA AD IMPULSI = 1.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 50 mA.										
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	250	-	3.0	1.4	-	40,500	1,600	65	-	-	6FY7
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	150	-	17.5	35	-	920	6,500	6.0	-	-	
	60	0	0	95	-						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 2.000 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 50 mA.										
CARATT. MEDIE	250	150	22.5	65	1.8	18,000	7,300	-	-	-	6GE5
	60	150	0	345	27						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 6.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 175 mA.										
CARATT. MEDIE	250	250	20	43	3.5	50,000	4,100	-	-	-	6HE5
	60	250	0	180	20						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 2.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 75 mA.										
CARATT. MEDIE	3500	-	4.4	300 PEAK	-	4,600	65,000	300			6HS5
	(B.P. COLLEGATO AL CATODO NELLO ZOCCOLO)										
CARATT. MEDIE ♦	125	125	Rk = 56	11	3.8	200,000	13,000	-	-	-	6J11
CARATT. MEDIE	175	125	25	125	4.5	5,600	11,300				6JS6-B
	62	120	0	570	34						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 7.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 315 mA.										
CARATT. MEDIE (PENTODO)	120	110	8.0	46	3.5	11,700	7,100	-	-	-	6JZ8
	45	110	0	122	16.5						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 2.000 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 70 mA.										
CARATT. MEDIE (TRIODO)	150	-	5.0	5.5	-	8,500	2,350	20	-	-	
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	250	-	8.5	10.5	-	7,700	2,200	17	-	-	6K11
CARATT. MEDIE (SEZIONI 2 E 3)	250	-	2.0	1.2	-	62,500	1,600	100	-	-	
CARATT. MEDIE	150	110	22.5	120	1.8	6,000	14,000				6KD6
	60	110	0	750	42						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 7.000 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 400 mA.										
CARATT. MEDIE	150	110	20	105	2.0	6,600	13,400				6LB6
	50	110	0	560	46						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 7.000 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 315 mA.										
CARATT. MEDIE	175	125	23	90	1.7	7,500	11,500	-	-	-	6LG6
	50	125	0	600	42						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI * = 7.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 315 mA.										
CARATT. MEDIE (PENTODO)	135	120	10	56	3.0	12,000	9,300	-	-	-	6LU8
	45	125	0	200	20						
	MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 2.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 75 mA.										
CARATT. MEDIE (TRIODO)	250	-	4.0	2.3	-	16,000	3,600	58	-	-	
CARATT. MEDIE (PENTODO)	125	125	Rk = 56	11	3.4	200,000	13,000	-	-	-	6M11
CARATT. MEDIE ♦ (TRIODI)	125	-	Rk = 120	8.0	-	7,250	8,000	58	-	-	

CARATTERISTICHE MASSIME GENERALI *

TIPO	DESCRIZIONE GENERALE	ZOC-COLO	PRO-FILO	FILAMENTO		TENS. E POT. MAX. DI PLACCA	TENS. E POT. MAX. DI SCHER.
				V	A		
6MF8	PENTODO FINALE VERTICALE SIMILE ALLA 6HE5, ABBINATO AD UN TRIODO AD ALTO • MU •	12DZ	12-57	6.3	1.4	400 12 400 2.5	300 2.75 -
6MJ8	TRIPLO TRIODO A MEDIO • MU • PER AMPLIFICATORE DI DIFFERENZA DI COLORE, SIMILE ALLA 6GU7	12HG	9-60	6.3	0.9	330 3.0	-
6T10	PENTODO RIVELATORE AUDIO (SEZIONE 2, PIEDINI 2, 3, 5, 7) SIMILE ALLA 6DT6, E PENTODO FINALE AUDIO (SEZIONE 1, PIEDINI 8, 9, 10, 11) SIMILE ALLA 6A05	12EZ	9-58	6.3	0.95	275 10 330 1.7	275 2.0 330 1.1
6U10	TRIODO A TRE SEZIONI, CON UNA UNITA' SIMILE ALLA 12AX7 (SEZIONE 2, PIEDINI 5, 6, 7) E DUE UNITA' SIMILI ALLA 12AU7	12FE	9-56	6.3	0.6	330 1.0 330 2.0	- - -
6Z10	PENTODO PER DISCRIMINATORE • GATE • A FASCIO, SIMILE ALLA 6J10, CON POSSIBILITA' DI CONTROLLO MIGLIORATE	12BT	9-58	6.3	0.95	275 10 330 -	275 2.0 330 -
8AL9	IDENTICA ALLA 6AL9, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.6	0.6		
8AR11	IDENTICA ALLA 6AR11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.4	0.6		
8B10	IDENTICA ALLA 6B10, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.5	0.45		
8BA11	IDENTICA ALLA 6BA11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.4	0.45		
8BM11	CONTIENE DUE PENTODI DISSIMILI TRA LORO PER AMPLIFICAZIONE A M.F. VIDEO, CON LA SEZIONE 1 (PIEDINI 7, 8, 9, 10, 11) SIMILE ALLA 6B26, E LA SEZIONE 2 (PIEDINI 2, 3, 4, 5, 6) SIMILE ALLA 6DK6	12FU	9-58	8.4	0.45	160 2.2 160 2.2	160 0.55 160 0.55
8BN11	IDENTICA ALLA 6BN11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.4	0.6		
8BQ11	IDENTICA ALLA 11BQ11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.4	0.6		
8BU11	PENTODO DOPPIO-TRIODO, SIMILE ALLA 6BH11, CON SCHERMO ADDIZIONALE	12FP	9-59	7.8	0.6	330 2.5 330 1.8	330 0.55 -
8CB11	IDENTICA ALLA 6CB11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			8.4	0.6		
9AK10	IDENTICA ALLA 6AK10, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			9.5	0.6		
11AR11	IDENTICA ALLA 6AR11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			11.2	0.45		
11BQ11	CONTIENE DUE PENTODI DIVERSI TRA LORO PER AMPLIFICAZIONE A M.F. VIDEO, CON LA SEZIONE 1 (PIEDINI 7, 8, 9, 10, 11) SIMILE ALLA 6AR11, E LA SEZIONE 2 (PIEDINI 2, 3, 4, 5, 6) SIMILE ALLA 6J11	12DM	9-58	11.2	0.45	330 3.1 330 3.1	330 0.65 330 0.65
11BT11	PENTODO VIDEO CON GRIGLIA A TELAIO, SIMILE ALLA 6KR8, OLTRE AD UN TRIODO SIMILE ALLA 6KR8, E AD UN ALTRO TRIODO AD ALTO • MU • (PIEDINI 5, 6, 7)	12GS	9-58	10.8	0.6	165 3.5 330 1.5 330 2.0	165 1.5 -
11FY7	IDENTICA ALLA 6FY7, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			11	0.6		
12BE3	IDENTICA ALLA 6BE3, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			12.6	0.6		
12BF11	IDENTICA ALLA 6BF11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			12.6	0.6		
12GE5	IDENTICA ALLA 6GE5, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			12.6	0.5		
16AK9	IDENTICA ALLA 6AK9, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			16.4	0.6		
16LU8	IDENTICA ALLA 6LU8, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			16	0.6		
17BE3	IDENTICA ALLA 6BE3, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			16.8	0.45		
17BF11	IDENTICA ALLA 6BF11, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			16.8	0.45		
17GE5	IDENTICA ALLA 6GE5, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			16.8	0.45		
21LG6	IDENTICA ALLA 6LG6, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			21	0.6		
25CG3	IDENTICA ALLA 6CG3, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			25	0.45		
31JS6-A	IDENTICA ALLA 6KD6, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			31.5	0.45		
40KD6	IDENTICA ALLA 6JS6-A, AD ECCEZIONE DEL FILAMENTO			40	0.45		

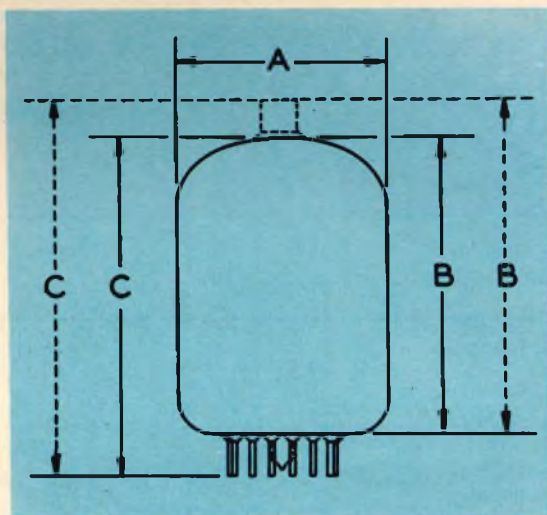
VALORI TIPICI DI IMPIEGO

	TENS. DI PLACCA V	TENS. DI SCHER. V	TENS. NEG. DI GRIGLIA V	CORR. DI PLACCA mA	CORR. DI SCHER. mA	RESIST. DI PLACCA mA	TRA-SCON-DUT-TANZA	FATT. μ	CARICO PER USCITA NOMINALE Ω	POTENZA USCITA W	TIPO
CARATT. MEDIE (PENTODO)	250 60	250 250	20 0	50 200	3.5 20	5,000	4,100	-	-	-	6MF8
CARATT. MEDIE (TRIODO)	250	-	4.0	2.6	-	14,000	4,100	58	-	-	
MASSIMA TENSIONE POSITIVA DI PLACCA AD IMPULSI = 2.500 V; MASSIMA CORRENTE CONTINUA DI CATODO = 75 mA.											
AMPL. IN CLASSE A \blacklozenge	250	-	10.5	10	-	5,600	3,000	17	-	-	6MJ8
AMPL. IN CLASSE A (SEZIONE 1)	250	250	8.0	35 \bullet	2.5 \bullet	100,000	6,500	-	5,000	4.2	6T10
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	150	100	R _k = 560	1.3	2.1	150,000	1,000	(E _{c3} = V)			
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	200	-	1.5	1.2	-	61,000	1,600	98	-	-	6U10
CARATT. MEDIE (SEZIONI 1 E 3)	200	-	6.0	9.6	-	7,700	2,300	17.5	-	-	
AMPL. IN CLASSE A (PENTODO)	250	250	8.0	35 \bullet	3.0 \bullet	100,000	6,500	-	5,000	4.2	6Z10
CARATT. MEDIE	135	280 \blacklozenge	0	(R _{c2} = 33.000 Ω ; E _{c3} = 0 V; G _m (G ₁) = 360 μ mho; G _m (G ₂) = 700 μ mho)	5.0	(R _{c2} = 33.000 Ω ; E _{c3} = +4.0 V)					
	135	280 \blacklozenge	0	5.0	(R _{c2} = 33.000 Ω ; E _{c3} = +4.0 V)						
	135	75	0	4.5	(R _{c3} = +4.0 V)						
											8AL9
											8AR11
											8B10
											8BA11
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	125	125	R _k = 56	14	3.6	220,000	8,800	-	-	-	8BM11
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	125	125	R _k = 120	9.0	2.5	300,000	8,500	-	-	-	
											8BN11
											8BQ11
CARATT. MEDIE (PENTODO)	125	125	1.0	12	4.0	200,000	7,500	-	-	-	8BU11
CARATT. MEDIE \blacklozenge (TRIODO)	120	-	R _k = 68	13.5	-	5,000	8,600	43	-	-	
											8CB11
											9AK10
											11AR11
CARATT. MEDIE (SEZIONE 1)	125	125	R _k = 56	11	3.5	200,000	10,500	-	-	-	11BQ11
CARATT. MEDIE (SEZIONE 2)	125	125	R _k = 56	11	3.8	200,000	13,000	-	-	-	
CARATT. MEDIE (PENTODO)	150	100	R _k = 82	17.4	3.2	51,000	19,000	-	-	-	11BT11
CARATT. MEDIE (TRIODO 1)	200	-	R _k = 270	7.1	-	12,500	5,500	69	-	-	
CARATT. MEDIE (TRIODO 2)	200	-	R _k = 470	7.2	-	7,600	5,300	40	-	-	
											11FY7
											12BE3
											12BF11
											12GE5
											16AK9
											16LU8
											17BE3
											17BF11
											17GE5
											21LG6
											25CG3
											31JS6-A
											40KD5

NOTE

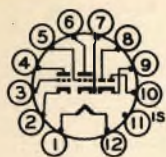
TUTTI I VALORI SI INTENDONO MASSIMI, A MENO CHE NON VENGA PRECISATO IL CONTRARIO.

- TENSIONE DI ALIMENTAZIONE.
- ◆ PER SEZIONE.
- IN ASSENZA DI SEGNALE.
- TOTALE PER TUTTE LE SEZIONI SIMILI TRA LORO.
- ★ MASSIMI VALORI NOMINALI.

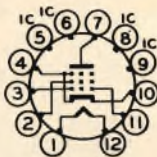


PROFILO

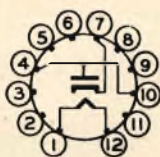
NUMERO DEL DISEGNO	DIMENSIONI IN MILLIMETRI			
	A		B	C
	MIN.	MAX.	MAX.	MAX.
9-56	26,9	30,1	38,1	47,6
9-58	26,9	30,1	50,8	60,3
9-59	26,9	30,1	57,1	66,6
9-60	26,9	30,1	63,5	73,0
9-62	26,9	30,1	76,2	85,7
9-100	26,9	30,1	82,5	92,0
12-56	36,5	39,7	63,5	73,0
12-57	36,5	39,7	69,8	79,3
12-60	36,5	39,7	88,9	98,4
12-89	36,5	39,7	92,25	104,7
12-90	36,5	39,7	101,6	111,1
12-119	36,5	39,7	114,3	123,8



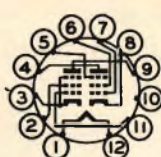
12BF



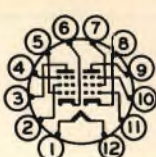
12BJ



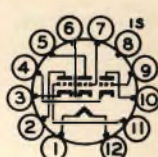
12BL



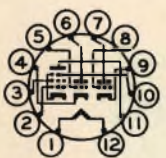
12BT



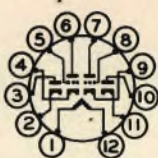
12BW



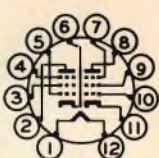
12BY



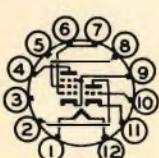
12CA



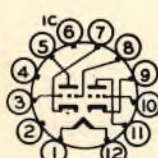
12DA



12DM



12DZ



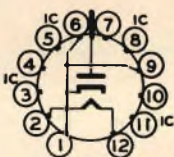
12EJ



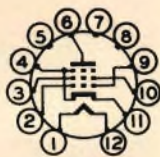
12EO



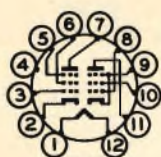
12ER



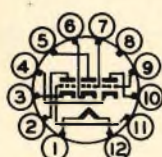
12EW



12EY



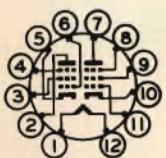
12EZ



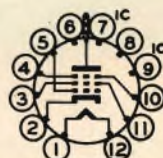
12FE



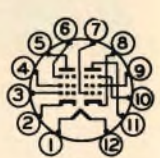
12FP



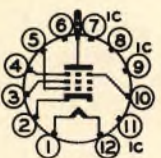
12FU



12FY



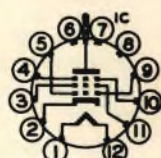
12GF



12GJ



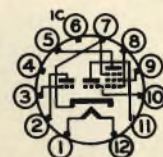
12GS



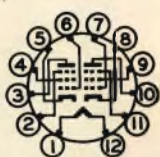
12GW



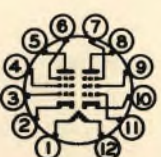
12GY



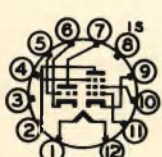
12GZ



12HB



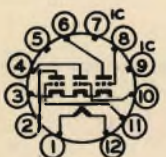
12HD



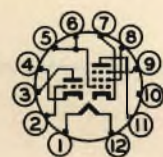
12HE



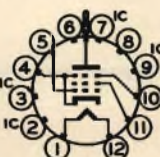
12HF



12HG



12HJ



12HL

**DISPOSIZIONE
DEI TERMINALI**

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

Media frequenza AM/FM

Mod. **PMI/A**
A transistor

Sezione AM

Frequenza di accordo: 470 kHz
Rapporto segnale/disturbo a 1 kHz: 26 dB

Sezione FM

Frequenza di accordo: 10.7 kHz
Larghezza di banda: 150 kHz - 3 dB
Sensibilità a 1 kHz: 2.5 μ V
Rapporto segnale/disturbo a 400 kHz: 30 dB
Dimensioni: 152 x 45 x 25

ZA/0175-00



Sintonizzatore PMS/A

Sintonizzatore AM/FM

Mod. **PMS/A**
A transistor

Gamma di sintonia AM: 525 \div 1.605 kHz
Gamma di sintonia FM: 87,5 \div 108 MHz
Impedenza di ingresso: 60 Ω
Guadagno di potenza: 15 \div 17 dB
Dimensioni: 85 x 52 x 45

ZA/0176-00



Amplificatore F.I. PMI/A

Amplificatore di BF

Mod. **PMB/A**
A transistor

Risposta di frequenza: 100 \div 12.000 Hz
Sensibilità per 500 mW di uscita: 7 mV
Distorsione: 8 %
Impedenza: 8 \div 10 Ω
Dimensioni: 86 x 45 x 30

ZA/0174-00



Amplificatore B.F. PMB/A

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

IL FUTURO DELLA OLTRE AL COLORE E AL RILIEVO



III parte

**STUDI E
BREVETTI**

CINESCOPI MULTIPLI E PLASMI CI INTRODUCONO NEL MONDO DEI **FANTASMI**

di Alberto Basso-Ricci

INTRODUZIONE

Nella prima e seconda parte della ricerca (vedere numeri precedenti) l'autore ha descritto diversi apparati con i quali si rende possibile la trasmissione a distanza dell'intero fantasma del corpo. Prescindendo dal fatto che l'apparizione dei fantasmi non comporta una costituzione organica interna, l'apparizione vera del fantasma dà sempre i limiti esatti e precisi del confinamento reale delle dimensioni del corpo. È ovvio che l'apparizione del fantasma è ben diversa dall'apparizione di un'immagine piana, offerta dalla TV o da altri ben noti trovati di rilievo o « tridimensionalità » dell'immagine.

Il principio di funzionamento di queste nuove camere di ricezione in « TELECORPORA » è basato sulla ionizzazione di un puntolino di « gas » che, correndo nello spazio, costituisce lo spot di sintesi. Esso è determinato da « beams di particel-

le », convenientemente pilotate da campi magnetici. Si procura quindi un effetto di luminescenza in una qualunque terna di assi spaziali, posti nell'interno dell'involucro o camera di ricezione per cui questo puntolino luminoso o spot di sintesi tratterà una trama di riga, di quadro e di profondità variabili, al fine di rendere possibile in tutti i contorni la ricostruzione del fantasma di un corpo.

L'autore ha progettato altre apparecchiature per la trasmissione a distanza del fantasma del corpo come, ad esempio, diversi tipi di cinescopi elettronici, descritti nelle puntate precedenti, formati, sostanzialmente, da piastre, poste a diversa profondità spaziale nell'interno del cinescopio e capaci di diventare sequenzialmente fosforescenti.

Uno o più beams elettronici, esplorando le piastre sopra citate disposte su

piani diversi, permettono ad un osservatore, posto frontalmente al cinescopio, di veder formarsi, nell'interno di esso, il completo fantasma del soggetto trasmesso. Sarà proprio relativamente a questa applicazione che continuerà ora il nostro discorso.

CINESCOPI MULTIPLI PER TELECORPORA Continuazione

Le varie piastre saranno strutturate come già detto al precedente capitolo « Cinescopi multipli per telecorpora ». In tale modo i « beams » elettronici possono attraversarle non perdendo eccessive energie. Essendo le piastre formate da un grigliato sottilissimo, potrebbero, volendo, essere portate ad un potenziale positivo rispetto al catodo. Inoltre in tutte le figure 8, 9, 10, 16 e nelle altre che seguono nel testo, ogni catodo emettitore si può disporre nella zona di corrispondenza della piastra che gli compete, in modo di esplorare solo la piastra pertinente senza dover attraversare le altre, come rappresentato in fig. 16.

È ormai inutile dire come si possa formare a volontà la ricostruzione del fantasma del corpo in una qualsiasi terna spa-

zio-temporale nell'interno del cinescopio; di questo già si è parlato, ma si vuole solo rilevare che la totale sintesi del fantasma del corpo si avrà per un numero infinito di piastre n , ciò che è praticamente impossibile da realizzare. Tuttavia, a favore della soluzione del trovato, gioca, fortunatamente, un fattore importante: la inerzia visiva dell'osservatore posto in O. Come già visto nelle figure 8, 9, 10, e nella nuova figura 16.

A ciò va aggiunta la mobilità dell'immagine e gli effetti d'alone dello spot di sintesi per cui, anche se si avessero solamente poche piastre, si otterrà sempre un'autentica e reale riproduzione del fantasma del corpo.

Nella fig. 16 sono inoltre rappresentati due osservatori. La loro presenza simbolica dimostra la contrapposizione fra i sistemi tradizionali per la tridimensionalità ed il nuovo sistema che consiste nel cinescopio in « Telecorpora », entro il quale appare nelle tre dimensioni il fantasma del soggetto riprodotto.

Con la presenza dei due personaggi si vuole, insomma, sfatare il tradizionale concetto di ogni falso sistema di rilievo

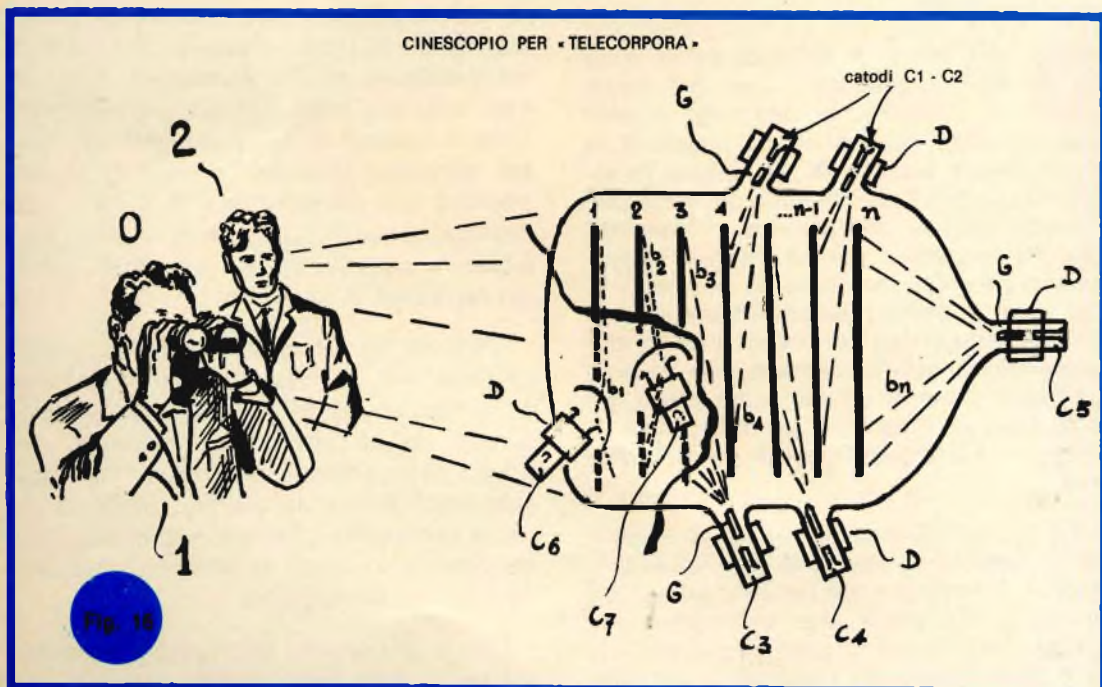
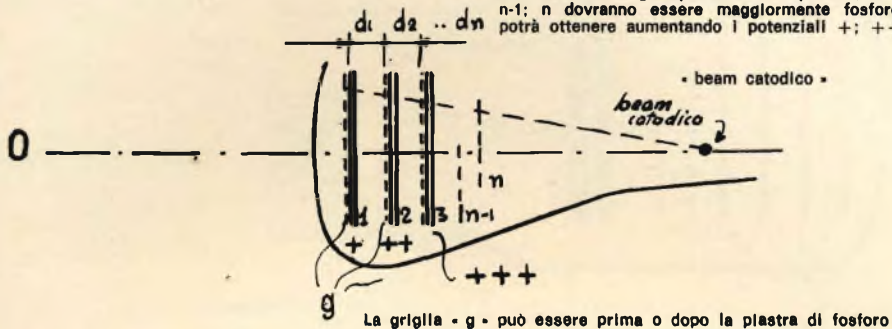


Fig. 17

L'osservatore posto in O deve poter osservare per trasparenza tutte le varie piastre dalla 1 a n che divengono alternativamente fosforescenti.

« Sommandosi » gli spessori delle piastre, le piastre ... 3; 4; n-1; n dovranno essere maggiormente fosforescenti. Ciò si potrà ottenere aumentando i potenziali +; ++; +++



o tridimensionalità dell'immagine. Tradizionalmente infatti, per avere la tridimensionalità, ci si serviva di più macchine da proiezione o di occhiali speciali ovvero di polaroidi, che si è voluto simboleggiare in un unico strumento ottico del quale si avvale l'osservatore numero 1 per osservare il cinescopio in « Telecorpore », entro il quale appare già l'intero fantasma del corpo. Si è volutamente supposto che l'osservatore fosse ignaro della proprietà del cinescopio di produrre dentro di sé la « tridimensionalità ». L'osservatore numero 1 non avrà una immagine tridimensionalmente perfetta, o addirittura la dimensione di profondità creata nel cinescopio potrebbe venire annullata dall'apparecchio di cui si serve; così come un cannocchiale toglie la profondità al campo, appiattendolo l'immagine reale osservata.

L'osservatore numero 2 è invece sprovvisto dell'ausilio di qualsiasi mezzo ottico e vedrà per intero e nella sua completezza il fantasma del soggetto trasmesso che si riproduce in tutte le sue dimensioni spaziali nell'interno del cinescopio.

Con « Telecorpore » si arriva alla formazione di fantasmi rappresentati nella 3. dimensione, quindi visibili ad occhio nudo.

Questo permetterà con evidente convenienza di non usare più, per la tecnica dell'osservazione televisiva, apparecchiature di tipo polaroido o simili.

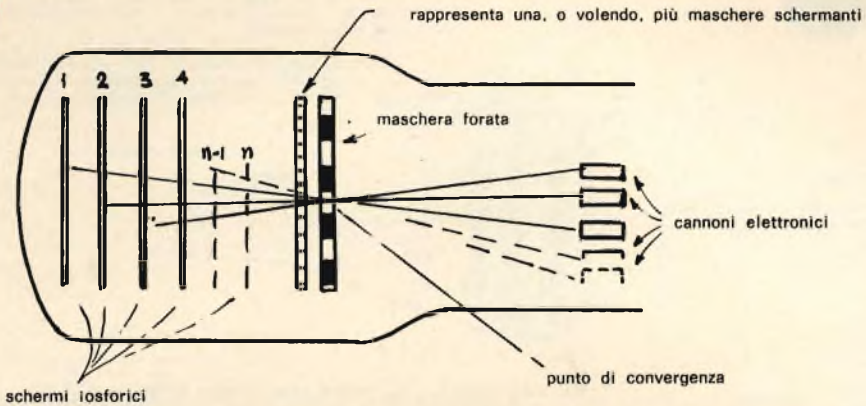
CINESCOPIO PER « TELECORPORA » CON CAMPO ELETTRICO SUGLI SCHERMI

Al fine della minuziosa indagine del trovato in oggetto, è ovvio che tante altre applicazioni si possono escogitare senza uscire dal campo del presente trovato. È pur d'uopo accennare ad un'ulteriore possibilità di focalizzazione del pennello dopo la deflessione. In tal caso si parlerà di un campo elettrico, instaurato tra lo schermo di fosforo ed una griglia « g » di fili, che focalizza il fascio elettronico sulle piastre di fosforo, così come mostra la fig. 17.

A causa di questa azione è prevedibile che solo l'80/85 % della corrente totale del fascio possa colpire gli schermi. Un cinescopio così realizzato potremmo descriverlo come un tubo a cannone elettrico unico nel quale una differenza di potenziale, applicata a fili alternati, viene usata per distorcere delle lenti elettroniche in modo da produrre una commutazione o focalizzazione sui diversi strati di fosforo, disposti sulle diverse piastre 1, 2, 3, ...n. Non si esclude che anziché un solo cannone elettronico ce ne possano essere diversi nei quali l'angolo d'impatto determina il fosforo e quindi la piastra particolare su cui il fascio elettronico viene focalizzato.

Non è necessario insistere oltre per capire che altri cinescopi possono essere progettati per la realizzazione di « telecorpore ».

Fig. 18

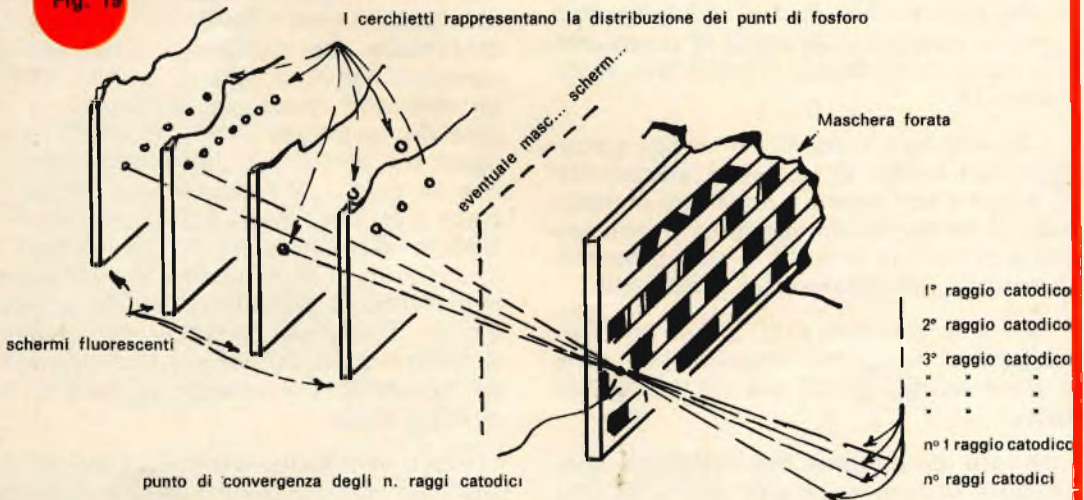


Ci esimiamo quindi dall'illustrare altri progetti e figure, si accennerà soltanto ad un solo tipo con il quale sarebbe possibile usare delle piastre con depositi fosforici, messi su vetro fessurato la cui struttura non sia compatta, ma presenti allineate tante innumerevoli fessure o finestrelle per il passaggio dei « beams elettronici » che non competono alla piastra di vetro interessata, volendo si potrebbe usare delle piastre curve che aiuterebbero, con maggior evidenza, l'effetto visivo della tridimensionalità. Si potrebbe

infine schermare una parte del fascio elettronico per permettere alle piastre di colpire solo il fosforo desiderato e impedir loro di colpire le altre piastre con i fosfori adiacenti. I fosfori possono depositarsi in terne di punti allineati con i corrispondenti fori nella maschera schermante in modo che l'angolo d'impatto del fascio sulla maschera individua e colpisce solo il fosforo e quindi la piastra interessata.

Quando si hanno più raggi catodici che convergono su ciascun foro della masche-

Fig. 19



ra forata, essi colpiscono simultaneamente le piastre con i fosfori interessati e la loro composizione dà l'immagine in « telecorpora », così come indica la fig. 18 e 19. Le difficoltà di una esatta convergenza sono evidenti se si tiene presente che anche il campo magnetico terrestre agisce sui raggi catodici, influenzando convergenza. Con un altro tipo di cinescopio si potrebbe pensare all'impiego di aperture coniche, come in fig. 20, per ridurre lo sparpagliamento degli elettroni secondari che potrebbero eccitare sulle piastre dei punti di fosforo diversi da quelli richiesti, nonché operare sulle varie strutture del cannone elettronico in modo da ridurre in particolare gli accoppiamenti fra le parti che influenzano la convergenza, permettendo, nel contempo, di facilitare la messa a punto della convergenza. Ulteriori perfezionamenti possono aver luogo con l'introduzione di schermi magnetici nell'interno in prossimità delle piastre, ma ci esoneriamo per ora d'addentrarci in tali particolari.

Si aggiunge per ultimo che molte sostanze vengono oggi adoperate come fosfori (tutta una tecnica si connette con la Fisica-chimica), per esempio ioduro di sodio attivato con tallio. Dato che l'impulso di luce emesso dal fosforo dura soltanto 10^{-3} secondi, si possono contare processi che si susseguono rapidissimi « il fosforo » può essere costituito trasparente, cosicché l'osservatore può penetrare con lo sguardo diverse piastre trasparenti che alternativamente si « accendono ».

Il materiale che costituisce le piastre è invece sensibile a particelle alfa, beta (ossia ad elettroni), protoni, raggi gamma, per cui in sostituzione dei cannoni elettronici nei tubi fin qui visti, potrebbero usarsi altri tipi di sorgenti eccitrici delle piastre, come ad esempio sottili « pennelli » di raggi « laser » convenientemente pilotati e deviati ad esempio da superfici a specchi rotanti.

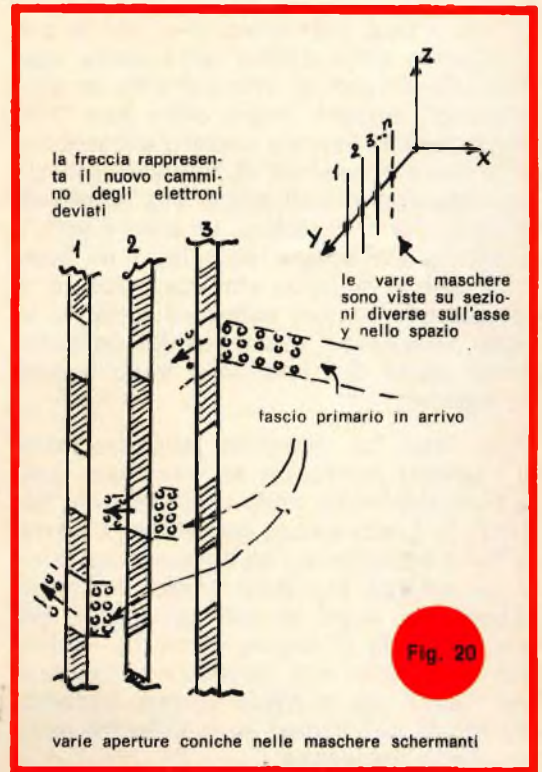
I PLASMI E I FANTASMI NEL CIELO

Per quel che riguarda l'interessante argomento dei plasmi è necessario porre delle distinzioni tra le varie forme in cui il plasma può presentarsi. È noto che esi-

stono dei plasmi anche nell'alta atmosfera di uno strato di gas ionizzato. Lo stato del plasma è presente anche nelle aurore polari e boreali. Già si è detto che in natura abbiamo effetti spettacolari di fenomeni di luminescenza al sorgere di tali aurore. È questa una meravigliosa immagine in quanto, ancora una volta, la natura offre la possibilità di creare delle immagini che nella realtà non esistono. Accarezzando questa visione, l'autore ha pensato allo sfruttamento dei plasmi, indicando il modo di creare, questa volta, con appropriate tecniche, delle immagini reali o fantasmi dei corpi. Tali fenomeni di aurore boreali si verificano con temperature non elevate.

Il flusso scatenato dal Sole che raggiunge la Terra è da paragonarsi a un torrente impetuoso e travolgente, che trasporta con sé molti « detriti ». Gli atomi rarefatti dell'alta atmosfera sono continuamente investiti da questa scarica di energia inquinata, in sostanza l'atmosfera opera una poderosa opera di filtraggio.

Il Sole, è ben saputo, ci invia fasci corpuscolati: protoni, elettroni..., il loro viag-



gio è assai più lento delle radiazioni e arrivano sulla Terra varie ore dopo che il Sole li ha emessi.

Sono appunto le « aurore boreali » che danno testimonianza di questi fenomeni. Esse sono luminescenze prodotte dall'urto di quelle particelle elettriche con gli atomi dell'altissima atmosfera, l'usuale tubo al neon che funziona per scariche elettriche che si alternano con una certa frequenza, non è poi tanto dissimile.

I fasci di elettroni e di protoni provenienti dal Sole, entrando nella zona d'azione del magnetismo terrestre subiscono singolari deviazioni. Non tutti superano la cortina dell'atmosfera e molti sono rimandati indietro, ma una buona parte vengono prima deviati e poi concentrati verso i poli magnetici della Terra.

È a questo punto che si origina un fenomeno interessante. Via via che i fasci corpuscolati scendono verso la superficie terrestre, incontrano gli atomi della ionosfera e si originano fantasiose aurore polari.

Una rarissima foto di una di queste aurore è rappresentata dalla figura 21.

Essa è rara, potremmo dire, per la sua particolare disposizione geometrica spaziale. Osservandola attentamente si scoprono gli evidenti regni della sua tridimensionalità. Sembra quasi l'allineamento di una processione di individui, potrebbe riassumere addirittura una stupenda processione di fantasmi. Le aurore polari, rarissime alle nostre latitudini, è un fenomeno che si sviluppa simultaneamente in entrambe le regioni polari ed è legato in modo complesso all'attività del Sole. Diverse cause del fenomeno sono ancora un mistero.

Un fatto ci potrebbe apparire strano: questo fenomeno si manifesta quasi esclusivamente nella zona dei poli. Secondo la Fisica esiste una risposta certa, la Terra possedendo un campo magnetico le cui polarità sappiamo essere collocate abbastanza vicini ai poli geografici, col suo campo fa sì che le particelle elettriche subiscano una deviazione circolare con raggio più o meno grande secondo l'intensità del campo e la velocità delle particelle medesime.

Per questo motivo protoni ed elettroni vengono deviati e concentrati verso i poli magnetici, scendendo ulteriormente come già abbiamo detto a contatto con gli atomi della ionosfera originano le aurore polari.

Il fenomeno delle aurore polari è così importante che da circa un anno un satellite, l'« Auroral », sta girando intorno alla Terra cercando di studiare i fenomeni. Esse sono alte talvolta qualche centinaio di chilometri e si estendono per alcune migliaia di chilometri, il loro spessore raramente supera poche centinaia di metri.

Più avanti avremo occasione di parlare della « Telecorpora » a colori, ma anche in questo caso la natura ci ha preceduto. Le aurore più comuni vanno dal verde pallido al rosso intenso, entrambi emessi dall'ossigeno a diverse altezze e in diverso grado d'eccitazione.

Queste meravigliose danze nel cielo sono uno spettacolo indescrivibile, a seconda del grado di attività aurorale questo nastro si complica, si piega e fantasmagoriche sequenze danno vita a forme diverse. È un autentico sipario di un teatro e, quando l'eccitazione è massima, ecco che si spezza in macchie. A completare lo spettacolo, secondo alcuni, le aurore fanno rumore, hanno un loro modo di « parlare » con scricchiolii o fruscii di intensità variabile. Avvenendo le aurore ad altezza di 100 chilometri circa, dove la densità dell'aria è tanto bassa, è difficile ammettere che da lassù possano propagarsi rumori udibili. Tuttavia le variazioni del campo geomagnetico è probabile che inducono nei fili e nei conduttori vicini al suolo forze elettromotrici le quali causano scariche elettriche con emissione di onde sonore. Ma in un altro senso che le aurore « parlino » è ormai certo, esse producono onde infrasoniche di pochi periodi al secondo (10 periodi al secondo) e onde subsoniche attorno ai 100 periodi al secondo.

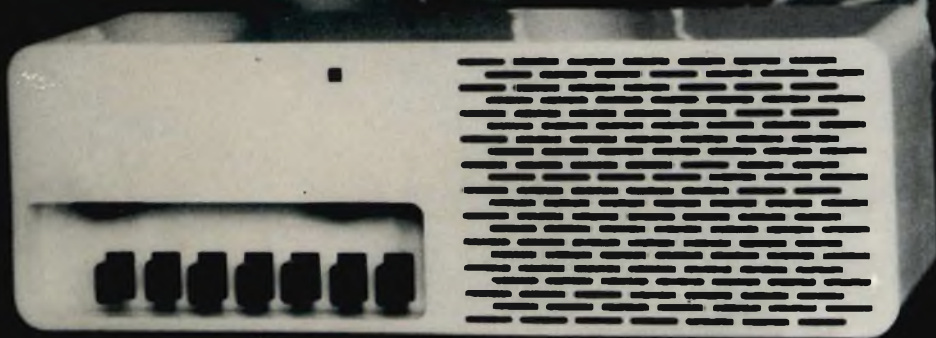
L'uomo trova nella primigena genesi della Natura ogni realtà da cui trae spunto per ricopiare o perfezionare tutto ciò che lo affascina e lo abbaglia. Oggi parliamo con tanta frequenza del quarto stato della materia, ricalcando vecchissime



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.

Diff

RICEVITORE PER FILODIFFUSIONE
ELA 43-16



orme. Infatti Empedocle, già nel corso del V sec. a.C., pare abbia avuto l'intuizione di un quarto stato della materia.

Abbiamo parlato delle aurore polari. ora si darà invece qualche cenno sui plasmi fortemente ionizzati. Essi non interessano tanto « telecorpora » quanto invece il campo delle alte energie nella Fisica nucleare.

Per riuscire nell'intento di confinare il plasma allorché si parla di plasmi fortemente ionizzati è necessario operare sugli stessi con temperature elevate e, affinché si verifichi la fusione, occorre un plasma purissimo, caldo, totalmente sta-

bile per una certa durata. Le esperienze in corso su questi plasmi speciali si svolgono tutte in una frazione brevissima di tempo: pochi millesecodi. Attualmente si studia profondamente per cercare di arrivare almeno a uno o due secondi.

Per osservare le proprietà di questi speciali plasmi, data l'estrema rapidità dei fenomeni, occorre un complicatissimo sistema di rilievo fotografico e di cinematografia ultraveloce. Un'altra proprietà dei plasmi che non va dimenticata è la loro neutralità elettrica, vale a dire che ogni disomogeneità elettrica, che si viene a formare nell'interno del plasma,



Fig. 21 - Osservando attentamente la foto di questa aurora polare, appare nell'interezza la sua tridimensionalità. Sembra quasi l'allineamento di una processione di individui, potrebbe riassumere addirittura uno stupendo corteo di fantasmi.

tende ad annullarsi. Accanto a queste caratteristiche non va scordata la tendenza dei plasmi a subire oscillazioni quando c'è uno spostamento in massa degli elettroni. Questi tendono a ripristinare la neutralità elettrica ogni volta che si genera una disomogeneità di cariche.

I plasmi, che sono permeati da campi magnetici, presentano un particolare comportamento. Al fisico esperto nel campo è nota la « fluidodinamica » dei gas ionizzati in campo magnetico. Quest'ultima comporta dei problemi di onde « idromagnetiche », che si propagano nel plasma, e va precisato che in tali casi non si ha la collisione di particelle come, invece, avviene nei gas. La tecnica per il contenimento dei plasmi fortemente ionizzati potrà, forse, un giorno liberarsi dell'intervento delle elevate temperature. Di queste temperature a tutt'oggi è giocoforza avvalersi, essendo noto allo studioso che un gas, quando è portato ad altissima temperatura, si ionizza fortemente: risulta cioè composto da un altissimo numero di ioni ed elettroni liberi.

« TELECORPORA » E PLASMI DEBOLMENTE IONIZZATI

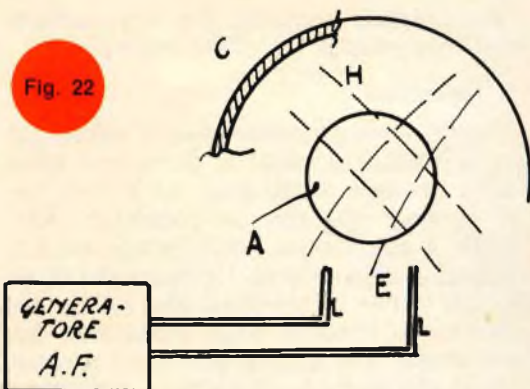
Plasmi a temperatura più bassa esistono nell'atmosfera. In essi abbiamo, quindi, sia ioni che elettroni liberi. Questi plasmi debolmente ionizzati, si possono generare in laboratorio. In essi il gas è a bassa pressione $\cong 10^{-3}$ di colonna di mercurio. Il gas usato è elio o argon, in quanto gas spettrometricamente puri. Riportiamo parziali risultati di esperienze.

Nella fig. 22, con A è rappresentata un'ampolla contenente argon oppure elio; con L una linea generatrice di un campo elettrico E in alta frequenza, $f = 84$ MHz; con C un contenitore nell'interno del quale, dopo essere stato opportunamente generato, si stabilisce un campo magnetico $H \cong 30 \div 40$ gauss.

I campi, elettrico E e magnetico H sono ortogonali l'uno rispetto all'altro. Gli ioni del gas nell'ampolla in cui si genera il plasma, si trovano a temperatura ordinaria, mentre gli elettroni, a conseguenza degli urti cinetici, raggiungono la temperatura di 100.000 gradi e si può determinare che nell'interno di questi plasmi, de-

bolmente ionizzati, la temperatura si stabilisce intorno ai 180°C (?). Va precisato che, al fine di ottenere il campo elettrico E di innesco il più basso possibile, è necessario operare su un particolare valore del campo H.

Non si parlerà della corrispondenza tra il campo elettrico E minimo in relazione alla frequenza giromagnetica stabilita dal campo elettrico degli elettroni nel gas; delle correlazioni esistenti tra temperatura e campo elettrico, in cui la prima diminuisce coll'aumentare del campo medesimo; della densità elettronica nel plasma che si aggira intorno a 10^7 elettroni



al cm^3 , condizione in cui il plasma emette luce, che si può raccogliere su un fotomoltiplicatore.

Si accennerà invece, ai plasmoidi. Di essi si può prevedere un loro possibile impiego per la realizzazione di « Telecorpora ».

I plasmoidi sono delle zone ricche di elettroni, che si localizzano nel plasma medesimo (densità elettronica = 10^{12} elettroni cm^3). La forma di questi blocchi di plasmoidi o addensamenti elettronici, che si formano nell'interno dell'ampolla A fig. 22, dipende anche dalla forma del recipiente o ampolla. Ecco ora un effetto interessante:

Le figure 23-24-25-26, mostrano le varie geometrie dimensionali dei plasmoidi P che si formano o che si possono formare nell'interno del recipiente A. A piacere un magnete M, che si sposti nello spazio, esterno all'ampolla A, può col suo campo magnetico H spostare nel modo desiderato (« portare a spasso ») l'ag-

glomerato plasmoidale (Nota) nel recipiente stesso. Analogo effetto si può ottenere, invece, azionando il campo elettrico E.

Non si dimentichi che ciò è possibile in quanto nel plasmoido esiste un agglomerato di elettroni, quindi di cariche negative, perciò facilmente deviabili o spostabili da un semplice campo H o E. Dopo queste necessarie premesse, assai sintetiche, dirò, come prevedo che i plasmoidi possano servire ad ulteriori applicazioni in « Telecorpora ». Essi, possono offrire soluzioni sostanzialmente diverse l'una dall'altra.

Ecco alcune soluzioni per una applicazione dei plasmi in « Telecorpora »:

1*) Soluzione

Il plasmoido potrebbe essere ridotto ad una strettissima zona, lo possiamo addirittura pensare puntiforme, ed in tale caso, avremo ottenuto un puntolino, spostabile a piacimento nell'interno dell'ampolla, che chiameremo « cinescopio di ricezione ». Per lo studioso che mi ha seguito lungo il corso della trattazione appare chiaro che questo puntolino paragonabile all'effetto luminescente procurato dallo spot di sintesi nel cinescopio della TV ordinaria può, ora, correre in una qualunque zona spazio-temporale dell'ampolla medesima e quindi ricreare la sintesi di un intero fantasma del soggetto trasmesso.

Al pilotaggio di questo puntolino per l'esplorazione dei quadri e delle righe in profondità secondo gli scanning che descriveremo nella prossima puntata, sarà deputata la variazione sincronica dei campi H o E. Quindi non ci soffermeremo su tali concetti.

2*) Soluzione

Il plasmoido P appare, come abbiamo visto negli esperimenti sopra citati (figure 23-24-25-26), con una forma caratteristica. Ora, questa forma di apparenza tridimensionale e spaziale riproduce o può riprodurre l'apparenza di qualsiasi solido geometrico, allorché si operi opportunamente su quei parametri fisici, che hanno caratterizzato l'apparizione geometrica dimensionale dell'assieme plasmoidale medesimo si tratterà di variare questi parametri, rendendoli dipendenti da una funzione della modulazione video d'origine (trasmissione) secondo modalità che si descriveranno. Sarà necessario l'uso di speciali iconoscopi (fantasmascopi ossia telecamere da presa dei soggetti che descriverò più avanti).

« DIFFICOLTA' » ALLE SOLUZIONI CITATE 1*) Difficoltà

Esistono o potrebbero esistere difficoltà dovute all'inerzia di comando di pilotaggio dell'apparenza del plasmoido (punto d'analisi plasmoidale), se si pensa di operare con criteri di analisi sequenziali, che vedremo in seguito negli scanning; tuttavia può essere indebito preventivare ipotesi limitative.

Non si è ancora parlato dello stato di equilibrio interno dei gas o dei plasmi nelle camere di ricezione. Dopo vari interventi ionizzanti, la funzione ionizzante medesima potrebbe non essere più favorita né ripetibile se non dopo un certo tempo, a causa della distruzione dell'equilibrio molecolare. Trattandosi allora di ristabilire sincronicamente la condizione di equilibrio del gas all'interno di queste speciali camere, si potranno disporre, internamente, dei settori o suddivisori, for-

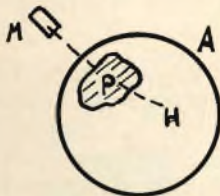


Fig. 23

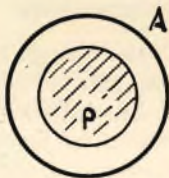


Fig. 24

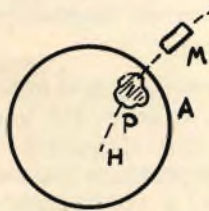


Fig. 25



Fig. 26

HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court

mati da una sottilissima rete metallica a maglie larghe, che saranno polarizzate selettivamente da opportuni potenziali elettrici variabili. Tutti questi mezzi, facilmente intuibili, sono tecniche che si allacciano se pure con diverse modalità alle note « Camere a luce proporzionali » « Camera a scintille » e « Camere a proiezione » « Camere a Streamer interrotti » eccetera, e possono essere di facile intuizione.

Si studiano gli « streamer » interrotti, quelli che si formano come un seguito di valanghe, i potenziali ionizzati, che producono lo « streamer » con intensità luminosa ed in tal senso visibile, le camere a « streamer » interrotto eccetera, le possibilità di dare un conveniente orientamento alle valanghe, che formano lo « streamer ».

Esiste sempre un rapporto tra eccitazione e ionizzazione, che deve essere rispettato. Ci sono difficoltà da vincersi, quando ad es. si consideri una valanga frenata, si costituisce un campo elettrico, che viene a formare attorno alle piccole sfere un « effetto dipolo ».

2*) Difficoltà

Il punto di plasmoido dovrà inoltre subire una modulazione anche nella sua densità luminosa, al fine di essere ottemperante alla più vera, perfetta e fedele riproduzione del soggetto in trasmissione.

Anche in questo caso vale quindi quanto visto per il paragrafo sopra.

3*) Soluzione:

« TELECORPORA A COLORI »

Sembrerà oggi assai ardito, ma potrebbe tuttavia realizzarsi oggi, una « telecorpora » a colori. In che modo? Negli esperimenti citati, a seconda del tipo di gas usato, il plasmoido appare di colore diverso, risultato che al fine di « telecorpora a colori » si può prevedere non è privo di importanza. Si parlerà in questo caso di plasmoidi, formantisi settorialmente o addirittura di diversi agglomerati di gas disposti in un unico recipiente o settorialmente tenuti divisi da divisori formati da sottilissime retine metalliche, convenientemente e sincronicamente polarizzate da potenziali elettrici, ovvero dalla sovrapposizione di più recipienti con gas diversi.

Allora questi speciali cinescopi risulteranno divisi da separatori di materiale trasparente.

In merito a « Telecorpora a colori » il Laser può compiere ancora meraviglie. Lo scienziato Brotherton nel testo « Laser e Maser » dice: « Di solito le reazioni chimiche vengono accelerate, usando il calore. I componenti vengono messi insieme, ed il tutto agitato per determinare la reazione. Un fascio laser fornisce un modo per catalizzare una particolare reazione chimica in miscele, capaci di differenti reazioni. Un fascio laser, proiettato in una miscela di gas, potrebbe determinare la reazione di uno solo dei gas senza influire sugli altri, e senza dover ricorrere al calore. Nella analisi dei composti esso offre il mezzo per influenzare ed attivare un gruppo di molecole, anziché un altro. « Che vogliamo di più nei riguardi di « telecorpora a colori »? Sarà quindi possibile veramente una sola ampolla, contenente niente più che un miscuglio di gas, e in cui i fasci laser convergenti sequenzialmente (vedere fig. 12) in punti successivi delle diverse terne spaziali possono ionizzare « accendere » via via nel tempo, i gas di colori diversi. In un altro modo ancora potrebbe essere realizzata la « telecorpora » a colori e ciò basandosi sui cinescopi multipli a uno o più « guns » di « beams » elettronici ed in cui i diversi fosfori si « accendono » con colori diversi.

4*) Soluzione

Apparati di « telecorpora » a plasmidi, debolmente ionizzati, potranno essere realizzati senza l'ausilio di plasmoidi devianti da un campo H o E. In tal caso, riferendosi alla fig. 21, l'ampolla A, contenente il plasma, debolmente ionizzato, favorirà l'apparizione di un puntolino di sintesi allorché radiazioni convergenti, descritte in fig. 12 e similari, concorreranno a favorire una maggior ionizzazione, quindi formazione e apparizione del punto di sintesi luminoso. Ciò in conformità a quanto visto per la fig. 12, completamente esplicitiva di tale processo e funzionamento. L'ampolla A di fig. 22 sostituisce quindi la camera 1 di fig. 12.

Fine

Estratto dai Depositi Ministeriali dell'autore.

Nota - Con « plasmoidale » si introduce un termine nuovo per indicare un ristretto punto di poche molecole ionizzate

il nuovo registratore stereo

NUOVI
PRODOTTI

REVOX A 77

La parte elettronica del nuovo REVOX A 77

Premessa

La prima condizione che si deve rispettare per avere un corretto funzionamento di un registratore magnetico è quella di avere un'elevata stabilità, specialmente per quanto riguarda la parte meccanica. Il REVOX A 77, dispone di uno chassis sufficientemente massiccio in ferro fuso e scrupolosamente progettato, il quale si sostiene efficacemente la parte meccanica e quella elettrica dell'apparecchiatura. Le guide del nastro, le testine di registrazione e di lettura ed i motorini sono molto stabili e garantiscono condizioni di funzionamento corretto sia in posizione orizzontale che in posizione verticale. Il montaggio è progettato in maniera tale da poter utilizzare bobine fino a 26,5 cm di diametro (ovvero 10,5"). Il meccanismo che permette lo spostamento del nastro, costituito da tre motorini, comprende tra l'altro un motore



Fig. 1 - Il REVOX A 77 nel suo mobile in legno.

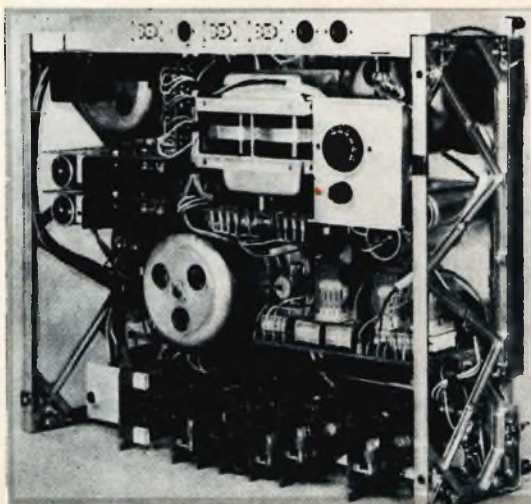


Fig. 2 - Chassis del registratore.

di tipo nuovissimo con regolazione elettronica del numero di giri. Il funzionamento del sistema di rotazione è comandato mediante cinque pulsanti. Il comando è ottenuto elettricamente per mezzo di un relé e per l'occorrenza si ricorre ad impulsi brevi che possono anche essere forniti con un telecomando. Tutti gli amplificatori, compresi quelli ausiliari di uscita, sono interamente equipaggiati con transistori planari al silicio. La parte elettronica del nuovo REVOX A 77 è alimentata tramite un circuito di stabilizzazione.

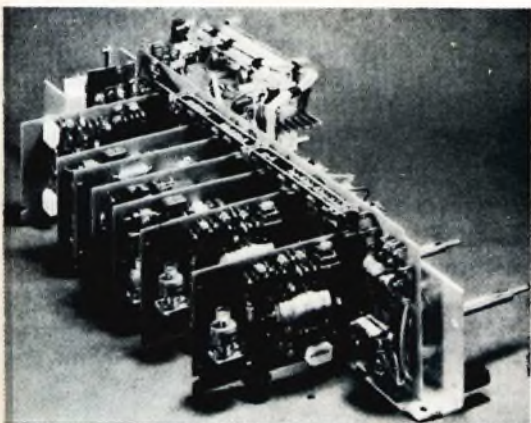


Fig. 3 - Amplificatori con dispositivi elettronici smontabili e sostituibili.

Il montaggio è stato concepito in maniera da avere una disposizione razionale ed una notevolissima praticità grazie all'impiego di amplificatori e di collegamenti smontabili e facilmente sostituibili.

Amplificatori

La parte elettronica di un apparecchio di classe deve avere delle caratteristiche superiori alla media, deve poter funzionare con un elevato livello di sicurezza anche per un intervallo di tempo molto lungo, ma contemporaneamente deve essere un dispositivo estremamente semplice. Quelle elencate sono esigenze che senza alcun dubbio non possono essere riunite in un unico denominatore comune. La buona qualità di un prodotto completo esige un controllo continuo della produzione di ogni singolo elemento. La necessità di effettuare eventuali riparazioni pretendono d'altro canto una razionale semplificazione onde poter eseguire un lavoro senza ricorrere a pezzi da saldare. La localizzazione rapida di un difetto e la sostituzione di uno stadio difettoso abbrevia enormemente il tempo in cui l'apparecchio resta inutilizzabile. Proprio in considerazione di questi punti di vista, il montaggio scelto per questa apparecchiatura, che permette l'utilizzazione di amplificatori smontabili e collegamenti con cavi anch'essi smontabili, rappresenta la soluzione ideale.

Dietro agli elementi di comando disposti sul quadro anteriore, un supporto realizzato per stampaggio sostiene i commutatori per la registrazione e la riproduzione e le connessioni generali per i pannelli-smontabili intercambiabili. Per i collegamenti smontabili, si utilizzano morsetti di contatto ad altissima qualità. I pannelli hanno una grandezza unificata (circa 6 x 9 cm) e su di essi sono disposti i seguenti stadi: un pre-amplificatore di ingresso, 2 amplificatori per la registrazione, 2 amplificatori per la riproduzione, un relé. Altri tre pannelli stampati supplementari permettono il comando del dispositivo di rotazione, la regolazione del numero di giri e la stabilizzazione della tensione di alimentazione degli amplificatori e dell'oscillatore. I due stadi di uscita sono essi pure smontabili.

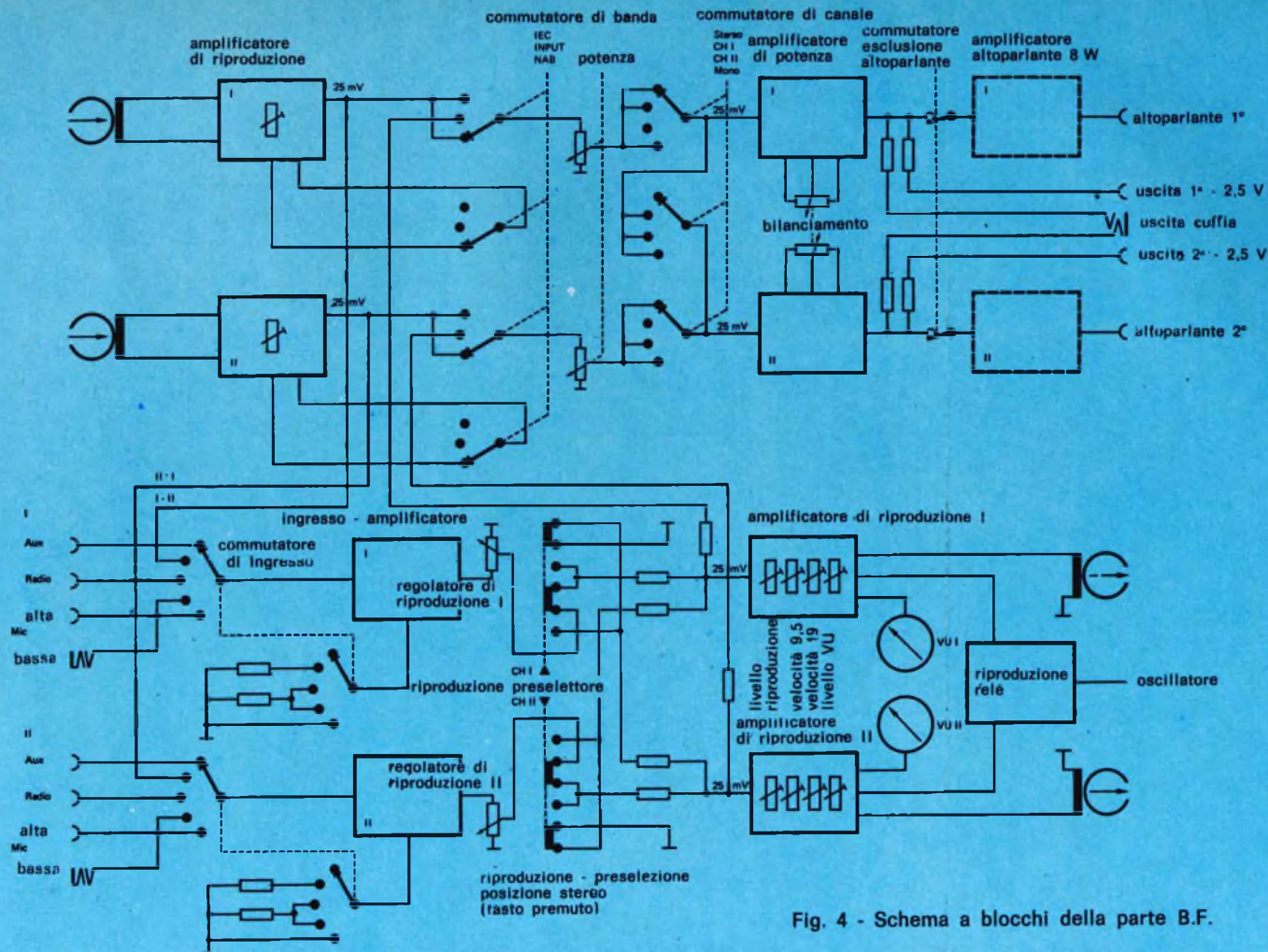


Fig. 4 - Schema a blocchi della parte B.F.

Amplificatori d'ingresso (fig. 5)

Il pannello « Amplificatore d'ingresso » è costituito dagli stadi preamplificatori per i due canali. La sensibilità di ingresso è regolabile, attraverso una controreazione di corrente, secondo i livelli delle seguenti sorgenti di segnali:

Ausiliaria (40 mV), registrazione del nastro (25 mV), radio (2 mV), microfono per gli alti (2 mV) e microfono per i bassi (0,1 mV).

Innanzitutto, la resistenza R406/426 (di 100 k Ω) è shuntata o ridotta tramite delle resistenze disposte in parallelo. Se la R406/426 è corto-circuitata, il fattore di amplificazione di tutto lo stadio raggiunge circa $V = 460$, con una resistenza di 1 k Ω in parallelo circa $V = 20$, senza alcuna resistenza in parallelo circa $V = 1,2$.

La presenza dello stadio di uscita presenta il vantaggio di poter controllare in maniera pressoché completa la tensione di alimentazione.

La tensione di uscita raggiunge la tensione nominale di 50 mV ~ alternati, ma

può arrivare a 6 V ~ alternati senza avere alcuna distorsione.

Questo corrisponde ad una insensibilità ai sovraccarichi di più di 40 dB.

A parte questa insensibilità ai sovraccarichi, il controllo dello stadio d'ingresso, mediante il sistema di controreazione, ha ancora il vantaggio che il disturbo all'ingresso non può aumentare per la presenza dei partitori di tensione disposti in serie.

Amplificatori per la registrazione (fig. 6)

Un pannello smontabile è previsto (per ogni canale) per gli amplificatori di registrazione. Ognuno di questi contiene un preamplificatore di correzione (Q501 e Q502), un amplificatore VU-meter (Q503) ed un amplificatore per la registrazione (Q504 e Q505). La registrazione stessa è ottenuta rispettando le norme NAB. La correzione dei bassi (3180 μ s) si ottiene con un dispositivo di contro-reazione tramite la connessione in serie di C 504 e del sistema P501 e P502. La correzione degli alti può essere regolata separata-

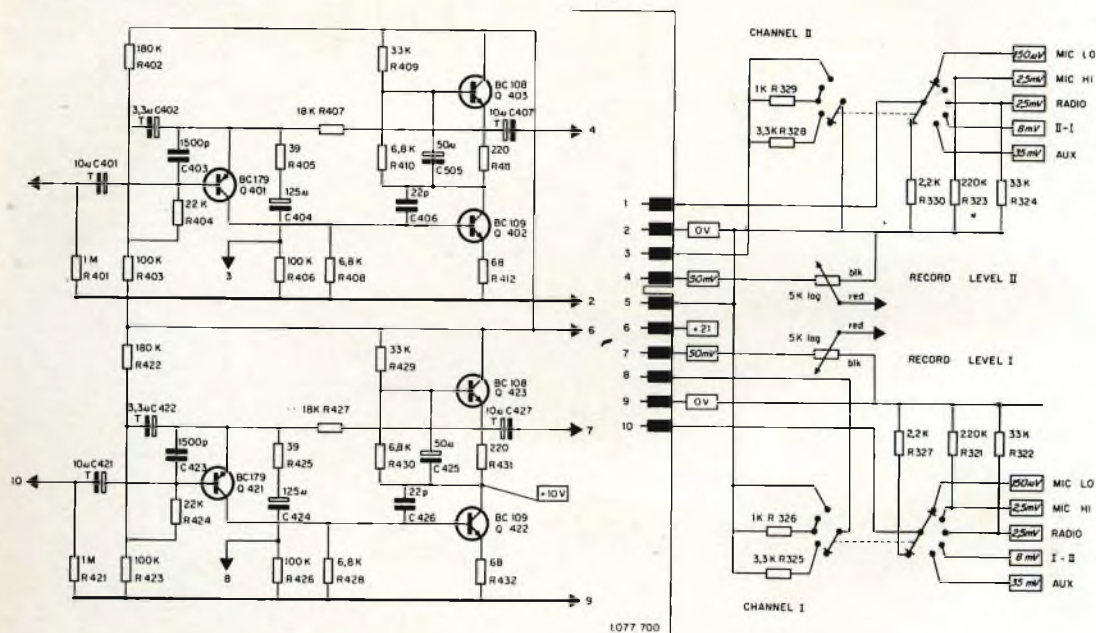


Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore d'ingresso.

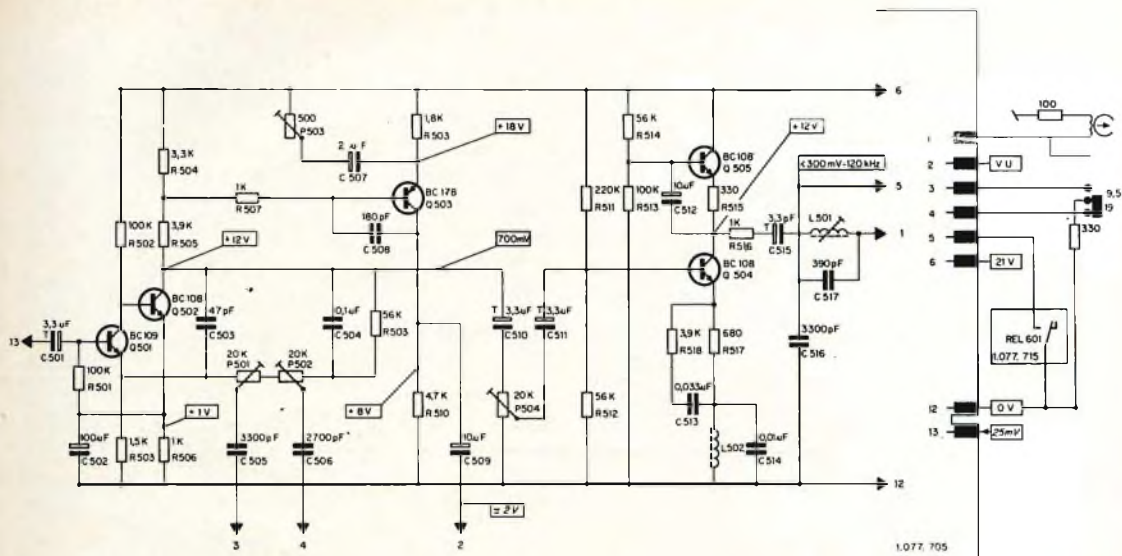


Fig. 6 - Schema elettrico degli amplificatori per la registrazione.

mente per le due velocità di registrazione: P502 serve per quella di 19 cm/s e P501 per quella di 9,5 cm/s.

Tra i preamplificatori di correzione e l'amplificatore di registrazione si trova un circuito per la regolazione dei livelli.

Siccome gli amplificatori di riproduzione dispongono di un controllo di livello, è possibile ottenere un bilanciamento esatto dei livelli stessi sui due canali.

L'amplificatore di registrazione è progettato in maniera tale da evitare rigorosamente un'eventuale sovrarmodulazione.

Per questo Q505 deriva su Q504 la corrente di collettore necessaria alla modulazione. Q505 presenta tuttavia un'impedenza elevata per la tensione a frequenza acustica, in maniera tale che la corrente alternata di uscita è completamente disponibile per la modulazione della testina di registrazione. La riserva di modulazione supera i 15 dB. Un circuito oscillante parallelo, avente una frequenza di risonanza di 38 kHz, disposto nel circuito di emittore dello stadio di sovraincisione (L 502/C514), produce una contro-reazione di corrente utile ad evitare interferenze con la frequenza di cancellazione.

Tra il punto di accoppiamento e la testina di registrazione si trova anche un circuito risonante per le frequenze di pre-magnetizzazione di 120 kHz.

Il punto di accoppiamento è cortocircuitato quando si effettua la riproduzione tramite il relé di registrazione.

Il grado di amplificazione dello stadio del VU-meter (Q503) può essere controllato con P503. Per proteggere gli strumenti di modulazione VU-meters dalle AF (che darebbero errori di indicazione) lo stadio accoppiato in continua con C508 è fornito di un sistema di controreazione per le HF.

Oscillatore (fig. 7)

L'oscillatore, con i suoi potenziometri di regolazione di premagnetizzazione costituisce, sotto forma di pannello smontabile, un'unità separata.

Il montaggio in push-pull scelto per tale circuito garantisce poche armoniche di ordine superiore e conseguentemente un fattore di distorsione sufficientemente basso. La simmetria delle oscillazioni sinusoidali è in tal modo ben conservata e contemporaneamente può essere evita-

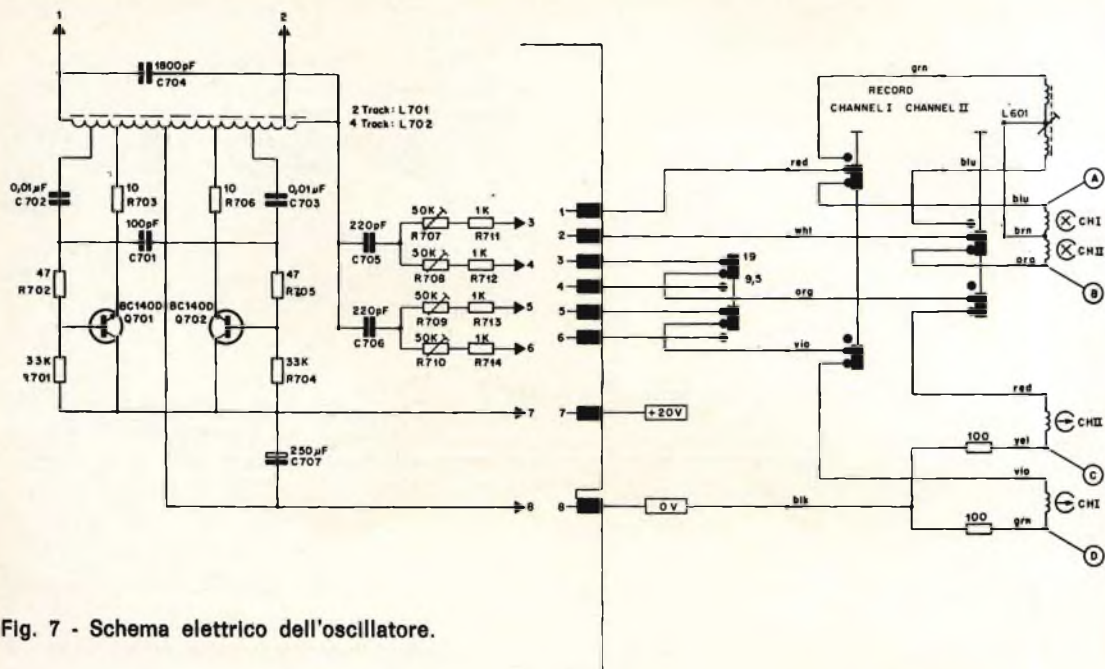


Fig. 7 - Schema elettrico dell'oscillatore.

ta, in modo abbastanza sicuro, la magnetizzazione in continua della testina di registrazione e di quella di cancellazione per effetto di eventuali componenti continue di corrente. La frequenza di oscillazione è di 120 kHz e rispetta rigorosamente le norme d'uso. Il pericolo che si possano formare eventuali interferenze sonore all'atto della registrazione di trasmissioni stereo o di programmi AF-TR è in tal modo scongiurato. Nel funzionamento mono, quando una sola metà della testina di cancellazione è in azione, un carico regolabile (dummy load) sostituisce l'induttanza della testina. (Il carico che serve per tale sostituzione si trova sul pannello sostituibile « Relé di registrazione » (fig. 8) vedi paragrafo seguente).

In tal modo il carico dell'oscillatore resta costante: senza dubbio questo costituisce un elemento positivo sulla stabilità della tensione e della frequenza.

L'accoppiamento della corrente di premagnetizzazione è realizzato in maniera asimmetrica.

La corrente di premagnetizzazione (AF-Bias) può essere regolata separatamente per ogni canale e per ogni velocità

($P707 \div P710$). L'oscillatore è alimentato mediante una tensione stabilizzata che è inserita con un commutatore elettronico speciale.

Relé di registrazione (fig. 8)

Il pannello sostituibile denominato « Relé di registrazione » comporta un relé che è eccitato mediante la pressione simultanea dei pulsanti Play e Rec. Tale pannello comporta inoltre il commutatore elettronico citato prima e la bobina della testina di sostituzione.

Per rendere possibile, senza brusche variazioni, il passaggio dalla riproduzione alla registrazione l'oscillatore deve essere inserito in maniera tale che non si abbiano impulsi.

Per questo, in serie ai contatti di lavoro 2/3, 5/6 del relé di registrazione, si trova il commutatore elettronico con il Q501, che è allacciato « dolcemente » attraverso un elemento R/C. Sullo Stop o durante il funzionamento Play (riproduzione) C602 si scarica (attraverso P602) e la base di Q601 si porta al potenziale zero. Q601 è bloccato. Durante il passaggio alla registrazione, i contatti 2/3, 5/6 si

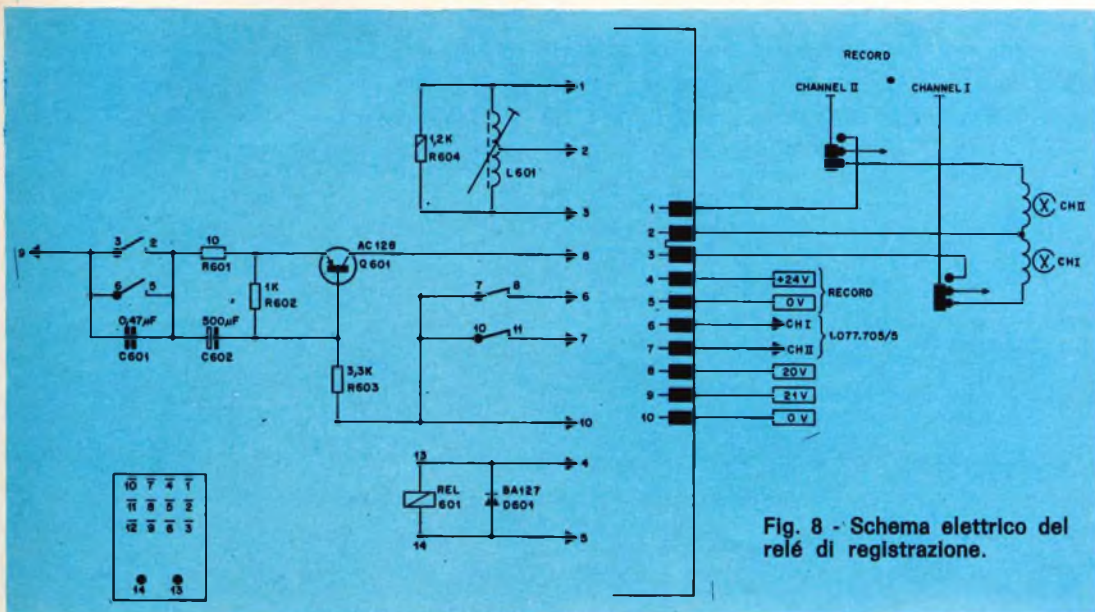


Fig. 8 - Schema elettrico del relé di registrazione.

chiudono e passa una corrente di carica attraverso C602 ed R603. La tensione di base sale poiché, per effetto della carica, sale la tensione ai capi di C602; in tal modo Q601 comincia a condurre fino ad arrivare alla saturazione. La bobina di sostituzione è regolabile onde poter equilibrare gli effetti parassiti dell'induttanza della testina di cancellazione, il che garantisce uno sbalzo minimo sulle condizioni di funzionamento dell'oscillatore, quando si passa dall'inserzione mono a quella stereo.

Amplificatore di riproduzione (fig. 9)

Per ogni canale è previsto un pannello sostituibile, sul quale si ha la disposizione degli amplificatori di riproduzione.

Ogni pannello, in particolare, contiene un preamplificatore di riproduzione ed un amplificatore di linea. Come si può vedere sullo schema a blocchi (fig. 4), tra di essi sono collegati il commutatore per i due canali, il potenziometro di potenza ed il commutatore che mette in funzione il sistema di riproduzione. La testina di

Fig. 9 - Schema elettrico dell'amplificatore di riproduzione.

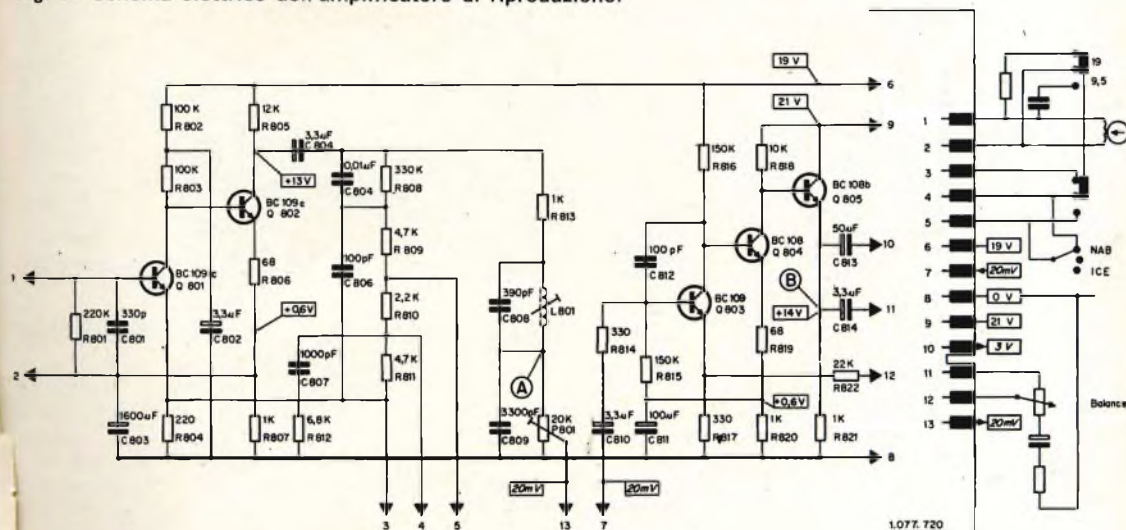
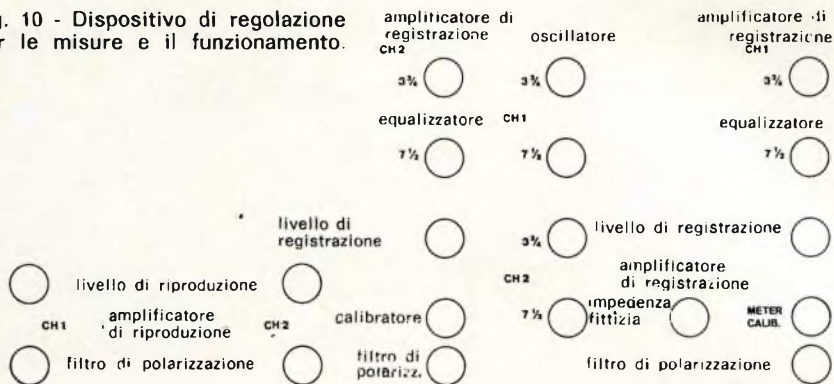


Fig. 10 - Dispositivo di regolazione per le misure e il funzionamento.



riproduzione è accoppiata allo stadio di ingresso Q801. Una contro-reazione in corrente continua porta successivamente il partitore di tensione del secondo stadio accoppiato direttamente, attraverso la testina di riproduzione, fin sulla base di Q801 e mantiene stabile il punto di lavoro.

La corrente che produce la contro-reazione (corrente di base di Q801) è più o meno di $1 \mu\text{A}$, cosicché non si può produrre alcun effetto magnetizzante della testina di riproduzione. I segnali a frequenza acustica sono corto-circuitati tramite C803. Per le frequenze molto basse

(20 Hz), appare tuttavia una contro-reazione, perché in effetti interviene l'azione della resistenza capacitiva.

La correzione della riproduzione può essere ottenuta coi sistemi NAB-IEC (CCIR) commutabili. Il circuito di correzione è disposto nell'elemento di contro-reazione di collettore (Q802/emettitore Q801).

L'elemento R/C: R 808/C804 assicura la correzione dei bassi ($3180 \mu\text{s}$).

La commutazione delle costanti di tempo della riproduzione è ottenuta cortocircuitando le resistenze di un partitore. Per la velocità di 19 cm/s sono corto-circuitata-

Schema: I.077.850

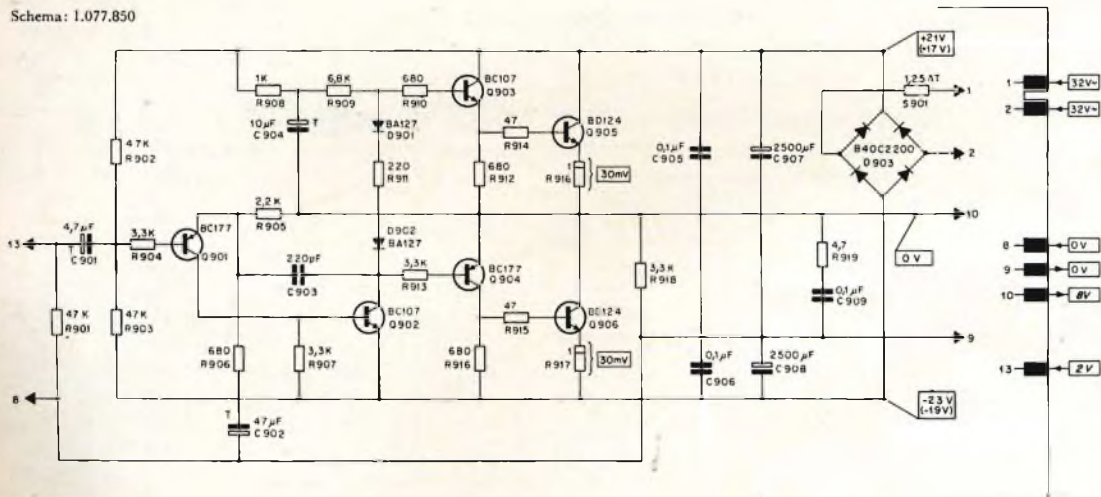
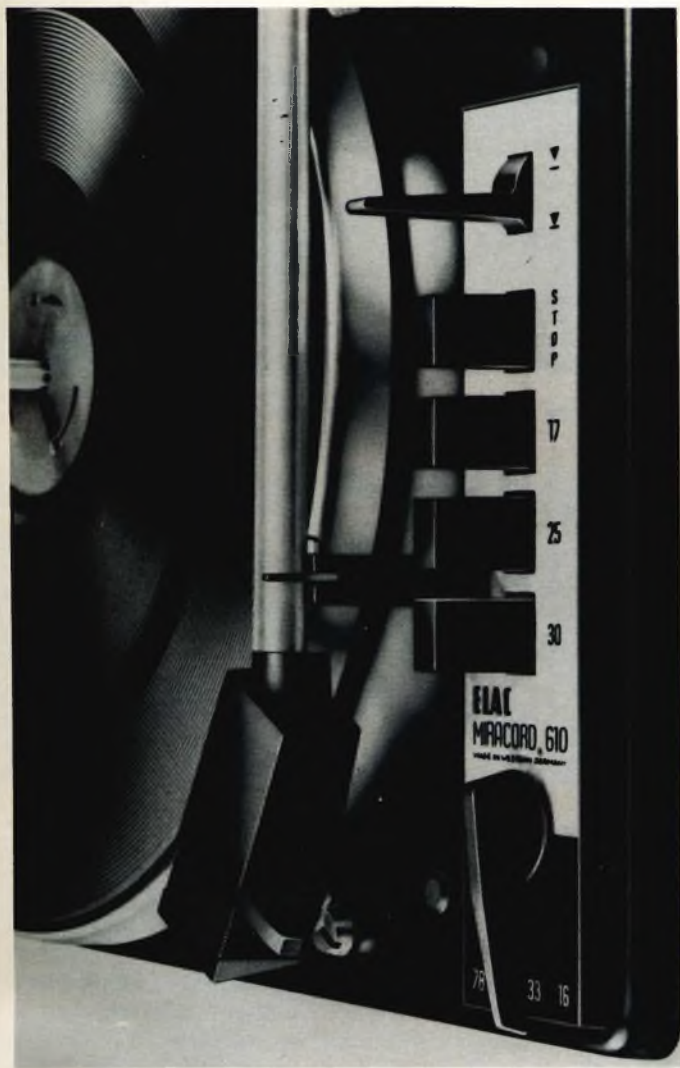


Fig. 11 - Schema elettrico degli amplificatori di uscita.

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.

te: NAB ($50 \mu\text{s}$) 3 + 4 + 5, IEC ($70 \mu\text{s}$) 3 + 4; per la velocità di $9,5 \text{ cm/s}$: NAB/IEC ($90 \mu\text{s}$) 4 + 5.

All'uscita dello stadio d'ingresso si trova un circuito-risonante, a 120 kHz , per la frequenza di pre-magnetizzazione. Questo circuito blocca la tensione ad AF che si sovrappone alla tensione NF, che potrebbe prima di tutto portare a dei risultati

errati all'atto della misura. Tramite l'elemento P801 il livello di riproduzione è regolato sulla tensione di 25 V dei collettori. Questa possibilità di regolazione presenta il vantaggio, oltre all'uguaglianza di livello che si può ottenere all'atto della commutazione dei due canali, di avere anche a disposizione sulle uscite Output un livello definito di modulazione, onde poter avere con un potenziometro il con-

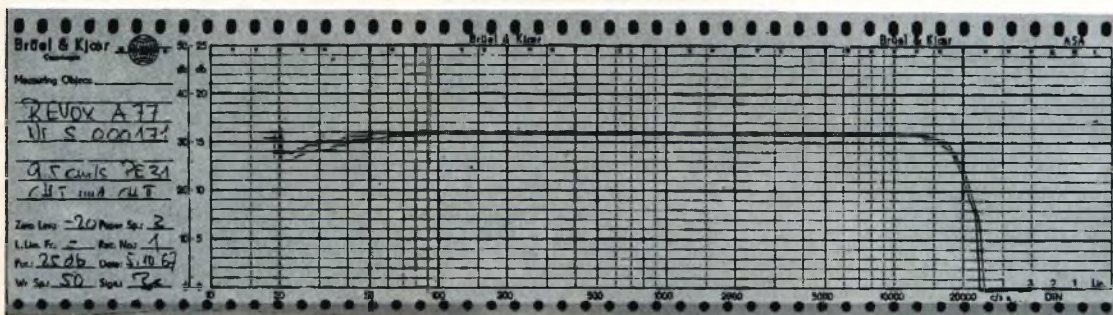


Fig. 12 a - Curva di risposta per la velocità di 19 cm/s .

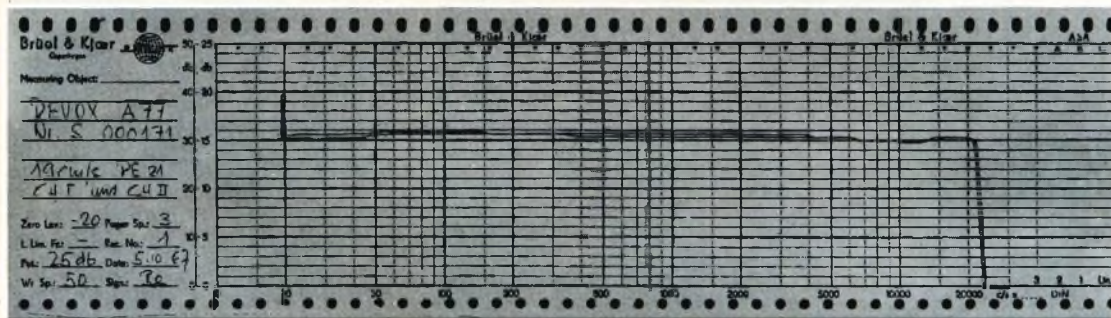


Fig. 12 b - Curva di risposta per la velocità di $9,5 \text{ cm/s}$.

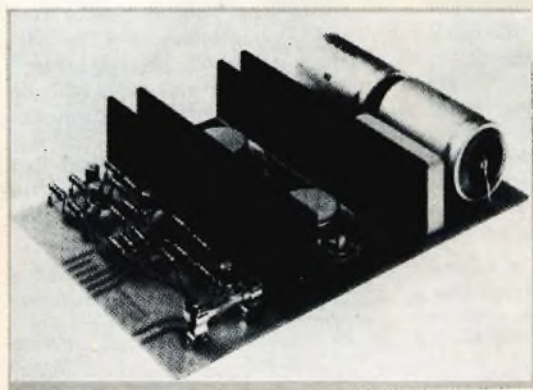


Fig. 13 - Amplificatore finale da 8 W sostituibile.

trollo della potenza di riproduzione. Gli amplificatori di riproduzione, rappresentati separati sullo schema a blocchi, si trovano invece sullo stesso pannello. La tensione di uscita del preamplificatore si dirige sul commutatore dei due canali e sulle posizioni di registrazione del selettore d'ingresso (per le tecniche di eco e di play-back). Il commutatore di selezione dei canali permette la scelta delle funzioni di riproduzione. CH1 comanda i due amplificatori, successivamente dirige il segnale sul regolatore di potenza del canale I, CH 2 lo dirige sul regolatore del canale II.

Nel funzionamento mono, le tensioni di segnale dei due regolatori sono disposte in parallelo. Tale posizione del dispositivo di commutazione è prevista specialmente per la riproduzione in mono di registrazioni stereofoniche. Gli amplificatori sono accoppiati in continua e sono costituiti da tre stadi; essi amplificano il segnale al livello voluto per le uscite Output. Gli amplificatori di uscita sostituibili sono anche comandati da questo stadio.

Una contro-reazione di corrente continua, che proviene dal partitore di tensione dell'emettitore di Q804 e va verso l'elettrodo base di Q803, stabilizza il punto di funzionamento dell'insieme costituito dai tre stadi. Un'altra contro-reazione, che va dall'emettitore di Q805 all'emettitore di Q803, è regolabile e accoppiata all'altro canale, permettendo così un controllo di bilanciamento (Gamma di regolazione 12 dB).

Amplificatori di uscita (fig. 11)

Gli amplificatori di uscita occupano due pannelli sostituibili, uno per ogni canale. I pannelli di tali amplificatori presentano raddrizzatori e circuiti-filtro distinti. Sul trasformatore del circuito selettore si trovano due avvolgimenti per avere 32 V alternati. Gli amplificatori di uscita sono in tal modo ben disaccoppiati e i loro raddrizzatori realizzano un'uscita per l'altoparlante priva di corrente continua, pur mancando i condensatori elettrolitici. I due condensatori di carico C907 e C908 ripartiscono in due metà la tensione di alimentazione. L'intero amplificatore è accoppiato in continua e lavora, secondo il montaggio conosciuto sotto il nome « single ended push-pull », come stadio di uscita. L'altoparlante in pratica si trova, senza essere percorso da corrente continua, nella diagonale di un ponte costituito da Q905 e da Q906 e dai condensatori elettrolitici C907 e C908. Q901 e Q902 funzionano da amplificatori di tensione. Il montaggio in serie D901, R911, D902 serve a mantenere costante di funzionamento a vuoto dei transistori degli stadi di uscita, in funzione della temperatura.

Una forte contro-reazione in continua (100 %), che va dal collettore di Q906 all'emettitore di Q901, mantiene costante

il punto zero dell'uscita dell'altoparlante. L'amplificazione del segnale a frequenza acustica è regolata mediante il partitore di tensione R905 - R906.

Selettore (fig. 14) - particolare A

Il selettore è costituito da un trasformatore a nucleo di ferro laminato, che presenta una bassa percentuale di perdite e che dal primario è commutabile su tutte le tensioni previste dal selettore stesso.

Il cavo di alimentazione del selettore passa nella cassetta attraverso una particolare presa ed i suoi due terminali sono connessi mediante dei microinterruttori. Sul secondario, il trasformatore fornisce le tensioni di alimentazione ai motorini, al comando dei relé, all'oscillatore e agli amplificatori (stabilizzati elettronicamente) e, separatamente, agli amplificatori di uscita. Il livello (21 V) della tensione stabilizzata è controllato con P106.

Il transistor di potenza Q102, montato come resistenza continua, è comandato (nell'inserzione a base comune) da Q101. L'elettrodo base di Q101 è mantenuto ad un livello di tensione di 12 V mediante il diodo Zener D104. La rete di stabilizzazione, i raddrizzatori al silicio ed i collegamenti sono riuniti su un circuito stampato (fig. 14) - particolare B).

Comando del movimento (fig. 14) - particolare D

Il circuito stampato del comando di trascinamento del nastro è costituito da 3 relé per il comando dei motorini di avvolgimento del nastro e dei magneti di frenaggio e di pressione, oltre che dell'interruttore di fine nastro, costituito da un dispositivo foto-elettrico. I cinque pulsanti del pannello anteriore comandano dei contatti realizzati secondo la tecnica dei circuiti stampati e che si distinguono per la loro grande resistenza all'usura. È possibile piazzare in parallelo a questi contatti, altri contatti per un comando a distanza (FG1-FG10).

Il comando è ottenuto con brevi impulsi, visto che le chiusure sono ottenute in maniera autonoma ed elettrica. Perché tali chiusure siano effettuate con il minimo

contatto dei relé, il loro comando è ottenuto attraverso dei diodi. Nel circuito di corrente dei relé si trovano le resistenze R111, R122, R113, progettate in maniera tale che la tensione effettiva sui relé, raggiunga circa i 12 V. Così i relé A e C, per esempio, possono essere corto-circuitati tramite il tasto « riavvolgimento rapido », cioè essi scattano, mentre il relé B simultaneamente va in posizione di riposo.

I contatti automatici a8/12, b6/10, c6/10 chiudono il circuito del selettore, attraverso il contatto Stop e la linea collettore-emettitore del transistor Q112 dell'interruttore di fine-nastro foto-elettrico.

Quando il tasto Stop è schiacciato o il transistor Q112 è bloccato (allorché la foto-resistenza è illuminata) il contatto autonomo è eliminato ed i relé prima attirati sono rilasciati. La tabella I rappresenta le funzioni dei relé e dei magneti comandati dai vari pulsanti.

TABELLA I						
Funzione	A	B	C	Relé di registr.	Magnete di pressione	Magnete di frenaggio
Stop						
Play	x				x	x
→			x			x
←		x				x
Rec	x	x		x	x	x

I contatti dei relé a6/10, a1/5/9, b4/8/12, c1/5/9 mandano le tensioni volute sui dispositivi di movimento: « velocità accelerata avanti e indietro » con frenamento elettrico della bobina di svolgimento del nastro, attraverso la resistenza R125; « Play » con frenamento mediante coppia resistente del motorino sinistro di riavvolgimento del nastro e coppia motrice del motorino destro di avvolgimento.

Quando si impiegano bobine di piccolo diametro, la coppia è abbassata (la tensione passa a 42 V alternati, invece di 55 V alternati). Il commutatore per il trascinamento del nastro è accoppiato al commutatore del selettore e a quello che regola la velocità del nastro. Per ottenere il minimo slittamento, il motorino per lo avvolgimento deve avere, rispetto a quello per lo svolgimento, una coppia motrice più elevata.

Per fare in modo che, quando si parte per la registrazione e la riproduzione, non si abbiano arricciamenti del nastro tra la bobina che si svolge e quella di raccolta, il motore per l'avvolgimento è alimentato per un breve istante, mediante il contatto C 5/9 ed R114, con 105 V.

Per la messa in moto si chiude il contatto a7/11 ed in tal modo circola una corrente di carica attraverso il relé C, il diodo D120, il condensatore C111 e D122.

Con l'aumento della carica sul condensatore C111, la corrente di carica stessa diminuisce ed il relé C si riapre. Il condensatore C111 che si è caricato, comin-

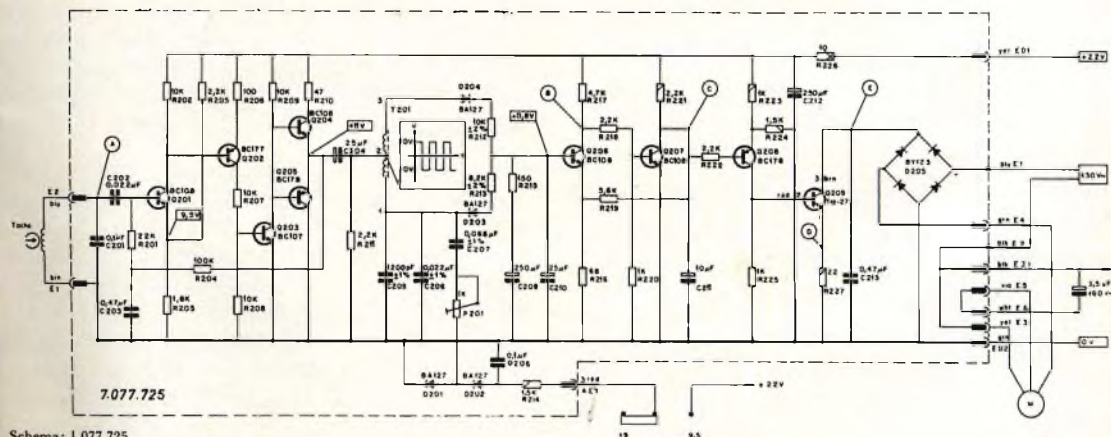


Fig. 15 - Schema elettrico del regolatore elettronico del numero di giri.

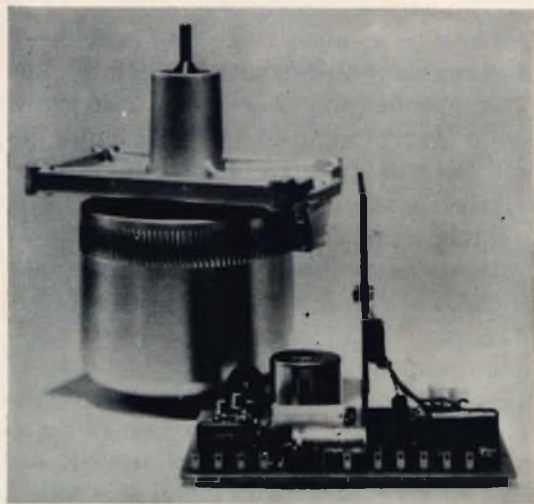


Fig. 16 - Motore regolato elettricamente con dispositivo di regolazione.

cia a scaricarsi attraverso il diodo 121 ed R114, cosicché il contatto a7/11 si apre di nuovo (Stop).

L'interruttore foto-elettrico di fine nastro è disposto in serie, come è stato detto prima, con il tasto Stop e interrompe a richiesta i contatti dei relé. Il circuito bistabile conosciuto con il nome di Trigger di Schmitt è comandato mediante la fotoresistenza R151.

Se la fotoresistenza non è illuminata, essa assume un valore elevato, la base di Q111 su cui è inserita la resistenza R118 è al potenziale zero e Q111 è bloccato. Se la fotoresistenza R151 è illuminata, essa diviene di valore estremamen-

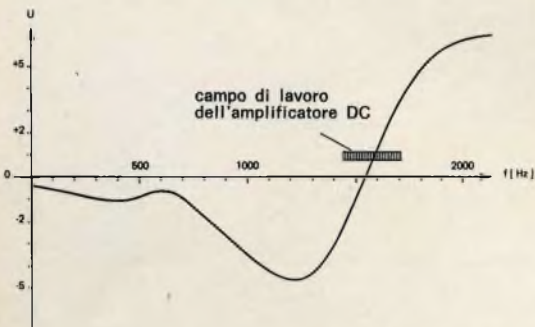


Fig. 17 - Curva della tensione del discriminatore in funzione della frequenza.

te basso, la tensione di base diventa positiva e Q111 comincia a condurre. La tensione del collettore di Q111 si abbassa e fa bloccare Q112. È questo un processo che è accelerato (mediante la resistenza R119 che introduce una contro-reazione) in maniera tale che, malgrado la lenta variazione della tensione su R151, in definitiva si ha una commutazione a comportamento impulsivo.

Regolazione elettronica del numero di giri (fig. 15 e 16)

Il dispositivo di trascinamento del nastro, con regolazione elettronica, del REVOX A 77 impiega un procedimento che era finora sconosciuto nella tecnica della registrazione. Il numero di giri del motore è controllato elettronicamente e regolato in maniera continua. L'elemento che produce il trascinamento è un motorino robusto e semplice, il cui rotore omogeneo causa minime variazioni brusche di coppia. La misura del numero di giri è fatta sul rotore mediante un dispositivo dentato, fresato con una precisione estrema (120 denti); tale dentatura è esplorata indubbiamente con una testina sonora speciale; il numero di giri è così « trasformato » in una frequenza proporzionale, che è misurata con l'impiego di un circuito elettrico. Gli eventuali scarti dalle frequenze nominali, 1600 Hz per la velocità di 19 cm/s e 800 Hz per la velocità di 9,5 cm/s, servono per variare opportunamente la tensione di alimentazione del motore.

Il montaggio di questo dispositivo di regolazione elettronica è costituito da un amplificatore del segnale tachimetrico (da Q201 a 205), da un discriminatore e da un amplificatore in continua con stadio finale di potenza (da Q206 a 209).

L'amplificatore del segnale tachimetrico amplifica, simmetrizza e squadra il segnale alla frequenza di esplorazione, in maniera tale che al discriminatore arrivino degli impulsi rettangolari. Una contro-reazione in continua stabilizza i punti di lavoro degli stadi di amplificazione. Il discriminatore è costituito da un circuito LC oscillante di tipo serie, molto stabile.

Una curva di risposta perfetta dell'amplificatore di regolazione è una condizione

essenziale perché sia assicurato uno scarto minimo di velocità dello 0,2 %.

La frequenza di risonanza del discriminatore può essere commutata da 1600 Hz a 800 Hz mediante l'aggiunta di una capacità C207. Per questo il diodo D201 è polarizzato direttamente, il che non richiede per il comando che un contatto a debole corrente. L'elemento in serie P201 permette di avere una regolazione fine della frequenza di risonanza. Le variazioni più grosse sono ottenute con l'induttanza del circuito. Per il discriminatore completo, la curva della tensione è funzione della frequenza, come mostra la figura 17. Il tipo di funzionamento dell'amplificatore in continua, è indicato per facilitarne la comprensione.

Il discriminatore è stabilizzato rispetto alla temperatura, come tutto il circuito elettronico.

La fig. 10 mostra le curve tipiche del sistema completo, ricavate con il motore funzionante in un contenitore opportunamente adattato termicamente. Il segnale uscente dal discriminatore è filtrato dai condensatori C210 e C211, che eliminano le componenti alternate alla frequenza tachimetrica. L'elemento formato da R215 e C209 serve per la correzione di fase del circuito di regolazione e migliora la stabilità. L'amplificatore in continua (Q206, Q207), il cui campo di lavoro è indicato nelle caratteristiche del discriminatore, presenta un'amplificazione di 40 dB e porta il segnale ad un valore opportuno per l'amplificatore di potenza Q209. Lo stadio invertitore di fase Q208 ha una bassa amplificazione. Lo stadio di potenza (Q209) è fornito di un transistor che, quando è bloccato, arresta le tensioni di punta di 200 V che si producono e può anche, quando conduce, derivare verso il dispositivo di raffreddamento la potenza di perdita.

La dissipazione del motore a 50 Hz è di circa 13 W durante la fase di accelerazione e di $8 \div 10$ W durante il funzionamento vero e proprio, cioè durante il trasporto del nastro; il transistor ne dissipa circa la metà. L'elemento di regolazione consiste in un raddrizzatore a ponte D205, la cui diagonale è più o meno caricata dal transistor di potenza. Il transistor si comporta così come un elemento di comando di corrente.

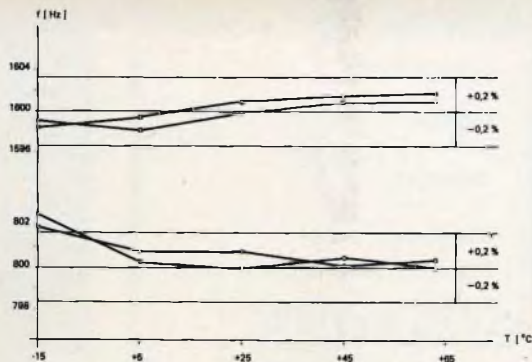


Fig. 18 - Temperature critiche misurate con il motore in funzione (in un contenitore termicamente adattato).

Ecco alcune caratteristiche interessanti del sistema:

1 - La pendenza della risposta del discriminatore, combinata con il fattore di amplificazione dell'amplificatore, produce una variazione della tensione del motore da 0 V ad un valore massimo di 120 V alternati, per uno scarto di frequenza di 3 Hz sul segnale tachimetrico a 1600 Hz. Ciò significa che, per uno scarto percentuale del $\pm 0,1$ %, il motore riceve o niente o tutta la tensione.

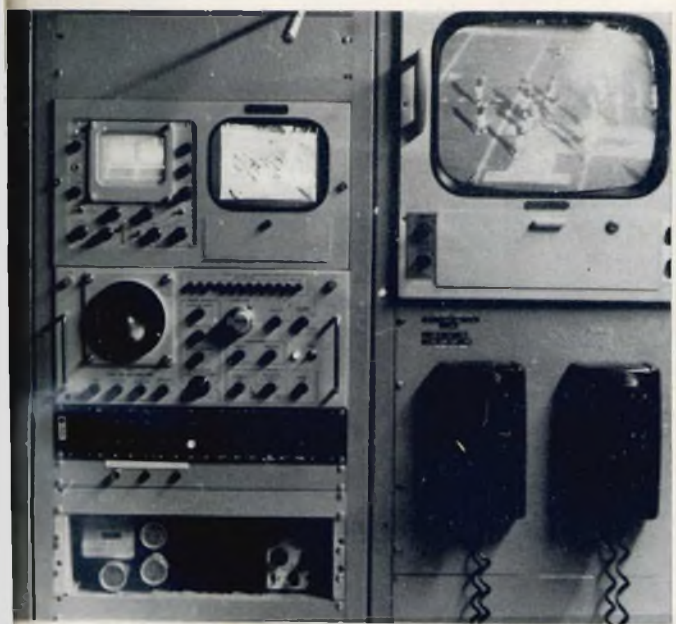
2 - Variazioni di tensione della rete del ± 20 % hanno l'effetto di modificare il numero di giri nell'ordine del $\pm 0,04$ %.

3 - Variazioni della tensione di utilizzazione di 2,1 V del ± 10 % producono una variazione del numero di giri del $\pm 0,1$ % (La tensione di utilizzazione è inoltre stabilizzata).

4 - Una variazione della tensione di alimentazione da 50 Hz a 60 Hz produce una variazione del numero di giri inferiore allo 0,05 %.

Come indica il punto 4, l'utilizzazione può aver luogo senza il bisogno di alcuna commutazione sulle reti a frequenze tra 50 e 60 Hz. Il nuovo motore è più leggero dei motori sincroni esistenti attualmente, perché esso non ha né un volano speciale né un accoppiamento lasco. L'asse del motore è accoppiato direttamente sul rotore e può essere così facilmente sostituito. Il numero di giri relativamente basso del motore stesso (400 e 800 giri/min) permette l'utilizzazione di un asse a grande diametro per il trasporto del nastro.

Trascinamento:	Tre motori, motore a servo-comando elettronico, commutazione elettronica delle velocità	
Velocità:	19 cm/s } 9,5 cm/s }	$\pm 0,2\%$
Variazioni:	$\leq \pm 0,08\%$ a 19 cm/s $\leq \pm 0,1\%$ a 9,5 cm/s	
Slittamento:	$\leq 0,2\%$	
Diametro delle bobine:	fino a 26,5 cm (10 1/2")	
Posizione di utilizzazione:	orizzontale o verticale	
Amplificatori:	completamente a transistori planari al silicio, su circuiti stampati sostituibili	
Risposta di frequenza:	30 Hz ÷ 20 kHz + 2/-3 dB } 50 Hz ÷ 15 kHz $\pm 1,5$ dB } 30 Hz ÷ 16 kHz + 2/-3 dB } 50 Hz ÷ 10 kHz $\pm 1,5$ dB }	per 19 cm/s per 9,5 cm/s
Distorsione armonica (livello massimo di registrazione 1 kHz):	$\leq 2\%$ a 19 cm/s $\leq 3\%$ a 9,5 cm/s	
Correzioni:	registrazione: NAB - Riproduzione: NAB o IEC, commutabili	
Rumore di fondo sulla banda (filtro CCIF):	≥ 58 dB a 19 cm/s ≥ 56 dB a 9,5 cm/s	
Attenuazione della diafonia (a 1 kHz):	mono ≥ 60 dB, stereo ≥ 45 dB	
Frequenza dell'oscillatore:	120 kHz, oscillatore a contro-reazione	
Entrate Cinch/Jack microfono commutabile Low/Hi per canale:	Low 50 - 600 Ω 0,15 mV Hi fino a 100 k Ω 2 mV	
5 poli:	radio	2 mV/33 k Ω
DIN		
CINCH	ausiliaria	40 mV/1 M Ω
Uscite per canale:		
CINCH	uscita max	2,5 V/Ri 600 Ω
5 poli	radio max	1,2 V/Ri 2,5 k Ω
DIN		
JACK	cuffie	200 ÷ 600 Ω
Telecomando:	tramite impulsi per ogni funzione	
Amplificatori finali:	sostituibili, facoltativi	
Potenza di uscita: (a 8 Ω , distorsione $\leq 0,1\%$):	potenza sonora 20 W (per canale 10 W) potenza sinusoidale 16 W (per canale 8 W)	
Impedenza di uscita:	4 ÷ 16 Ω	
Altoparlanti incorporati (esecuzione in valigia):	2 altoparlanti per canale (inseriti automaticamente, all'atto dell'utilizzazione delle uscite, altoparlanti DIN)	
Transistor e componenti:	54 transistori, 32 diodi, 4 raddrizzatori al silicio, 1 cellula fotoelettrica, 4 relé	
Blocco di alimentazione:	stabilizzato elettronicamente	
Tensione di rete:	110, 130, 150, 220, 240, 250 V - 50-60 Hz	
Dissipazione:	senza amplificatore finale 70 W con amplificatore c.a. 70 ÷ 100 W (120 W)	
Fusibili:	220-250 V alternati - 0,5 A 110-150 V alternati - 1,0 A	
Peso:	circa 15 kg	



**SERVIZIO
SPECIALE**

**SELEZIONE
DI TECNICA
RADIO-TV
NEGLI
STUDI
CENTRALI
DELLA**

abc TV

di New York

di Serafini Domenico,
foto di Adrian F. Manocchia



Col fotografo siamo entrati negli studi centrali di una delle tre giganti delle telecomunicazioni statunitensi: l'American Broadcasting Company, (ABC).

Gli studi tecnici, naturalmente, si trovano in New York Manhattan, alla 66° strada all'incrocio con Broadway.

L'edificio è molto vecchio, originariamente apparteneva ad una nobile famiglia, molte delle stanze che oggi ospitano apparati elettronici di ultimissima concezione, una volta erano adibite a stalle o a circoli di ricreazione.

Gli uffici, invece, sono leggermente più ad ovest, in un grattacielo situato alla 5ª avenue, all'incrocio con la 54ª strada.

Questo, dopo l'Empire State Building, è il più grosso edificio in New York.

Nell'area di New York l'ABC trasmette con una energia pari a 15.000 kW, un secondo trasmettitore di 5 kW entra automaticamente in funzione nel caso si guastasse l'impianto principale.

Le trasmissioni, durano ininterrottamente 24 ore al giorno e sono per il 90% in colore, la pubblicità è ridotta a 12 break, di 60 secondi ciascuno e vengono trasmessi ogni ora.

Tutte le apparecchiature elettroniche sono secondo i requisiti della ultima tecno-



logia, tutti i circuiti di ogni singolo apparecchio sono integrati.

Le camere da ripresa impiegate sono della Norelco, alcune con tubi vidicon ed altre con i plumbicon.

Nel mezzo del palazzo, come una mascotte, vi è un vecchio studio, il TV9, conta ormai 25 anni, fu parte di un progetto temporaneo, anzi seguita ad essere temporaneo, ma non si ha i cosiddetti « nerve » per soppiantarlo in quanto seguita a lavorare e molte volte è chiamato a sostituire addirittura le modernissime apparecchiature.

Nelle foto pubblicate vi sono illustrate parte delle apparecchiature di alcuni studi.



Circa 5.000 computer (di cui oltre 3.500 di fabbricazione giapponese) sono attualmente in uso nelle maggiori città del Giappone, che viene subito dopo gli USA (oltre 48.600 unità) e la Germania Federale (oltre 5.000) nell'utilizzazione di questi preziosi strumenti della vita e dell'economia moderna.

E' quindi naturale che abbia avuto particolare impulso la tecnologia del « software », alla quale si dedicano una ventina di compagnie nipponiche. Fra le tecniche di più recente sviluppo si devono ricordare un nuovissimo sistema di time-sharing, il « Mode 4 operation system » della Nihon Electric Co. per l'elaborazione automatica e continua di 20 programmi in una volta. I computer partecipano pure attivamente alla previsione del tempo, elaborando nella sede centrale dell'Istituto meteorologico di Tokyo i dati forniti dagli osservatori anche statunitensi, indiani e australiani, selezionandoli, comparandoli, valutandoli, e infine trasmettendo l'elaborato alle diverse sedi (in questo caso, gli apparecchi sono prodotti dalla Tokyo Shibaura Electric Co.).

Città del Capo. Il Sudafrica è uno dei pochi paesi economicamente e tecnologicamente sviluppati del mondo che non abbia ancora la televisione. Oggi, però, sembra proprio che le autorità governative abbiano deciso di affrontare il problema ed infatti è stata formata una commissione di studio per esaminare le possibilità di un servizio televisivo nel paese. La notizia è stata data dal Ministro delle Poste e Telegrafi che, nel comunicare che la presidenza della commissione è stata affidata al Presidente della Radio Sudafricana, ha aggiunto che per il momento il Governo non si impegna ufficialmente a realizzare il servizio TV e che quindi eventuali investimenti di capitali privati effettuati in vista di un tale evento, avverrebbero a rischio e pericolo delle singole aziende.

Quaderni di Applicazione **ELCOMA** sui **CIRCUITI INTEGRATI**

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisca le prestazioni ottimali.

A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione dei loro funzionamento. La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi.

Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici del C.I.



Circuiti Integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia • Componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - GENERALITÀ SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL • Campi di impiego e tipi • Caratteristiche elettriche della porta TTL • Logica TTL • Caratteristiche generali delle porte della serie FJ • La funzione OR di collettore • La funzione NOR • La funzione AND-OR-NOT • Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee • I flip-flop della serie FJ
- 4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEGUENTI
Introduzione • Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati • Problemi logici • Problemi elettrici
- 5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti • Margine di rumore • Immunità al rumore (noise immunity)
- 6 - QUALITÀ E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati
- 7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio • Codici • Algebra di Boole • Reti logiche combinatorie • Reti sequenziali
- 8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni • Convertitori di codice • Complementatori • Rivelatori di errore • Parity check (controllo di parità) • Sommatore • Contatori • Shift register • Generatori di codici concatenati • Elementi di memoria (stabilizzatori di informazioni) • Generatori e formatori d'onda • Discriminatore di livello • Circuiti di ingresso e di uscita
- 9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi • Criteri di progetti di circuiti integrati complessi • Elementi complessi • Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi • Conclusioni



Circuiti Integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 96 Prezzo L. 600

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - GENERALITÀ SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi • Logiche DTL • Caratteristiche generali delle porte della serie FC • La funzione OR di collettore • Porta per pilotaggio con uscita di potenza • I flip-flop della serie FC • Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FGL 101 • Il multivibratore monostabile tipo FCK 101
- 4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio • Codici • Algebra di Boole • Reti logiche combinatorie • Reti sequenziali
- 5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni • Convertitori di codice • Complementatori • Sommatore • Contatori • Shift Registers • Generatori e formatori d'onda • Circuiti di ingresso e di uscita



Circuiti Integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi e E. Salvio) - pag. 72 Prezzo L. 600

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa • Stadi accoppiati in continua • Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi • L'amplificatore differenziale
- 4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B.F.
OM 200 • TAA 103 • TAA 263 • TAA 293 • il TAA 310 • il TAA 320 • il TAA 300 • il TAA 350 • il TAA 380 • il TAD 100
- 5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B.F.
Amplificatore di B.F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 • Amplificatori di B.F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 • Amplificatore di B.F. da 4 W / 18 V con TAA 320 • Amplificatore di B.F. da 1 W / 9 V con TAA 300 • Amplificatore per registratore con TAA 310
- 6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radiorecettore per onde medie - onde lunghe con TAD 100
- 7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla
« Biblioteca Tecnica Philips » - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

“VU - METER”

VOLTMETRO ELETTRONICO PER MISURE IN AUDIOFREQUENZA

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Questo strumento, dalle caratteristiche non « sperimentali » ma professionali, interessa in particolare chi si dedica alla elaborazione di circuiti ed al loro studio. In pratica si tratta di un voltmetro funzionante in alternata, preciso, ed a larga banda.

In questo articolo descriveremo uno strumento... « abbastanza sofisticato » che può essere molto utile a chi si dedica allo studio dei circuiti amplificatori audio.

In pratica il nostro è un voltmetro elettronico, ma non si tratta di un esempio banale di questo genere di strumento perché è fortemente... « specializzato » rinunciando ad ogni prestazione che non sia la misura delle tensioni alternate per effettuare quest'ultima con una precisione migliore.

Il nostro campione sperimentale ha una portata fissa a fondo scala di 5 Veff; ciò, perché è destinato a misure prestabili-

te. Come vedremo in seguito, l'aggiunta di un semplice partitore resistivo può variare « l'imput » accettato da 50 mV a 500V, se lo si vuole. Le prestazioni generali dello strumento sono analoghe a quelle dei paralleli esemplari del commercio: la banda passante rientra in un solo dB tra 25 Hz e 50.000 Hz, la precisione è praticamente limitata dal solo indicatore. Se esso è di « classe 1 » la si può valutare attorno all'1% a fondo scala.

L'alimentatore del complesso è molto curato, prevedendo uno stabilizzatore elettronico: il voltmetro è quindi pressoché indenne dalle variazioni tipiche della rete-luce nelle zone industriali. La stabilità termica è molto buona dopo 5 minuti di funzionamento. Questo ritardo dipende ovviamente dall'uso di tubi elettronici. Qualcuno dirà che è assurdo oggi progettare uno strumento a valvole.

In effetti « oggi » lo può essere; questo strumento però ha tre anni di vita, e tre anni addietro, come ciascuno rammenterà, i « FET » erano ancora merce preziosa ed introvabile. I transistori convenzionali furono allora scartati perché in questo impiego causavano eccessive complicazioni circuitali e problemi di sta-

bilità. A 36 mesi dalla realizzazione, il prototipo, per altro non ha mai dato luogo a soverchi fastidi pur essendo stato impiegato pressoché di continuo. L'unico « fault » è venuto da un tubo OB2 « satellante », ovvero instabile nell'innesco. Anche dopo un collaudo tanto lungo, considerando il costo dell'insieme e l'attendibilità, si può certamente dire che il complesso deve essere considerato « attuale ».

Siamo anzi sicuri che più di un lettore vorrà costruirlo.

Ma vediamo direttamente lo schema. Per realizzare un voltmetro elettronico, funzionante in c.a., vi sono due possibili forme di disposizione, indipendentemente dall'impiego di tubi o transistori. Il primo tipo è detto « **rettificatore + amplificatore** » ed è più che altro usato per misuratori di campo RF/VHF-UHF. Esso consiste in uno o più diodi rivelatori, seguiti da un amplificatore c.c. In questi casi, l'amplificatore di misura può essere transistorizzato con vantaggio, purché si preveda un efficace sistema di controreazione atta a mantener stabile il punto di la-

voro. Per altro, l'intera disposizione ha il difetto di richiedere alcune centinaia di mV all'ingresso per una segnalazione lineare. Ciò dipende dalla caratteristica dei diodi semiconduttori, ed il solo fatto di rendere sensibile l'assieme ad una tensione di « almeno » 0,5V esclude l'impiego in audio, almeno per ciò che è ricerca.

Il secondo sistema è detto « **amplificatore + rivelatore** » ed è certo più adatto a qualunque misura che esuli dalle onde corte o VHF. Esso prevede l'amplificatore **prima** del rivelatore. Se è ben progettato, sia usando i tubi che i transistor, con tale disposizione si può facilmente raggiungere una sensibilità di 1mV fondo scala per l'indicatore ove risulti necessario.

Taluni strumenti della Pye, della Weston, della Ribet-Desjardin e della Hewlett-Packard, realizzati come detto, arrivano a dei valori « f.s. » di 0,01 mV; evidentemente si tratta di complessi molto speciali, per misure altrettanto speciali.

Il nostro voltmetro non è previsto per ricerche biologiche ed elettrochimiche.

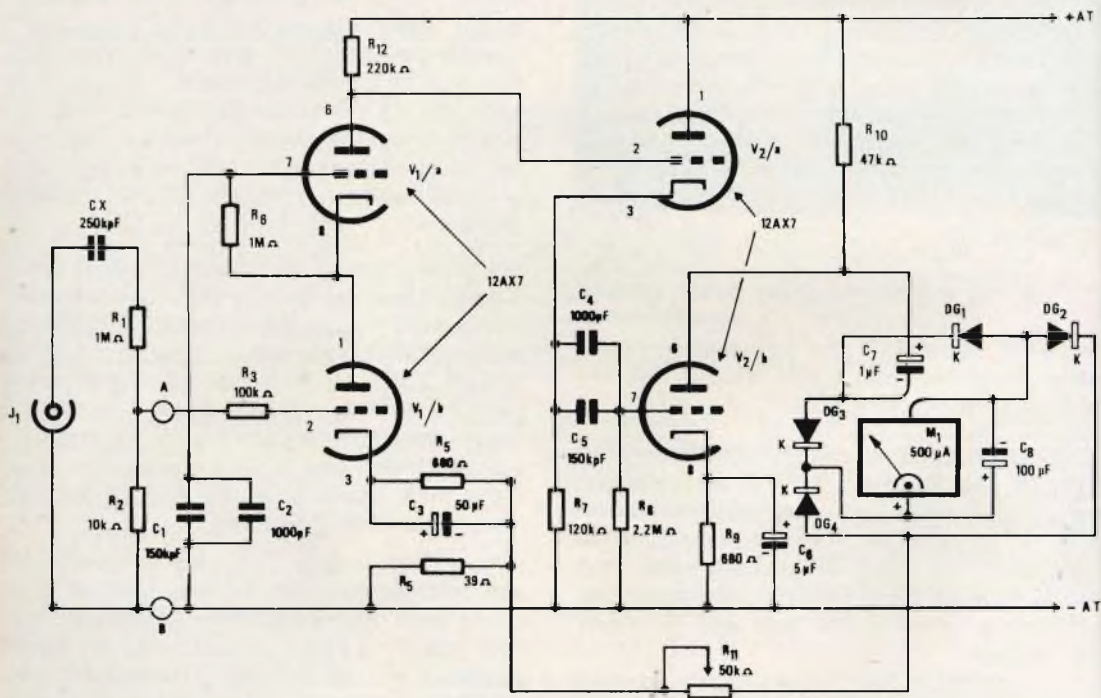


Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico. Nel primo stadio del medesimo si configura il « cascode ».

quindi non è così sensibile, pur avendo una disposizione generale analoga a quella degli indicatori rammentati.

Vi sono infatti due « sottoclassi » di voltmetri in c.a. Esse sono il modello detto dagli americani « cascaded » ed il modello « cascode ».

Il « cascaded » oggi non è più in uso, salvo casi molto particolari, ed impiega nell'amplificatore più stadi successivi, appunto posti « in cascata ». Agli albori della tecnica di questi strumenti, il « cascaded » imperava perché non si era trovato un sistema migliore; però questa disposizione pur dando un alto guadagno riduceva fatalmente la banda passante a causa dell'effetto Miller, cioè dell'incremento effettivo della capacità grigliacatodo nei tubi elettronici, dovuto alla carica indotta elettrostaticamente sulla griglia dall'anodo tramite la capacità parassita anodo-griglia. Comunque non solo l'effetto Miller si opponeva ad una buona risposta: altri fattori noti a tutti i progettisti limitavano la banda anche negli esemplari più sofisticati del classico circuito. Per questa ragione, il « cascaded » è stato pian piano lasciato da parte da tutti i designers, ultimi, ci pare, quelli della « Ericsson », che ancora negli anni '50 produceva voltmetri c.a. con amplificatori in cascata.

Oriernamente, tutti i voltmetri c.a. che fanno uso di tubi elettronici impiegano il « cascode »; quel circuito reso noto dalle applicazioni TV che utilizza i tubi posti « in serie » nei confronti dell'alimentazione. Il « cascode » dà un guadagno molto ampio, e soprattutto consente di ottenere una banda passante estremamente elevata. Altri circuiti posseggono una simile larghezza di banda per un guadagno dato, ma producono un rumore più importante, non accettabile, in uno strumento, per cui sono stati da noi ignorati.

Nel nostro caso (figura 1) il « cascode » si configura nel primo stadio, precisamente nelle V1/a-V1/b. Il carico della coppia è la R12. Le R1-R2 servono come divisore di tensione all'ingresso, ed i valori sono calcolati per una tensione di 5V massimi presenti al « j1 ». Vedremo poi, per inciso, come elaborare questi valori per altre tensioni o « portate » che dir si

voglia. Il « CX » serve come blocco per la c.c. eventualmente posta nel punto di misura. Il CX può avere un valore minimo di 0,25 μ F o anche maggiore. Sarebbe anzi meglio maggiorarlo (avendo così un vantaggio nella banda passante) se si potesse essere certi che condensatori più ampi non possedessero un fattore di potenza qualsiasi, o comunque inapprezzabile. Il che, si manifesta raramente per elementi di serie (anche di gran marca) dalla capacità superiore a 0,5 μ F. Veda il lettore la convenienza relativa, specialmente sotto il profilo della eventuale possibilità di prova di correnti « perse » dai campioni di condensatori disponibili. Passiamo oltre. La coppia « V1/a » - « V1/b » è polarizzata da R4-R5, il C3 forma il disaccoppiatore convenzionale. Il potenziometro R11 funge da elemento di controreazione e limita o esalta il guadagno complessivo, come poi vedremo. Il segnale audio amplificato da V1/a-V1/b, è direttamente trasferito alla V2/a che funge da ripetitore di catodo, al fine di adattare nel miglior modo l'impedenza del preamplificatore cascode e del circuito di misura. In tal modo, si evita di caricare la

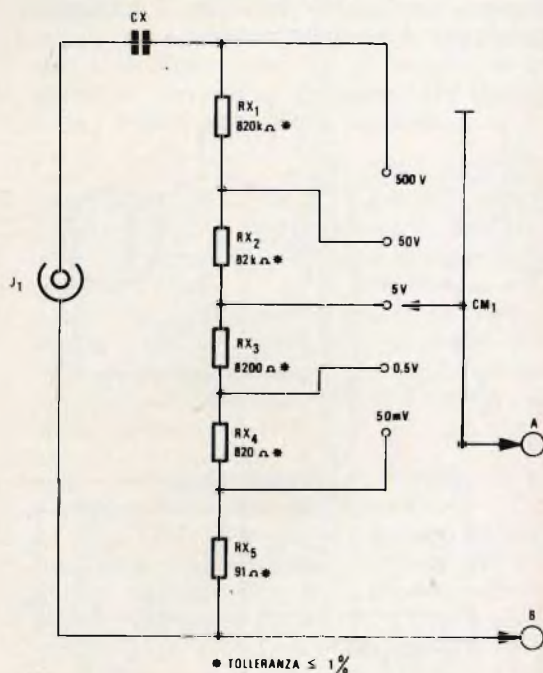


Fig. 2 - Modifica da apportare allo strumento per renderlo del tipo « multiscala ».

V1/b, e di conseguenza si ottiene un responso molto buono alle frequenze più alte.

Al tempo, l'aggiustamento della fase consente di attuare la « controeazione totale » realizzata via R11. La V2/b è un semplice amplificatore a medio guadagno ed elevata linearità. Dall'anodo di questo, il condensatore C7 trasferisce l'audio amplificato al ponte « DG1-DG2-DG3-DG4 » che alimenta l'indicatore. Il C8, posto in parallelo ad M1, smorza l'indice del micro-amperometro impedendo che esso si rompa battendo a fondo scala durante la carica dei condensatori, ed evitando del pari, che « ronzi ».

E' interessante, infine, vedere attentamente C6. Questo condensatore ha un valore modesto: 5 μ F. Questa entità non è casuale, ma studiata: serve per « linearizzare » lo stadio della V2/b. Se la frequenza che si presenta alla griglia del triodo aumenta, la reattanza del condensatore cala incrementando il guadagno; il che serve a compensare la risposta del complesso che tende a calare sulle frequenze che salgono oltre 15.000 Hz. Il « goal », nel nostro caso, è infatti avere sempre, per quanto possibile, il medesimo guadagno alle varie frequenze.

Finiremo la descrizione della parte « operativa » dicendo che R11, venendo dal circuito di misura al catodo della V1/b situa il guadagno totale ed aggiusta la banda passante. Vi è infatti tutta una vasta possibilità di aggiustamenti che va dal funzionamento lineare al quadratico, dalla banda stretta ad alto guadagno, alla banda larga con una semplificazione più ridotta.

Onde ottenere un guadagno accuratamente prefisso alle varie frequenze, indipendentemente dalle forme d'onda e da varie condizioni di misura può essere utile regolare sperimentalmente anche la R5.

Sostituendo ad essa un potenziometro a filo da 50 Ω in sede di taratura e con una tensione-campione disponibile su varie frequenze si può veramente giungere ad un **accuratissimo** fondo scala.

Avevamo detto prima che questo strumento poteva essere reso... « multiscala » con una semplice modifica. Tale modifica appare nella figura 2. Si tratta di un semplice partitore-divisore di tensione, in cui le « scale » sono scelte dal CM1. Le resistenze Rx1, Rx2, Rx3, Rx4, Rx5 devono essere tutte da 1/2 W ma all'un per cento di tolleranza, meglio se minore. Il com-

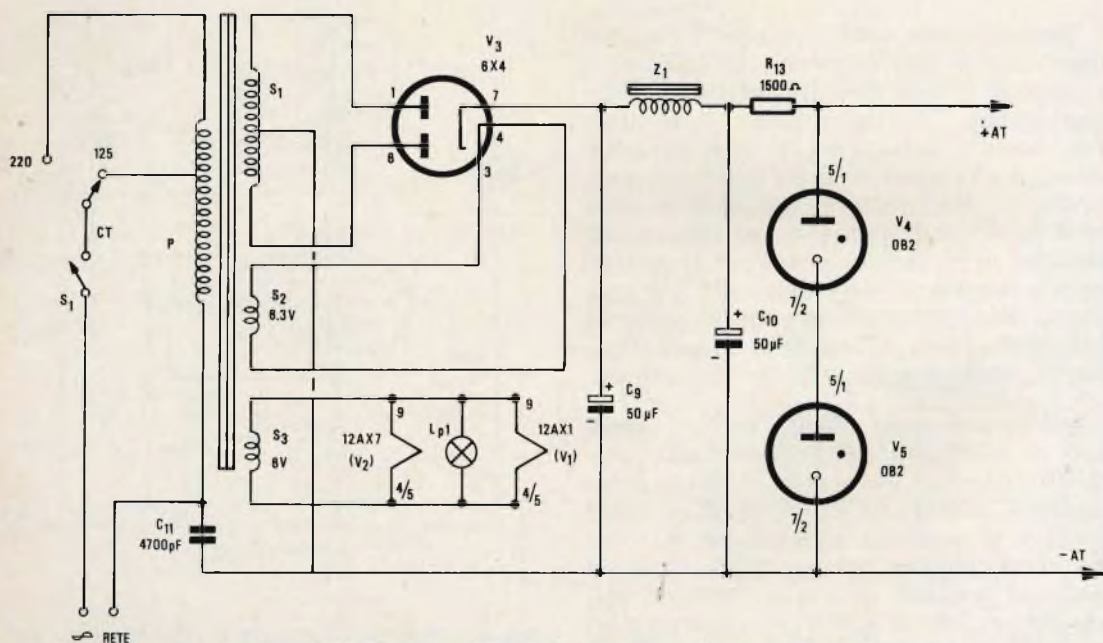
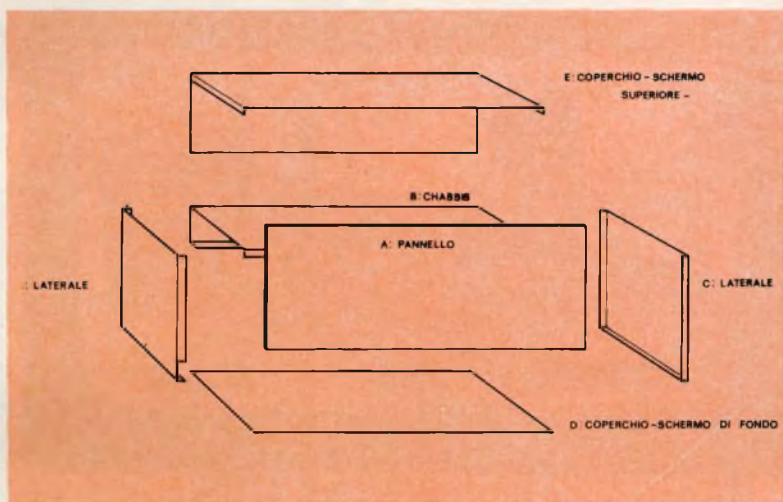


Fig. 3 - Circuito del modulo di servizio. Questo assieme è tipo tradizionale

Fig. 4 - Parti che compongono lo chassis del voltmetro.



mutatore dovrebbe essere di qualità molto elevata: a base di ceramica o steatite, e contatti in bronzo fosforoso: un ottimo esempio del genere è il modello G.B.C. GN/0580-00.

Una ultimissima nota nella parte principale dello strumento, va espressa per le valvole. Come si vede il modello scelto è il classico 12AX7/ECC83; se il lettore è « in vena di prezioso » per altro, il tubobase può essere ben sostituito dalla corrispondente professionale 5751, o 5751WA, ambedue in vendita presso le Sedi G.B.C. Questa sostituzione garantirà una maggior durata della taratura del complesso, ed una pluriennale indipendenza da interventi di riparazione, sostituzione, revisione.

Passiamo ora all'alimentatore.

Questa sezione la possiamo definire « di servizio » rispetto a quella « operatrice » vista or ora. Per altro, ha la sua importanza. In tutto impiega tre tubi elettronici; la 6X4 (V3) è dettata dal concetto « tutto a tubi ».

Data la presenza delle 12AX7, infatti, si imponeva l'impiego di un trasformatore di alimentazione tradizionale, e questo ultimo era logicamente fornito di secondari atti all'impiego di un rettificatore-tubo.

Essendovi questa disponibilità si è ritenuto opportuno « completare » il tutto con la 6X4. Chi volesse impiegare un rettificatore a ponte al Selenio od al Silicio, comunque, non avrà alcun svantaggio dal-

la scelta sempreché le tensioni effettive uscenti dall'alimentatore siano quelle previste!

Ciò premesso, vediamo allora il circuito del (sic!) « modulo di servizio », figura 3.

Chi è più esperto, nelle applicazioni dei tubi elettronici, constaterà senza sforzo alcuno che si tratta di un assieme tradizionalissimo. Non tutti però sono esperti, quindi spenderemo due parole al riguardo. Il trasformatore T1, è munito di un primario adatto alla rete-luce (125 oppure 220V) e di 3 secondari.

Di questi « S1 » eroga 300+300V alle placche della 6X4, S2 6,3 V per il filamento della medesima ed S3 ancora 6V che servono per accendere la lampada spia «Lp1», nonché i filamenti delle 12AX7 che sono ovviamente collegati « in parallelo con se stessi »; dando tensione alla presa centrale ed ai due estremi. Questi ultimi fanno capo ai piedini n. 4/5 che vanno collegati assieme.

La tensione anodica è filtrata da un « p-greco » formato dall'impedenza « Z1 » da C9 e C10. Di seguito a questo dispositivo, che consente una funzione più che buona, specialmente considerando che la parte attiva dello strumento assorbe pochi milliampère, vi è uno stabilizzatore munito di due tubi a gas « miniatura » OB2/VR150. La resistenza R13 serve come « ballast » per lo stabilizzatore. Ove la tensione aumenti ai capi del C10, V4-V5, as-

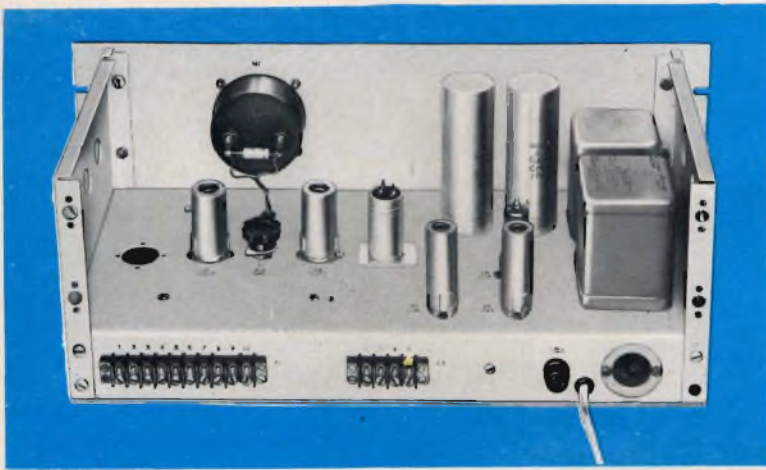


Fig. 5 - Vista della parte posteriore del voltmetro.

sorbono una maggior corrente, di conseguenza sulla R13 si stabilisce una superiore caduta, ed ai capi terminali del sistema il valore reale di tensione resta immutato. Non crediamo che l'alimentatore necessiti di ulteriori note. Passiamo quindi al montaggio generale. Lo strumento in teoria potrebbe anche essere costruito su due chassis diversi, uno comprendente la parte « operatrice » (fig. 1) ed un altro l'alimentatore (fig. 3). In questo caso, l'alimentatore potrebbe essere utilizzato per altri impieghi di laboratorio, costituendo un tutto a sé, duttile.

Nel nostro caso, lo strumento è invece montato « in blocco », su di uno chassis

unico, essendo disponibili altri alimentatori per i collaudi.

Questo chassis, diciamo meglio, questo complesso meccanico, è formato da ben sei parti. Esse sono (fig. 4):

- a) il pannello in duralluminio spesso 5 mm., che misura 180X460 mm., misure « standard » o « modulari » come si usa dire oggi;
- b) lo chassis del medesimo materiale spesso 2 mm., che è lungo 440 mm., profondo 200 mm., alto 50 mm.;
- c) due laterali larghi 200 mm., alti 165 mm.;

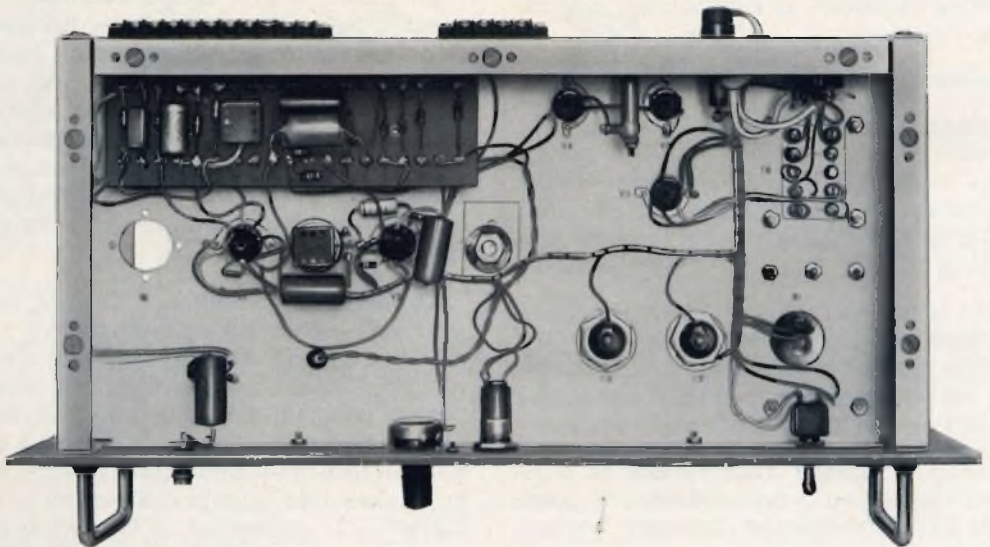


Fig. 6 - Cablaggio: Nella foto diamo un esempio di disposizione dei componenti sul pannello.

NovoTest

BREVETTATO

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 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1 K - \Omega \times 10 K$
- REATTANZA** 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 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 166 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 - 15 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 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: $\Omega \times 0,1 - \Omega \times 1 - \Omega \times 10 - \Omega \times 100 - \Omega \times 1K - \Omega \times 10K$
- 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 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

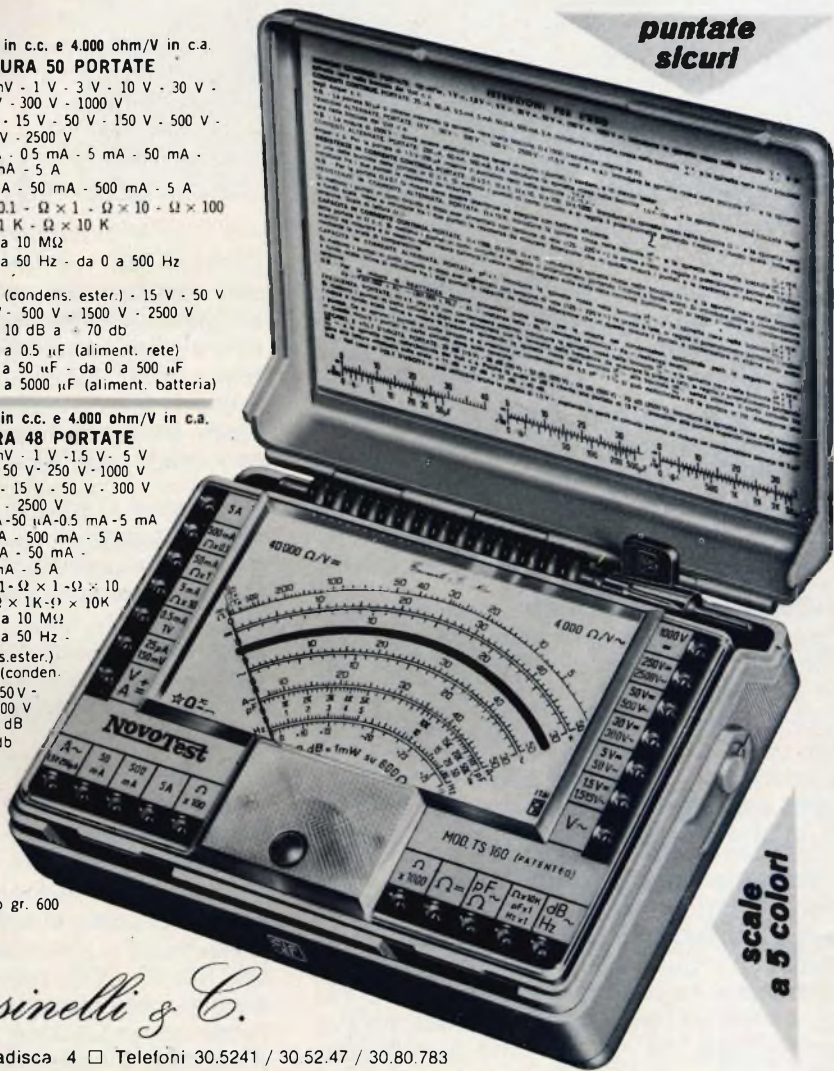
ITALY



Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

puntate
sicuri



scale
a 5 colori

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

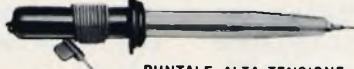


**RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA**

Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A



DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A



PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. T 1 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 - Blagio Grimaldi
Via Pasubini 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Selvaggio 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PADOVA - Luigi Bonedetti
C.so V. Emanuele 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Oreste, 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. 12.300
Mod. TS 160 L. 14.300
franco nostro
stabilimento

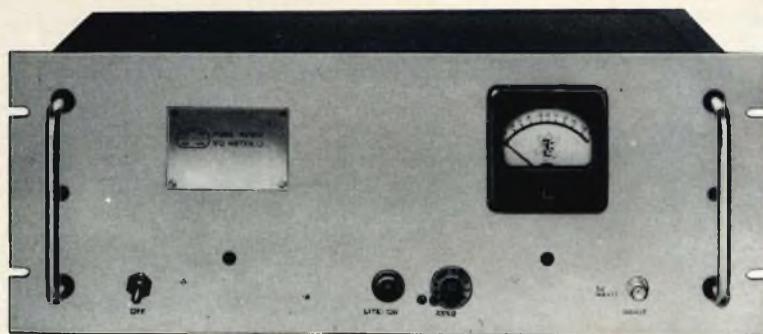


Fig. 7 - Aspetto del voltmetro a montaggio ultimato.

- d) un coperchio-schermo di fondo che chiude inferiormente lo chassis e misura 440X200 mm. Anche questo è in duralluminio, ma da 15/10 di mm.;
- e) un coperchio-schermo superiore forato per l'evacuazione del calore generato dalle varie parti, il cui lato maggiore misura 440X200 mm., ed il minore 440X115 mm. Questo pezzo ha uno spessore di 1 mm.

Come si vede, il basamento è estremamente solido: le parti meccaniche sono unite tra loro con dei robusti bulloni del \varnothing 3 mm., lunghi 15 mm. I bulloni che fermano il pannello hanno la testa fresata per una questione estetica. Non solo per estetica, ma anche per praticità, sul pannello sono montate due robuste maniglie di ottone cromato.

Sul lato inferiore del pannello sono montati S1, la lampada spia Lp, R11, il jack di ingresso: in alto è fissato l'indicatore M1. Sul pianale dello chassis, tradizionalmente, trovano posto i tubi, T1, Z1, C9 e C10. Tra i tubi è montato un potenziometro da 100 Ω che sostituisce nel prototipo la R5. Questo non merita ulteriori note: ne abbiamo già parlato. Nel retro dello chassis vi è una presa di rete a incasso che può anche essere ignorata, poi il fusibile (opzionale) ed infine vi sono anche due morsettiere a più contatti. Queste ultime dovevano essere collegate a vari punti del circuito costituendo dei « test point ». In seguito l'idea è stata abbandonata, ma le morsettiere sono state lasciate al loro posto per evitare antiestetici fori.

Il cablaggio dell'alimentatore (circuito di figura 3) è eseguito « all'americana »

con tutti i conduttori riuniti a mazzetto e legati con filo « refe ». In tal modo, le connessioni risultano assai « eleganti ». Meno pulita ed ordinata è la parte « operativa » dello strumento, che non si presenta come un buon esempio « scolastico » quale può essere l'alimentatore.

Il motivo... sono due! Il primo è che un circuito percorso da segnali è spesso alieno ai fili squadrati e lunghi che possono causare inneschi parassiti. L'altro è che il circuito è stato oggetto di svariate modifiche sperimentali successive; in tal modo, a furia di cambiare connessioni, componenti, attacchi, il cablaggio si è un po' scomposto.

Per altro, essendo lo strumento ben funzionante nello stato in cui si trova, non si è trovato il tempo né si è avuta la pazienza di ricablarlo « elegantemente » solo per obbedire a fattori estetici di dubbia importanza. Come si vede, ogni resistenza e condensatore (eccettuati R1, CX, R6, C4, C5, R8, R7., C6) trovano posto su di una basetta sistemata orizzontalmente sul fondo, in prossimità degli zoccoli. I pezzi indicati « tra parentesi » corrono direttamente da un piedino all'altro dei portavalvola.

Anche i diodi DG1-DG2-DG3-DG4 sono montati sulla basetta esaminata, C8, per contro, è direttamente saldato ai contatti del microamperometro. Relativamente alla connessione di quest'ultimo noteremo che i due conduttori sono intrecciati per evitare, senza eccedere nel prezioso, la captazione di campi elettromagnetici dispersi.

Per la medesima ragione V1, V2, V4 e V5 sono schermate. V3 non può essere

schermata perché il « barattolo » si opporrebbe alla dispersione del calore generato « cuocendo in forno » la povera 6X4

Non crediamo che servano ulteriori note costruttive; sia perché questa non è certo una realizzazione per ragazzini alle prime armi, sia perché, considerando la premessa, il montaggio non è certo troppo complicato per chiunque abbia un minimo « background » di esperienza.

E' comunque da dire che sovente i migliori costruttori trascurano dei dettagli ritenuti secondari che poi risultano fondamentali, come buone saldature, un accurato allineamento delle lamiere e l'uso di ottime rondelle e ranelle per evitare che nel tempo, i componenti si mettano a vibrare o si stacchino addirittura. Riaffermiamo ancora una volta l'importanza del « buon vecchio montaggio » curato in tutti i sensi e (nel tempo) prima **robusto** nel fatto meccanico, poi **accurato** nel piano delle giunzioni elettriche. Davvero troppi insuccessi costruttivi sono dovuti ad una impreparazione « elettrotecnico-meccanica » dell'autore, prima ancora dell'impiego di pezzi errati e difettosi o di errori banali di cablaggio.

E finiamo il lungo discorso con la messa a punto.

Il nostro voltmetro di base non prevede troppi aggiustamenti: il tutto si riduce ad una **calibrazione** generale che tende ad ottenere un dato fondo scala per « M1 » con una tensione prefissata. Questa calibrazione può essere effettuata sulla scala « X5V fs » nel modello standard, oppure in almeno 3 delle 5 portate nel modello elaborato secondo la figura 2, iniziando comunque dalla scala « X5V » che va ritenuta di base.

Ponendo che si effettui la messa a punto con il modello tipico, analogo al nostro campione sperimentale, noi collegheremo all'ingresso del voltmetro un generatore che possa erogare una tensione di 5 Veff, su di una gamma di frequenza per quanto possibile più ampia.

La prova può iniziare su 10.000 Hz. Se « M1 » del nostro apparecchio in queste condizioni non va a fondo scala, sarà necessario trimmare R5 (ecco perché sugge-

rivamo un potenziometro) sino a portare l'indice al termine dell'arco. Effettuata questa prima prova, si darà mano alla frequenza del generatore spostandola in basso ed in alto: « sotto » sino a 5 Hz, e « sopra » in prossimità dei 50 kHz. Se in questi limiti si riscontra una forte variazione di misura, R11 dovrà essere regolato per annullarle: per rendere « piatta » la risposta dell'assieme. Può avvenire che la risposta « piatta » non coincida con il fondo-scala primitivo. In questo caso, una seconda regolazione di R5 realizzerà l'ottimo: l'esatta segnalazione su di una banda molto ampia.

Per adeguare la realizzazione dell'apparecchio anche ai meno dotati di strumentazione, nella tabella 1, riportiamo comunque le tensioni presenti nel campione sperimentale senza segnale all'ingresso, anzi con l'ingresso cortocircuitato.

TABELLA N. 1

Misure di tensione effettuate nel prototipo in funzione ma con ingresso in cortocircuito. Voltmetro da 20.000 Ω x 20.000 V c.c./c.a. di tipo tradizionale (tester).

TUBO	ELETTRODO (I)	TENSIONE	NOTE
V3	1-6	540 V	tra gli anodi della V3 (c.a.)
V3	1	270 V	verso massa (c.a.)
V3	6	270 V	verso massa (c.a.)
V3	7	265 V	verso massa (c.a.)
V4	5 (1)	220 V	verso massa (+AT) generale
V5	5 (1)	110 V
V2	1	220 V	verso massa (c.c.)
V2	3	125 V	verso massa (c.c.)
V2	6	120 V	verso massa (c.c.)
V2	8	1,8 V	verso massa (-c.c.)
V1	6 (V2/2)	140 V	verso massa (c.c.)
V1	8 (V1/1)	60 V	verso massa (-c.c.)
V1	3	0,75 V	verso massa (-c.c.)

Queste tensioni sono misurate con un comune tester munito di una sensibilità di 20.000 XV, e non con un voltmetro elettronico.

Evidentemente, in questo caso le misure sono meno precise ma più di... « consumo »: più coerenti alle necessità dei meno doviziosi di attrezzature.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

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

ELENCO DEI COMPONENTI

- OX:** vedi testo
C1: Condensatore da 150 kpF-1000 Vp poliestere
C2: Condensatore a mica argentata da 1000 pF-1000 Vp
C3: Condensatore elettrolitico da 50 μ F-25 VL
C4: Condensatore a mica argentata da 1000 pF-1000 Vp
C5: Condensatore da 150 kpF-1000 Vp poliestere
C6: Condensatore elettrolitico da 2-5 μ F-25 VL
C7: Condensatore da 1 μ F-400 V - poliestere
C8: Condensatore elettrolitico da 100 μ F-12 VL
C9: Condensatore elettrolitico da 50 μ F-350 V
C10: Come C9
C11: Condensatore da 4700 pF-1500 VL poliestere
CM1: Vedi testo
DG1: Diodo OA85 o modelli analoghi
DG2: Come DG1
DG3: Come DG1
DG4: Come DG1
LP1: Lampada spia da 6,3 V - 0,15 A
M1: Microamperometro da 500 μ A f.s.
J1: Presa da pannello coassiale argentata con isolamento in Tefluon
R1: Resistenza da 1 M Ω (vedi testo)
R2: Resistenza da 10 k Ω (vedi testo)
R3: Resistenza da 100 k Ω - 1/2 W - 10%
R4: Resistenza da 680 Ω - 1/2 W - 10%
R5: Resistenza nominalmente da 39 Ω (vedi testo) 1/2 W - 10%
R6: Resistenza da 1 M Ω - 1/2 W - 10%
R7: Resistenza da 120 k Ω - 1/2 W - 10%
R8: Resistenza da 2,2 M Ω - 1/2 W - 10%
R9: Resistenza da 680 Ω - 1/2 W - 10%
R10: Resistenza da 47 k Ω - 1/2 W - 10%
R11: Potenziometro lineare da 50 k Ω - semi-fisso
R12: Resistenza da 220 k Ω - 1/2 W - 10%
R13: Resistenza da 1500 Ω - 10 W - 10%
S1: Interruttore unipolare (o bipolare volendo interrompere ambedue i rami di rete)
T1: Trasformatore di alimentazione blindato (professionale) - Primario universale - Secondario AT 300+300 V - Secondario BT: 2 x 6,3 V - 2 A
V1: Tubo tipo 12 Ax7/ECC83 oppure «5751»
V2: Come V1
V3: Tubo 6 x 4 o analoghi europei
V4: Tubo OB2, oppure OB2 WA
V5: Come V4
Z1: Impedenza di filtro da 24 H-1200 Ω

ricevitore a 6 canali per radiocomando

di L. Biancoli

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

Con due articoli di recente pubblicazione, abbiamo descritto un trasmettitore per radiocomando in grado di funzionare con sei diversi segnali di modulazione, allo scopo di ottenere sei diversi effetti di comando. Si trattava di un'apparecchiatura di notevole potenza, in grado cioè di comandare un modellino di battello o di aereo, entro un raggio di azione maggiore di quello solitamente considerato nelle apparecchiature di questo genere. In questa occasione, descriviamo invece il ricevitore adatto a funzionare in concomitanza col suddetto trasmettitore, anch'esso previsto per sei canali, la cui differenziazione avviene mediante circuiti selettivi del tipo a resistenza e capacità.

Per completare l'impianto di radiocomando la cui descrizione ha avuto inizio con i precedenti articoli relativi al trasmettitore, abbiamo ritenuto opportuno scegliere un ricevitore convenzionale del tipo a super-reazione, in quanto un ricevitore del tipo supereterodina avrebbe comportato un maggior numero di stadi prima della rivelazione, e quindi un maggiore ingombro, un maggior peso, ed un costo maggiore. Oltre a ciò, il tipo sul quale è caduta la nostra scelta presenta il notevole vantaggio di consentirne facilmente l'installazione anche su di un modellino di aereo, cosa particolarmente desiderabile grazie al notevole raggio di azione del trasmettitore a tuo tempo descritto.

La **figura 1** illustra il circuito elettrico della prima parte del ricevitore: essa con-

sta complessivamente di quattro stadi, il primo dei quali, Tr1, è lo stadio rivelatore in super-reazione, le cui caratteristiche di funzionamento vengono stabilizzate grazie alla presenza del termistore TE, collegato nel circuito di base dello stadio. Il segnale captato ed amplificato viene prelevato dal terminale inferiore di L2, ed applicato alla base di Tr2 tramite una cellula filtrante, costituita da C5, R4 e C6.

Naturalmente, dal momento che il segnale disponibile ai capi di C6 è troppo debole per poter eccitare adeguatamente i circuiti di comando, esso viene amplificato ad opera di tre stadi collegati in cascata, e precisamente di Tr2, Tr3 e Tr4. Tra Tr2 e Tr3 è previsto un circuito di controreazione, costituito dalla resistenza R8, che retrocede alla base di Tr2 una parte

del segnale presente sull'emettitore di Tr3.

La resistenza semifissa RV1 svolge un ruolo di notevole importanza agli effetti della messa a punto, della quale ci occuperemo più avanti. Per il momento, ci basti sapere che l'uscita è del tipo a bassa impedenza, in quanto il segnale amplificato viene prelevato tramite il potenziometro P dal circuito di emettitore di Tr4. Il cursore di questo potenziometro fa capo a due condensatori, C11 e C12, il primo dei quali ha una capacità notevolmente inferiore a quella del secondo: queste due capacità differenziano infatti le due uscite A e B, consentendo che all'uscita A vengano sfruttati i tre segnali di modulazione di frequenza maggiore, e che all'uscita B vengano invece sfruttati i tre segnali di frequenza inferiore. La sola differenza nella reattanza offerta da queste due capacità nei confronti dei due tipi di segnali è già di per se stessa sufficiente a determinare una certa discriminazione.

Non è stato necessario in questo caso adottare un sistema di stabilizzazione a quarzo della frequenza di sintonia, in quanto le caratteristiche della bobina di ingresso (L1/L2) e la presenza del termistore TE sono già sufficienti a mantenere una stabilità tale da evitare qualsiasi pericolo che il modellino radiocomandato sfugga al controllo.

All'uscita di questa prima parte del ricevitore abbiamo quindi due tipi di segnali: tra il punto A e la massa, corrispon-

dente al polo positivo della batteria di alimentazione, otteniamo i tre segnali di modulazione aventi la frequenza maggiore, mentre tra il punto B e la stessa massa otteniamo invece i tre segnali di modulazione aventi la frequenza più bassa. Il segnale disponibile a questa uscita non ha ancora tuttavia un'ampiezza sufficiente ad eccitare adeguatamente un microrelé del tipo solitamente usato nei circuiti di radiocomando: per questo motivo, è necessario aggiungere uno stadio per ogni effetto di comando che si desidera ottenere. In pratica, trattandosi di un impianto a sei canali, occorrerà quindi allestire altri sei circuiti finali, ciascuno dei quali servirà per ottenere un determinato comando, corrispondente ad ogni singola frequenza di modulazione irradiata tramite il trasmettitore.

Come abbiamo detto a suo tempo a proposito di quest'ultimo, le sei frequenze di modulazione devono essere sufficientemente distanziate tra loro ad evitare interferenze, ed è inoltre indispensabile che esse non presentino rapporti diretti tra loro, in quanto, se una delle frequenze risulta pari ad un'armonica di un'altra, è possibile che una delle due determini il funzionamento del circuito comandato dall'altra frequenza. Naturalmente, non è detto che l'intero impianto debba essere necessariamente realizzato con sei canali di modulazione: infatti, indipendentemente dalle caratteristiche del circuito, il numero dei canali può essere diminuito o aumentato a piacere, a seconda delle esigenze del costruttore.

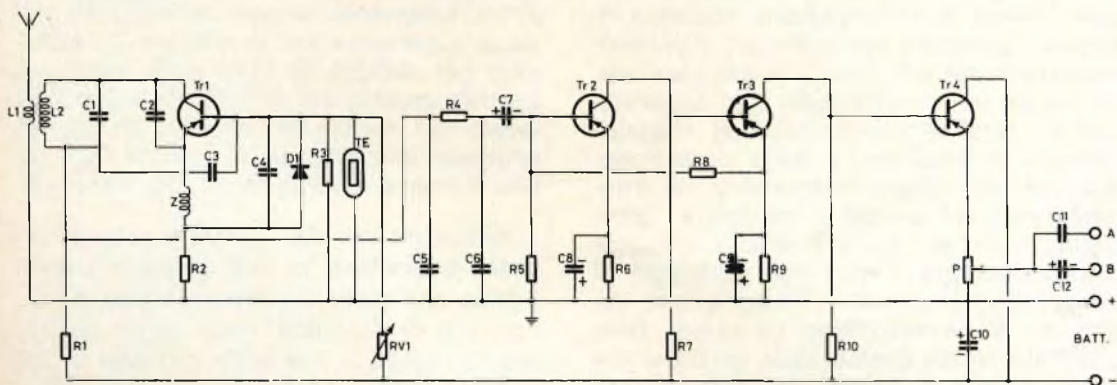


Fig. 1 - Circuito elettrico della prima parte del ricevitore: questa sezione riceve il segnale ad Alta Frequenza, lo rivela e lo amplifica, rendendolo disponibile a due uscite separate, che si differenziano grazie al diverso valore di C11 e C12.

La **figura 2** illustra il circuito elettrico di ciascuno dei sei stadi finali che occorre aggiungere per ogni singola frequenza di modulazione. A sinistra si notano i tre terminali, di cui quello superiore fa capo all'alimentazione negativa, quello centrale all'uscita della prima parte del ricevitore, e precisamente al terminale A, oppure al terminale B, mentre quello inferiore fa capo a massa, ossia al terminale positivo dell'alimentazione.

Come si nota, il terminale centrale di sinistra è contraddistinto dalle lettere A-B, in quanto — a seconda della frequenza di modulazione — esso deve far capo appunto al terminale A o B della prima parte del ricevitore. Di conseguenza, è chiaro che, avendo allestito sei circuiti identici a quelli illustrati alla figura 2, i terminali di ingresso di tre di essi dovranno far capo al terminale di uscita A, mentre i tre terminali di ingresso degli altri tre dovranno far capo all'uscita B.

Nel circuito di figura 2 si nota la presenza della capacità C13, che contribuisce a discriminare i tre segnali a frequenza maggiore rispetto ai tre segnali a frequenza minore, aumentando il grado di disaccoppiamento costituito dalla resistenza R11. Tale capacità è stata rappresentata in tratteggio nello schema, in quanto deve essere presente soltanto nei tre stadi finali che funzionano sulle frequenze minori. Il suo compito è infatti di costituire un parziale corto circuito nei confronti dei segnali a frequenza maggiore, diminuendo ulteriormente il pericolo che uno di essi possa interferire rispetto ai segnali disponibili all'uscita B.

I suddetti sei stadi finali si differenziano tra loro esclusivamente per i valori di alcuni componenti, e precisamente di R12, R13, R14, C14, C15 e C16. Nei tre stadi in cui essa è prevista, varia anche il valore della capacità C13, a seconda della frequenza.

I componenti testé citati, ad eccezione di C13, costituiscono infatti un filtro selettivo del tipo a resistenza e capacità, aventi caratteristiche tali per cui — quando vari segnali di diversa frequenza vengono applicati all'ingresso tramite R11, uno solo di essi risulta ai capi del diodo D1 e della capacità C17 (in parallelo al

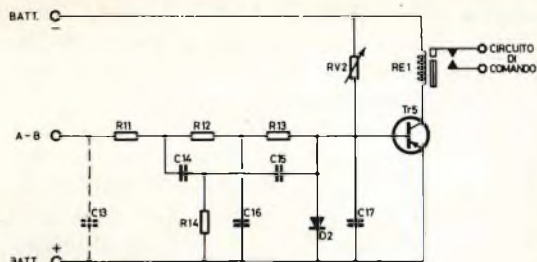


Fig. 2 - Circuito elettrico dei sei stadi finali attraverso i quali vengono ottenuti gli effetti di comando. I sei circuiti sono identici tra loro, e si differenziano soltanto per i valori di R12, R13, R14, C13 (solo per i tre stadi funzionanti sulle frequenze minori) C14, C15 e C16. Il tipo di relé dipende dal genere di comando che si desidera ottenere.

circuito di base di Tr5), a patto che i componenti che costituiscono il filtro siano tra loro adeguatamente dimensionati.

Nei circuiti selettivi di questo tipo, R12 ed R13 devono presentare il medesimo valore, mentre R14 deve avere un valore pari alla metà di ciascuno di essi: inoltre, C14 e C15 devono presentare anch'essi il medesimo valore, mentre C16 presenta un valore doppio. Se tali condizioni sussistono, il circuito selettivo risona su di una sola frequenza, e ne consente il passaggio senza attenuazione apprezzabile, mentre attenua fortemente qualsiasi segnale caratterizzato da una frequenza diversa da quella di risonanza.

Se esprimiamo col simbolo R il valore di R12 e di R13, e col simbolo C il valore di C14 e di C15, possiamo affermare che il valore della frequenza di risonanza del filtro viene espresso dalla formula

$$F = 1 : (6,28 \times RC)$$

nella quale F è espressa in Hertz, R in Megaohm, e C in microfarad. Da questa stessa formula, mediante due semplici passaggi algebrici, è possibile ricavare le altre due formule che permettono di calcolare rispettivamente il valore di R e quello di C, in funzione della frequenza e — rispettivamente — di C o di R: infatti

$$R = 1 : (6,28 \times FC)$$

$$C = 1 : (6,28 \times FR)$$

Ciò premesso, abbiamo quindi la possibilità di calcolare i valori base di R (os-

sia di R12 e di R13) e di C (ossia C14 e C15). Una volta calcolati questi due valori rispetto alle sei frequenze necessarie ed opportunamente scelte, sarà sufficiente attribuire ad R14 un valore pari alla metà di quello calcolato per le altre due, ed a C16 un valore pari al doppio di quello calcolato per le altre due capacità. Sotto questo aspetto, occorre considerare una certa difficoltà che può presentarsi agli effetti della realizzazione pratica. Sappiamo infatti che le resistenze ed i condensatori normalmente disponibili in commercio presentano valori standardizzati, che possono non corrispondere ai valori effettivamente calcolati: tuttavia, a questo inconveniente sarà facile rimediare, in quanto i valori esatti, sia dei componenti resistivi, sia di quelli capacitivi, possono essere facilmente ottenuti mediante combinazioni in serie-parallelo di vari valori, calcolati in base alle semplici formule che il lettore certamente conosce.

In occasione della descrizione del trasmettitore, abbiamo precisato che i valori ideali delle frequenze di modulazione potevano essere compresi tra un minimo di 800 ed un massimo di 3.500 Hz: in considerazione di ciò, la **tabella 1** elenca i valori di tutti i componenti facenti parte del circuito selettivo, necessari per i sei diversi stadi finali, per le frequenze di 800, 1.150, 1.800, 2.350, 2.700 e 3.100 Hz. Ciò non significa però che il lettore dovrà necessariamente adottare questi valori, in quanto potrà sceglierne altri a suo

piacimento, a patto che rispetti le condizioni di non interferenza precedentemente citate.

Nella tabella suddetta è presente anche il componente C13, che varia col variare della frequenza, e che deve essere aggiunto soltanto nei tre circuiti finali facenti capo al terminale B, proprio per convogliare a massa quei segnali a frequenza acustica che non devono assolutamente determinare il funzionamento dei tre stadi collegati a questa uscita. Di conseguenza, i tre stadi facenti capo al terminale A sono privi di questa capacità, e questo è il motivo per cui il relativo valore non figura nella tabella 1 in corrispondenza delle tre frequenze più elevate.

D'altra parte, la reattanza che C11 presenta rispetto ai tre segnali a frequenza minore svolge la medesima funzione che C13 svolge rispetto ai tre segnali a frequenza maggiore.

Per concludere la descrizione della teoria di funzionamento di questo ricevitore, la **figura 3** ne illustra lo schema a blocchi: in esso si nota che i segnali captati dall'antenna vengono introdotti nel ricevitore a super-reatzione, dal quale escono appunto tramite le due uscite A e B. L'uscita A viene collegata all'ingresso dei primi tre stadi, funzionanti sulle frequenze maggiori, e costituenti i canali 1, 2 e 3. L'uscita B fa invece capo all'ingresso degli altri tre stadi funzionanti sulle frequenze minori, relative ai canali 4, 5 e 6. I sei

Tabella 1 - Esempio di valori dei componenti che costituiscono i circuiti selettivi dei sei stadi finali, in funzione di sei frequenze che è possibile adottare agli effetti della modulazione.

COMPONENTE	FREQUENZA IN HERTZ					
	USCITA « A »			USCITA « B »		
	3.100	2.700	2.350	1.800	1.150	800
R12 - R13	4.300 Ω	0,02 μF	2.300 Ω	1.800 Ω	1.400 Ω	1.000 Ω
R14	2.150 Ω	2.950 Ω	1.150 Ω	900 Ω	700 Ω	500 Ω
C14 - C15	12.000 pF	1.475 Ω	0,03 μF	0,05 μF	0,1 μF	0,2 μF
C16	24.000 pF	0,04 μF	0,06 μF	0,1 μF	0,2 μF	0,4 μF
C13	—	—	—	0,01 μF	0,022 μF	0,05 μF

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.	

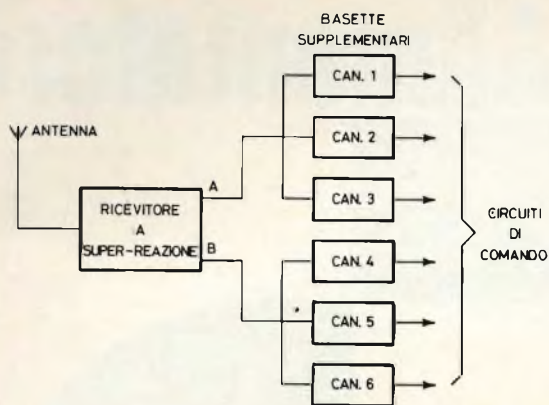


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'intero ricevitore, illustrante la disposizione ed il collegamento dei sei stadi finali, nei confronti delle due uscite disponibili sulla basetta principale.

canali — infine — determinano separatamente il funzionamento dei circuiti di comando, solo quando attraverso l'antenna viene ricevuto un segnale la cui frequenza di modulazione corrisponde a quella di risonanza di ciascuno dei sei filtri selettivi precedentemente descritti.

Tornando ora momentaneamente alla figura 2, resta da dire che il segnale la cui frequenza viene selezionata ad opera del circuito selettivo risulta applicato ai capi del diodo D1, che lo cortocircuita a massa durante le semi-alternanze che corrispondono al suo senso di conduzione, mentre ne lascia intatte le semi-alternanze di polarità opposta. La capacità C17 provvede a filtrare la tensione pulsante così ottenuta, e consente quindi l'applicazione alla base di Tr5 di una tensione di segnale pressoché continua, la cui presenza determina un aumento della corrente di collettore di Tr5, al punto tale da determinare l'eccitazione del relé RE1/6, collegato in serie al circuito di collettore. Per questo motivo, in fase di collaudo occorrerà verificare che la polarità di questo diodo sia appunto tale che la presenza del segnale rettificato provochi un **aumento** della corrente di collettore di Tr5.

La resistenza semi-fissa RV2 serve invece per regolare la polarizzazione di base dello stadio finale, in modo tale che la corrente di collettore in assenza di segnale di eccitazione sia insufficiente a

determinare l'eccitazione del suddetto relé.

I relé impiegati nel circuito di collettore possono essere del tipo normalmente aperto o normalmente chiuso, oppure possono essere del tipo a due o più scambi, a seconda delle esigenze del costruttore, e di ciò che egli desidera ottenere con l'effetto di comando ottenuto tramite ogni singola frequenza.

REALIZZAZIONE DEL RICEVITORE

Per consentire l'ingombro minimo e la massima sicurezza di funzionamento, la realizzazione di questo ricevitore è stata prevista mediante una basetta a circuiti stampati, recante l'intero circuito di cui alla figura 1, ed altre sei basette a circuiti stampati, tutte identiche tra loro per quanto riguarda il circuito illustrato alla figura 2, ma diverse per quanto riguarda il valore dei componenti che costituiscono ciascun filtro selettivo. Ciascuna di queste sei basette dovrà essere collocata nelle immediate vicinanze del relé comandato, attraverso il quale viene ottenuto ciascun effetto di comando.

Prima di addentrarci nella breve descrizione delle basette a circuiti stampati, è opportuno fornire i dati costruttivi della bobina (L1/L2) e dell'impedenza (Z): entrambi gli avvolgimenti della bobina, L1 ed L2, devono essere avvolti su di un supporto isolante avente il diametro di 6 mm, del tipo citato nella tabella che elenca i valori dei componenti. Su tale supporto, si provvederà innanzitutto ad avvolgere L2, consistente in 6 spire di filo di rame smaltato del diametro di 3/10 mm. Le 6 spire devono essere perfettamente affiancate; i rispettivi terminali dovranno essere saldati direttamente alle apposite pagliette previste sul supporto.

Una volta terminato l'avvolgimento di L2, si provvederà a coprire le 6 spire con un unico strato di nastro adesivo trasparente, al di sopra del quale, centrandolo rispetto alla lunghezza di L2, si avvolgeranno 2 spire di filo di rame anch'esso smaltato, del diametro di 6/10 mm, costituenti il primario L1. Anche i terminali di questa bobina dovranno essere fissati nel modo più adeguato, e faranno capo agli altri due contatti disponibili sul supporto.

La bobina così costituita è adatta a funzionare sulla banda dei 72 MHz, ed il piccolo nucleo ferromagnetico facente parte del supporto può essere sfruttato per mettere a punto la frequenza di risonanza, nel modo di cui diremo a proposito della tecnica di taratura.

L'impedenza Z consta invece di 15 spire di rame smaltato del diametro di 5/10 di mm, avvolte affiancandole su di una

resistenza da 47.000 Ω , 0,25 W, alla quale essa è collegata in parallelo.

La **figura 4** illustra nel modo ormai ben noto la disposizione dei componenti sulla bassetta a circuiti stampati recante la prima parte del ricevitore. La parte inferiore illustra la medesima bassetta ribaltata nel modo consueto, onde mettere in evidenza la disposizione dei collegamenti stampati. Su entrambe le parti del disegno so-

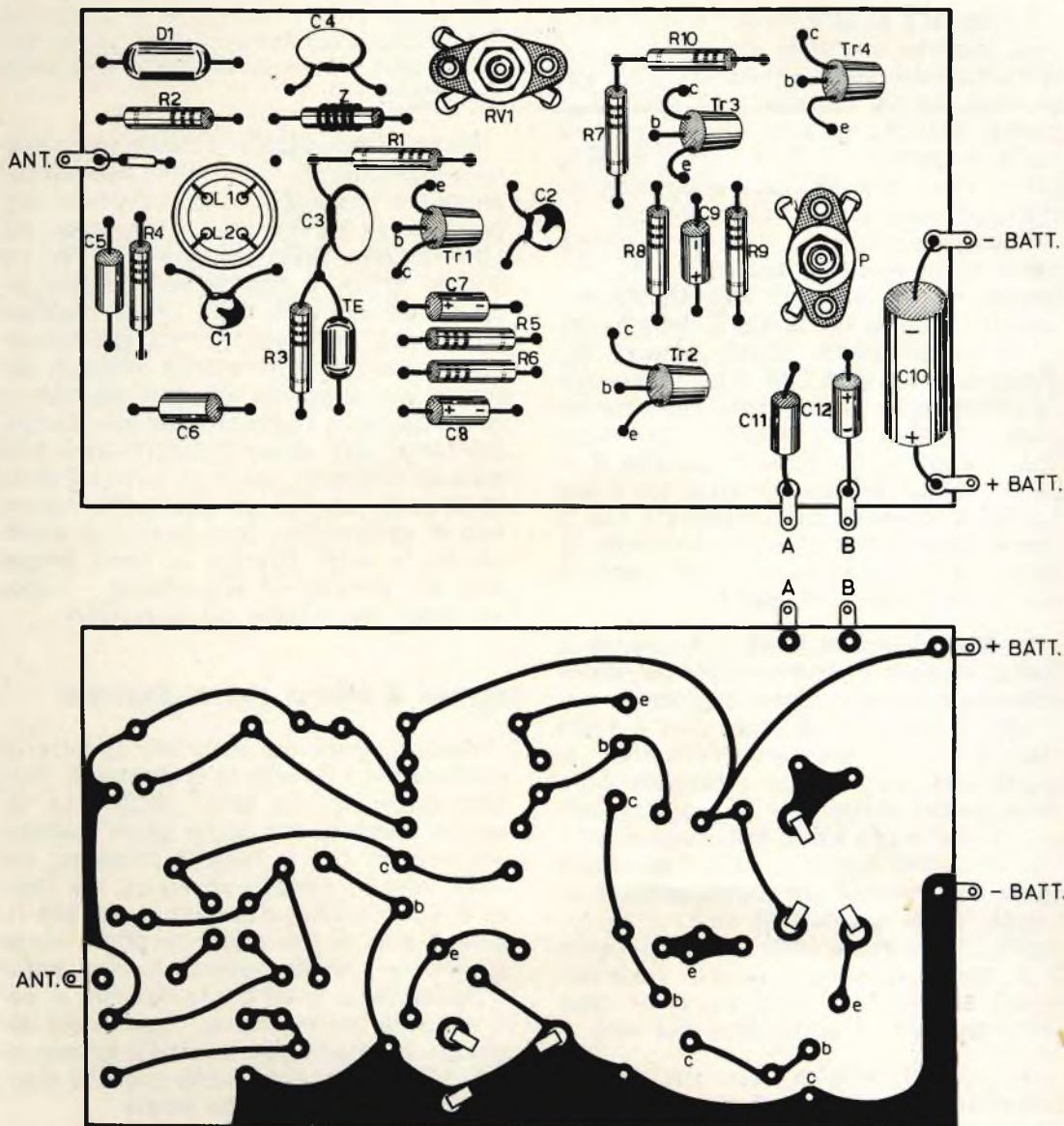


Fig. 4 - Disposizione dei componenti e connessioni stampate relative alla bassetta maggiore, recante il ricevitore propriamente detto.

no stati riportati i contrassegni di collettore, base ed emettitore di ciascun transistor, onde evitare errori di collegamento.

La basetta presenta complessivamente cinque terminali di uscita, e precisamente i due terminali facenti capo all'alimentazione (positivo e negativo, il primo dei quali costituisce anche la massa del circuito), un terminale per l'antenna (a sinistra), e i due terminali di uscita A e B.

La **figura 5** illustra invece con il medesimo sistema una delle sei basette a circuiti stampati che costituiscono i sei stadi finali. Le sei basette sono sostanzialmente identiche tra loro, e variano — come si è detto — soltanto per il diverso valore che viene attribuito ai componenti che costituiscono il circuito selettivo.

Occorre aggiungere che, nei confronti dei circuiti finali funzionanti sulle frequenze minori, ed i cui ingressi devono tutti far capo al terminale B della basetta precedentemente citata, occorre aggiungere la capacità C13, il cui valore viene precisato — per ciascuna delle tre basette — nella citata tabella 1. Tale capacità, che non è visibile sulla basetta di figura 5, dovrà essere collegata tra il terminale di ingresso contrassegnato A-B in questa stessa figura, ed il terminale di massa, al quale fa capo il polo positivo dell'alimentazione (+ batt.).

In alto a destra nella parte superiore di questo disegno è rappresentato un rettangolo che occupa lo spazio disponibile per il relé. Questo componente non è stato illustrato nella sua forma effettiva, in quanto essa può variare a seconda delle esigenze del costruttore. Si tenga comunque presente che i due collegamenti visibili nella parte superiore della figura sono quelli dei contatti comandati, attraverso i quali viene azionato il circuito di comando. Nella parte inferiore della figura — invece — sono rappresentati i due terminali stampati, ai quali deve far capo l'avvolgimento di eccitazione del relé.

Agli effetti della realizzazione pratica, occorrerà come al solito disporre tutti i componenti su di un foglio di carta per ciascuna basetta, nelle reciproche posizioni illustrate alle figure 4 e 5, disponendoli in modo tale da occupare il minor

spazio possibile. Ciò fatto, sarà possibile segnare sulla basetta stessa la posizione dei fori mediante i quali i diversi componenti vengono fissati, dopo di che sarà facile procedere all'allestimento del circuito stampato.

Naturalmente, le basette dovranno essere realizzate in modo tale da attribuire ai diversi collegamenti la minore lunghezza possibile, facendo inoltre in modo che le spire della bobina risultino il più possibile fisse, onde evitare che — a seguito di vibrazioni, scosse, variazioni di temperatura, ecc. — possa variare la frequenza di sintonia.

Una volta realizzata la basetta principale, e dopo aver allestito le sei basette dei circuiti di comando, sarà opportuno raggruppare le tre basette a frequenza minore, munite della capacità C13 nei tre diversi valori, e collegarne i relativi ingressi all'uscita B della prima basetta: gli ingressi delle altre tre basette funzionanti invece sulle frequenze maggiori dovranno invece essere collegati direttamente all'uscita A della basetta più grande. Ciò fatto, sarà possibile applicare la batteria di alimentazione da 9 V, rispettando la polarità, tramite un interruttore generale di accensione: dopo aver così predisposto le sette basette, si potrà procedere al collaudo ed alla messa a punto, nel modo che stiamo per descrivere.

MESSA A PUNTO DEL RICEVITORE

Dopo un accurato controllo di tutte le connessioni e di tutte le saldature, e dopo aver verificato che tutti i diodi e le capacità elettrolitiche siano state inserite nel circuito con la polarità precisata sia negli schemi elettrici di figura 1 e figura 2, sia sui disegni pratici di cui alle figure 4 e 5, si procederà in primo luogo a mettere l'intera apparecchiatura sotto tensione, ed a misurare le tensioni ai vari elettrodi dei transistor, i cui valori dovranno corrispondere con una tolleranza del 10 % in più o in meno a quelli elencati nella **tabella 2**, che segue.

Se tutte le tensioni risultano regolari, si potrà procedere alla messa a punto, eseguendo le seguenti operazioni.

Tabella 2 - Valori approssimativi delle tensioni, espresse in volt, e rilevabili preferibilmente con un voltmetro elettronico agli elettrodi dei vari transistor.

ELETTRODO	Tr1	Tr2	Tr3	Tr4	Tr5
Emettitore	3,20	0,65	2,25	5,50	0,00
Base	3,45	1,20	2,70	6,20	2,25
Collettore	7,85	2,60	6,30	9,00	4,20

Collegare tra la base di Tr2 e la massa il padiglione di una cuffia elettromagnetica ad alta impedenza (minimo 2.000 Ω), per verificare il funzionamento del primo stadio. L'adozione di questo metodo di controllo è riservata però soltanto a quei lettori che — avendo costruito il ricevitore — non posseggono apparecchiature di prova del tipo solitamente disponibile nei laboratori bene attrezzati. Se invece si dispone di un laboratorio vero e proprio, dotato di un certo numero di strumenti di misura, è preferibile collegare tra i suddetti punti l'ingresso di un amplificatore a Bassa Frequenza. In mancanza di tale strumento, è però possibile usare la presa « fono » di un normale radioricevitore.

Indipendentemente dal tipo di rivelatore acustico usato (ossia dal fatto che si usi la semplice cuffia, la presa fono di un ricevitore, oppure un vero e proprio amplificatore munito di altoparlante) si comincerà col regolare la resistenza variabile RV1, ruotandone il perno in un senso o nell'altro, fino al punto in cui si percepisce attraverso il rivelatore acustico un forte soffio, tipico di qualsiasi ricevitore funzionante a super-reazione. La percezione di questo soffio di notevole intensità dimostrerà che lo stadio è stato regolato al limite dello stato di oscillazione: in pratica, questa resistenza semi-fissa deve essere lasciata in posizione corrispondente all'intensità limite del soffio.

A questo punto, occorre disporre di un generatore di segnali ad Alta Frequenza, in grado di erogare un segnale sulla stessa frequenza sulla quale funziona il tra-

smettitore. In mancanza di un generatore, si potrà usare lo stesso trasmettitore, a patto (beninteso) che esso sia stato costruito in precedenza e che funzioni perfettamente. Con un leggero accoppiamento tra l'uscita del generatore o l'antenna del trasmettitore, e l'antenna del ricevitore (che dovrà trovarsi ad una distanza di 1 o 2 metri), si provvederà a regolare il nucleo della bobina del ricevitore, fino ad ottenere la totale scomparsa del soffio precedentemente avvertito.

A questo punto occorre un'importante precisazione: se per questa operazione si fa uso di un generatore di segnali, la

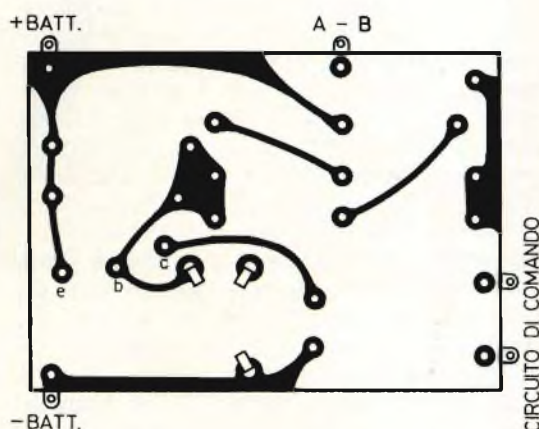
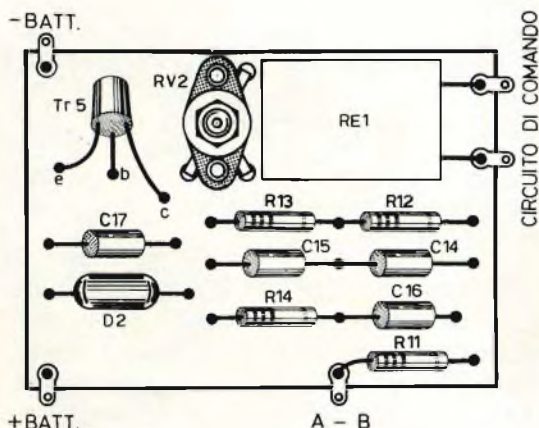


Fig. 5 - Disposizione dei componenti e delle connessioni sulle sei basette che costituiscono i sei stadi finali.

frequenza della portante del trasmettitore dovrà in seguito essere regolata sul medesimo valore sul quale è sintonizzato il ricevitore. In mancanza invece del generatore di segnali, dovendo usare il trasmettitore come strumento campione, sarà sufficiente regolare la frequenza di sintonia del ricevitore esattamente sulla frequenza di trasmissione. Ciò che conta — in pratica — è che entrambe le apparecchiature funzionino esattamente sulla stessa frequenza.

Ottenuta nel modo precedentemente descritto la scomparsa del soffio, basterà disattivare il generatore di segnali o il trasmettitore (a seconda di quali dei due venga usato) per determinare la ricomparsa del soffio. In caso contrario, regolare nuovamente la resistenza semi-fissa RV1, in modo tale che il soffio sia sempre presente quando l'antenna del ricevitore non percepisce alcun segnale, e che scompaia invece totalmente non appena viene irradiato il segnale sulla frequenza di trasmissione.

Si tenga però presente che ogni qualvolta si interviene sul valore di RV1, è necessario ritoccare anche la posizione del nucleo ferromagnetico della bobina. I due componenti influenzano contemporaneamente la frequenza di sintonia, per cui la regolazione di ciascuno di essi comporta anche la regolazione dell'altro.

Durante questa operazione di messa a punto, possono verificarsi due inconvenienti: il primo di essi, è costituito dalla mancanza del soffio per qualsiasi posizione di RV1; il secondo consiste invece nella presenza del soffio, ma nell'impossibilità di determinarne la cessazione in presenza del segnale ad Alta Frequenza.

Ove si verifichi il primo dei due inconvenienti citati, occorrerà modificare il valore di C2, variandone il valore fino ad ottenere le condizioni ideali, e rammentando che ad ogni sua variazione, corrisponde una nuova messa a punto di RV1 e del nucleo della bobina. Se si manifesta invece il secondo dei due inconvenienti citati, si tratta semplicemente di variare il valore di C1: sotto questo aspetto, sarà forse preferibile sostituire questa capacità fissa con un piccolo compensatore,

la cui regolazione permetterà più facilmente di raggiungere la frequenza di risonanza, nell'eventualità che le caratteristiche costruttive della bobina risultassero troppo discoste da quelle effettivamente necessarie; ciò, soprattutto in considerazione del fatto che la vera e propria frequenza di funzionamento è legata anche al valore della frequenza del segnale irradiato dal trasmettitore.

Una volta ottenute le condizioni di funzionamento ideali, ossia una volta riscontrata la presenza di un forte soffio tra la base di Tr2 e la massa, solo quando l'antenna del ricevitore non percepisce il segnale alla frequenza di circa 72 MHz, si potrà collegare il rivelatore acustico (cuffia o ingresso dell'amplificatore) prima sulla base di Tr3, quindi sulla base di Tr4, ed infine alternativamente alle due uscite A e B.

Procedendo con queste tre ultime operazioni, si noterà che il soffio diventa tanto più forte quanto più ci si avvicina all'uscita di questa prima parte dell'amplificatore. Oltre a ciò, se il trasmettitore è già stato realizzato, sarà facile notare che, premendo uno dei sei pulsanti che inseriscono la frequenza di modulazione, sarà possibile ricevere nitidamente il segnale alla stessa frequenza, che verrà riprodotto dal dispositivo di ascolto. Con questa operazione sarà del pari possibile constatare il buon funzionamento del circuito di uscita, innanzitutto variando la posizione del cursore di P, il che consente di variare l'ampiezza dei segnali disponibili in A e in B, ed inoltre notando una certa differenziazione nell'ampiezza dei segnali ricevuti, a seconda della frequenza di modulazione.

Arrivati a questa fase, le operazioni di messa a punto possono proseguire soltanto se il trasmettitore è già stato allestito: in esso sono infatti presenti sei resistenze semi-fisse, ciascuna delle quali serve per attribuire un determinato valore alla frequenza di modulazione. Partendo quindi dal pulsante che inserisce la frequenza più bassa, e premendolo, si potrà regolare la relativa resistenza semi-fissa, fino ad ottenere una frequenza di modulazione che corrisponde alla più bassa sulla quale è sintonizzato uno dei fil-

Amplificatore-Sintonizzatore stereo AM-FM « B.&O. »

Beomaster 1400 M

Interamente transistorizzato
Decoder stereo incorporato
Potenza di uscita musicale per canale: 20 W
Risposta di frequenza: $30 \div 25.000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$
Distorsione armonica: 1%
Impedenza: 4 Ω
Entrata di antenna: FM 75 Ω
Alimentazione: 110 \div 240 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 414 x 252 x 112
ZA/0694-00



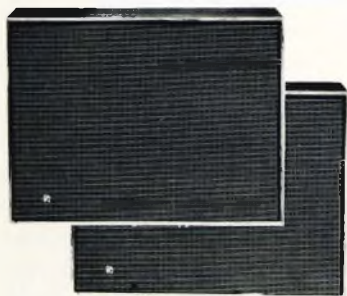
ELEGANTE IMPIANTO STEREO



1 beomaster 1400 M



1 beogram 1000 V



2 beovox 1600

Giradischi stereo « B.&O. »

Beogram 1000 - V

3 velocità

Corredato di cartuccia
tipo SP 7

Alimentazione: 220 V - 50 Hz

Dimensioni con coperchio:
358 x 308 x 160

RA/0330-00

Diffusore « B.&O. »

Beovox 1600

Potenza nominale 15 W

Campo di frequenza:
50 \div 20.000 Hz

Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter

Impedenza: 4 Ω

Dimensioni: 440 x 330 x 100

AA/5576-00 in Tek

AA/5578-00 in palissandro



GARANZIA ● QUALITA' ● GIUSTO PREZZO

tri selettivi delle sei basette degli stadi finali. Per procedere a questa operazione, variando il valore della resistenza semi-fissa nel trasmettitore, sarà sufficiente portare tale resistenza nella posizione che determina l'eccitazione del relé comandato dallo stadio Tr5.

Nei confronti di questa operazione di messa a punto, occorre tener conto anche della regolazione della resistenza variabile RV2, dalla quale dipende appunto la sensibilità dello stadio finale. In pratica, si procederà in primo luogo a regolare RV2 in modo da ottenere la totale diseccitazione del relé corrispondente, in assenza di segnale ricevuto dall'antenna del ricevitore. Indi, premendo il pulsante che inserisce la frequenza di modulazione sul trasmettitore, si dovrà ottenere l'eccitazione del relé: in caso contrario, occorrerà regolare nuovamente RV2, fino ad ottenere la sua eccitazione.

Sotto questo aspetto, è importante anche la regolazione del potenziometro P, tramite il quale è possibile variare l'ampiezza del segnale applicato allo stadio finale.

La medesima operazione dovrà essere eseguita per tutte e sei le frequenze di modulazione, e quindi per tutte e sei le basette costituenti gli stadi finali. Ciò — ben inteso — dopo aver fissato il nucleo della bobina del ricevitore con una goccia di cera o di vernice alla nitrocellulosa, onde evitare che esso si sposti a seguito di scosse o di vibrazioni, e che metta quindi il ricevitore fuori sintonia.

In sostanza, l'intera messa a punto — almeno per quanto riguarda la Bassa Frequenza — consiste nel regolare le sei resistenze semi-fisse del trasmettitore in modo da ottenere le stesse frequenze di modulazione sulla quale sono sintonizzati i sei filtri selettivi di cui sono muniti gli stadi finali. Per quanto riguarda invece il potenziometro P, la posizione del cursore dovrà essere regolata in modo tale da ottenere un'ampiezza sufficiente nei confronti del segnale di modulazione più debole, correggendo eventualmente la sensibilità degli stadi finali tramite la resistenza semi-fissa RV2, che — per cia-

scuna basetta finale — permette di variare la polarizzazione di base di Tr5, e quindi la sensibilità dello stadio.

Una volta ottenuta la messa a punto delle sei frequenze di modulazione (o comunque di tutte le frequenze di modulazione considerate nell'impianto di radiocomando), la messa a punto del sistema può essere considerata completa. Sarà quindi possibile chiudere definitivamente l'involucro del trasmettitore, ed inserire la basetta maggiore e le sei basette minori sul modellino radiocomandato, predisponendo la prima nella posizione più idonea, e le altre in prossimità dei relé attraverso i quali vengono ottenuti i vari effetti di comando.

Per quanto riguarda questi ultimi, lasciamo al lettore ogni possibilità di scelta: a seconda che si tratti di un aereo o di un battello, i sei effetti di comando potranno consistere nella messa in moto, nella svolta a destra, nella svolta a sinistra, nella regolazione della direzione di volo verso l'alto o verso il basso, nell'eventuale accensione di una lampadina, nella produzione di un segnale acustico, nell'inversione di marcia, ecc.

CONCLUSIONE

Come si è detto all'inizio, a proposito del trasmettitore, questo impianto di radiocomando può essere usato anche con notevole distanza tra il trasmettitore ed il modellino, grazie alla forte potenza. Abbiamo già fornito tutti i dettagli per quanto riguarda la regolazione dell'antenna del trasmettitore, mentre resta ancora qualcosa da dire per quanto riguarda l'antenna del ricevitore. Quest'ultima potrà essere costituita da un semplice conduttore teso tra un'estremità e l'altra del modellino, ed anche dalla sua lunghezza dipende notevolmente la portata del trasmettitore, ossia il suo raggio di azione. Trattandosi di un battello, non sarà difficile attribuire a questa antenna una lunghezza non inferiore ad 80 cm, disponendola verticalmente come un radiostilo. Trattandosi invece di un aereo, converrà tendere questa antenna tra l'estremità anteriore della fusoliera e l'estremità posteriore

della coda, mediante due appositi sostegni di lunghezza adeguata, realizzati in materiale isolante.

Le caratteristiche di progetto, sia del circuito di trasmissione, sia dei circuiti di ricezione, sono tali da conferire all'in-

tero impianto la massima stabilità di funzionamento. Di conseguenza, il lettore che volesse costruire entrambe le apparecchiature, troverà che i suoi sforzi verranno largamente compensati dal funzionamento soddisfacente e dalla grande portata.

I MATERIALI

Descrizione

R1	=	1.000 Ω - 0,25 W
R2	=	6.800 Ω - 0,25 W
R3	=	33.000 Ω - 0,25 W
R4	=	1.200 Ω - 0,25 W
R5	=	10.000 Ω - 0,25 W
R6	=	680 Ω - 0,5 W
R7	=	4.700 Ω - 0,25 W
R8	=	12.000 Ω - 0,25 W
R9	=	4.700 Ω - 0,5 W
R10	=	4.700 Ω - 0,5 W
R11	=	12.000 Ω - 0,25 W
R12	=	Vedi tabella 1
R13	=	Vedi tabella 1
R14	=	Vedi tabella 1
RV1	=	Semifissa, 22.000 Ω
RV2	=	Semifissa, 47.000 Ω
P	=	Semifissa, 10.000 Ω
C1	=	10-15 pF oppure ceramica a disco (oppure compensatore da 3,5- 20 pF)
C2	=	4,7 pF - Ceramico a disco
C3	=	4.700 pF - Ceramico a disco
C4	=	4.700 pF - Ceramico a disco
C5	=	0,01 μ F - In poliestere
C6	=	0,01 μ F - In poliestere
C7	=	5 μ F - 6 V - Elettrolitico
C8	=	5 μ F - 6 V - Elettrolitico

C9	=	10 μ F - 6 V - Elettrolitico
C10	=	500 μ F - 12 V - Elettrolitico
C11	=	0,04 μ F - A carta - 150 V
C12	=	2 μ F - 12 V - Elettrolitico
C13	=	Vedi tabella 1
C14	=	Vedi tabella 1
C15	=	Vedi tabella 1
C16	=	Vedi tabella 1
C17	=	0,04 μ F - A carta - 150 V
Tr1	=	AF 124
Tr2	=	AC 125
Tr3	=	AC 125
Tr4	=	AC 125
Tr5	=	ASY 76
D1	=	AA 119
D2	=	OA 70
TE	=	Termistore da 2.000 Ω
RE	=	Relé subminiatura ad un contatto, normalmente aperto o normal- mente chiuso (a seconda di qua- le venga usato) - 6 V - 510 Ω

Oppure:

A due contatti di scambio - 6 V
160 Ω

Un supporto per bobina da 6 mm, con
nucleo

L1-L2 = Vedi testo

Z = Vedi testo

Francoforte. Un interessantissimo esperimento che dimostra ancora una volta come la tecnica più avanzata, e le sue realizzazioni, siano di prezioso ed indispensabile sostegno al progresso della medicina, si è svolto all'Università « Goethe » di Francoforte sul Meno in occasione del secondo congresso di specializzazione in gastroenterologia.

Un gruppo di medici specialisti radunati nella sala delle conferenze del centro di medicina interna dell'Università ha visto proiettate a colori, su normali monitor, due immagini dal vivo dell'interno dello stomaco trasmesse da una improvvisata sala operatoria nell'Istituto di Botanica. La gastroscopia è stata eseguita per la prima volta con una telecamera a colori « Plumbicon », direttamente collegata al gastroscopio, in modo che un sistema intermedio a fibre ottiche potesse procedere appaiato.

SCHEMI

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

1 CARICA BATTERIE CON REGOLAZIONE LUMINOSA

Nell'alimentatore secondo lo schema a Fig. 1 la corrente costante di carica della batteria viene comandata da due livelli di intensità luminosa.

Con una illuminazione sulla fotoresistenza RPY 61 di meno 2.000 lux la corrente di carica è di 1,8 A, con oltre 10.000 lux la corrente scende a 0,2 A. Fintanto che l'intensità di luce è sotto i 2.000 lux la fotoresistenza presenta un valore ohmico relativamente elevato e il transistor T1 è in conduzione, il collegamento dal collettore del T1 alla base del T5 provoca l'interdizione di questo ultimo.

In queste condizioni i transistori T2 e T3 sono pure in conduzione, pertanto alla base del transistor T4 è presente una

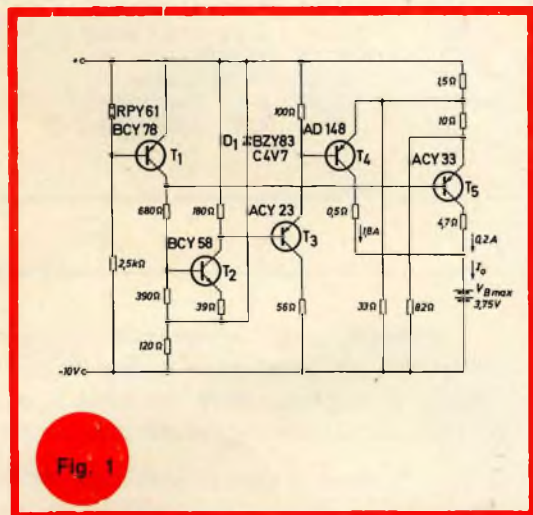


Fig. 1

tensione negativa che fa scorrere in questo una corrente di carica di 1,8 A.

Salendo l'intensità luminosa oltre i 10.000 lux diminuisce la resistenza della

fotocellula in modo che il transistor T1 risulta interdetto, come pure i rimanenti altri tre transistor, in questa condizione la corrente di carica che scorre attraverso il transistor T5, data la maggiore resistenza inserita nel circuito, scende a 0,2 A.

Il diodo Zener D1 stabilizza il punto di lavoro dei due transistor T4 e T5 compensando le variazioni della tensione di alimentazione.

Con una variazione della tensione di ingresso di $\pm 10\%$ la corrente di carica di 1,8 A varia del $\pm 3\%$ e a 0,2 A del $\pm 1\%$ circa.

Il diodo Zener e i transistor T3, T4, T5 devono venire montati su un dissipatore termico.

DATI TECNICI

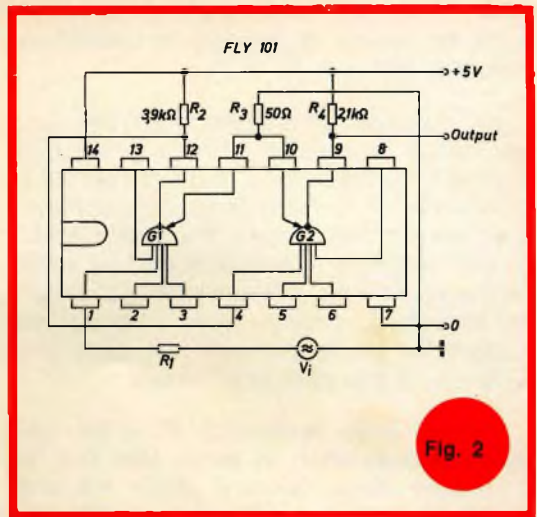
Tensione di alimentazione	10 V $\pm 10\%$	
Tensione di uscita	3,75 V	
Con intensità luminosa sulla fotoresistenza di	2.000 lux	10.000 lux
Corrente di carica	1,8 A	0,2 A
Variazione della corrente di carica per variazione della tensione di alimentazione del $\pm 10\%$	$\pm 3\%$	$\pm 1\%$
Variazione della corrente di carica nel campo di temperatura da 15 sino a 35 °C riferita a 25 °C	1 %	2,5 %
Temperatura ambiente	15 sino 35 °C	
Resistenza termica del dissipatore	$\leq 3,5$ gr/W	

2 TRIGGER CON CIRCUITO INTEGRATO

Le figure 2 e 3 rappresentano un circuito Schmitt-Trigger realizzato con le due porte di un elemento integrato logico FLY 101, sfruttando solo uno dei quattro ingressi di ogni porta.

La Fig. 3 illustra lo schema elettrico in cui sono stati appunto omessi i rimanenti ingressi.

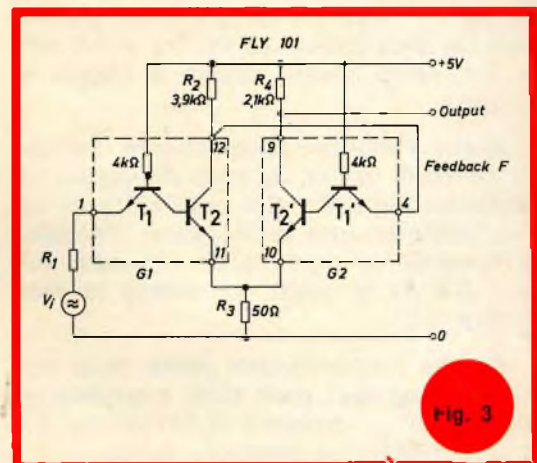
Il circuito FLY 101, è uno stadio di in-



gresso aggiuntivo con caratteristiche simili a un NAND, con valore di soglia della tensione di ingresso di circa 0,6 V.

Fintantoché la tensione di ingresso U_e è minore della tensione U_1 del Trigger, il transistor T_2 conduce e il T_1 è interdetto, superando la soglia U_1 , va in conduzione il transistor T_1 e tramite la reazione F, il transistor T_2 viene interdetto. La resistenza di emettitore comune R_3 , crea una reazione positiva che accelera il processo di commutazione.

La tensione di uscita che in origine era O, diventa ora L e pur salendo ancora la tensione di ingresso, l'uscita rimane invariata sul valore L. Quando scende la tensione di ingresso e raggiunge la ten-



sione limite U2, il processo di commutazione si inverte, la tensione di uscita passa dal livello L a O.

La tensione di disinserzione del Trigger, U2 è di qualche cosa inferiore alla tensione di inserzione, questo fenomeno di isteresi è causato dalla non evitabile disimmetria del circuito. Il primo elemento dell'integrato viene pilotato dal generatore e caricato dall'ingresso del secondo elemento, questo viene pilotato dall'uscita del primo e in generale deve azionare uno o più elementi NAND.

I valori delle resistenze R2 e R4, verranno dimensionati in modo tale che, se il Trigger deve pilotare dieci elementi NAND (fan-out $F = 10$), sia garantita una sicura inserzione, cioè la tensione di uscita U_a del Trigger rimarrà con $F = 10$, ancora nel limite utile della tensione di ingresso degli elementi NAND.

In effetti viene diminuito il margine ai disturbi statici. Il carico dell'uscita influenza ben poco la tensione di inserzione U1 e in misura maggiore il processo di isteresi nella commutazione. Se con forte carico si vuole ottenere una piccola isteresi, è necessario interporre sull'uscita del Trigger, un elemento NAND, allora il Trigger risulta caricato solo con un fan-out $F = 1$. Se non si desidera la rotazione di fase che viene così provocata, occorre prevedere due elementi NAND in serie.

La resistenza, in serie all'ingresso, R1 e la resistenza del generatore limitano la corrente di ingresso; con una resistenza R1 da $0 \div 10 \text{ k}\Omega$, la tensione del generatore U_e deve essere scelta fra $+ 0,8$ sino $+ 5 \text{ V}$, entro questo campo il Trigger si innesca.

Anche l'isteresi, specialmente con forte carico di uscita, dipende da questa resistenza. Riguardo alla possibilità di carico dell'elemento di ingresso, dovrebbe la tensione di ingresso U_e rimanere sotto i 5 V picco picco, se manca la resistenza R1.

Se una preponderante parte della tensione di ingresso cade sulla eventuale resistenza R1, si possono naturalmente elaborare segnali di maggiore entità.

ALIMENTATORI STABILIZZATI 20V/1A

Gli esempi di alimentatori stabilizzati qui descritti sono previsti per una corrente di carico di 1 A e per temperatura ambiente di $- 20^\circ \text{ C}$ sino a $+ 60^\circ \text{ C}$.

Lo schema a Fig. 4 comprende oltre la parte stabilizzatrice della tensione anche un limitatore di corrente come protezione.

Infatti al raggiungimento di una determinata caduta di tensione sulla resistenza R1 interviene il limitatore, composto dai transistor T4 e T5, e tramite il transistor T2 si interdice il T1 in serie al circuito di alimentazione.

La Fig. 5 mostra l'andamento della tensione di uscita in base alla temperatura ambiente e la massima corrente di carico.

Lo schema di Fig. 6 è simile a quello della Fig. 4 solo che lo stadio finale è realizzato con un transistor PNP e pertanto può essere impiegato un transistor al germanio più economico.

Il limitatore di corrente in questo esempio è realizzato con lo stadio composto dai transistor T4 e T5.

Con eccessive correnti sul carico aumenta la caduta di tensione sulla resistenza R1 sino a superare la tensione di soglia dello stadio che entrando in conduzione interdice i transistor T2 e T1.

Dopo l'interruzione, inserendo un carico adeguato, l'apparecchio è pronto per un nuovo funzionamento.

La Fig. 5 mostra l'andamento della tensione di uscita in funzione della temperatura ambiente e la massima corrente di carico come per lo schema a Fig. 4.

Un circuito particolarmente economico è raffigurato a Fig. 7.

In questo caso il sistema di protezione funziona diversamente dai precedenti, pur

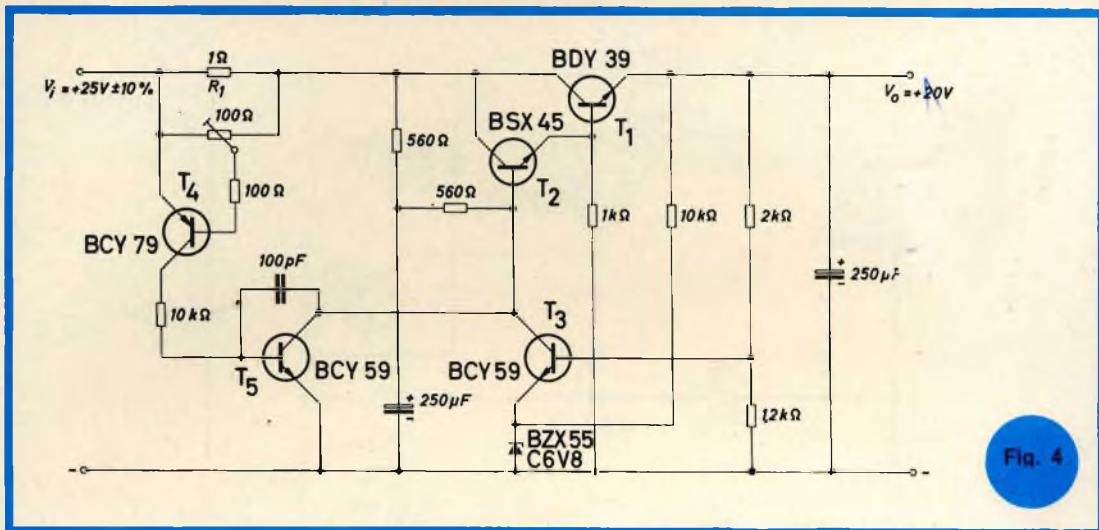


Fig. 4

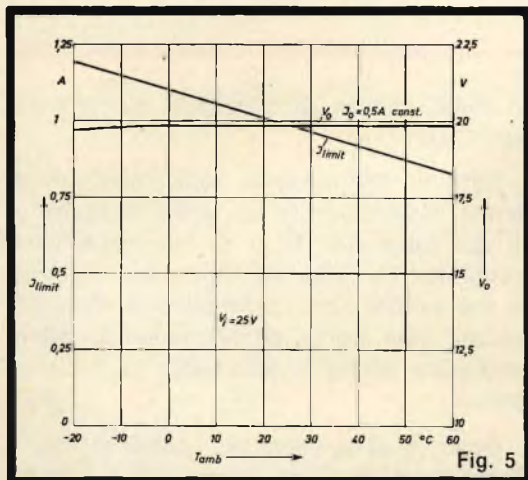


Fig. 5

sempre idoneo a proteggere il transistor di potenza BDY 39.

Con la resistenza di reazione R1 sull'emettitore del transistor T3 viene fissata una determinata corrente di collettore di questo transistor.

Mediante l'amplificazione dei transistor T2 e T1 viene pertanto limitato il valore massimo della corrente del carico attraverso il transistor T1.

Un sovraccarico dell'alimentatore causa una diminuzione della tensione di uscita e data la limitazione della massima corrente, contemporaneamente un aumen-

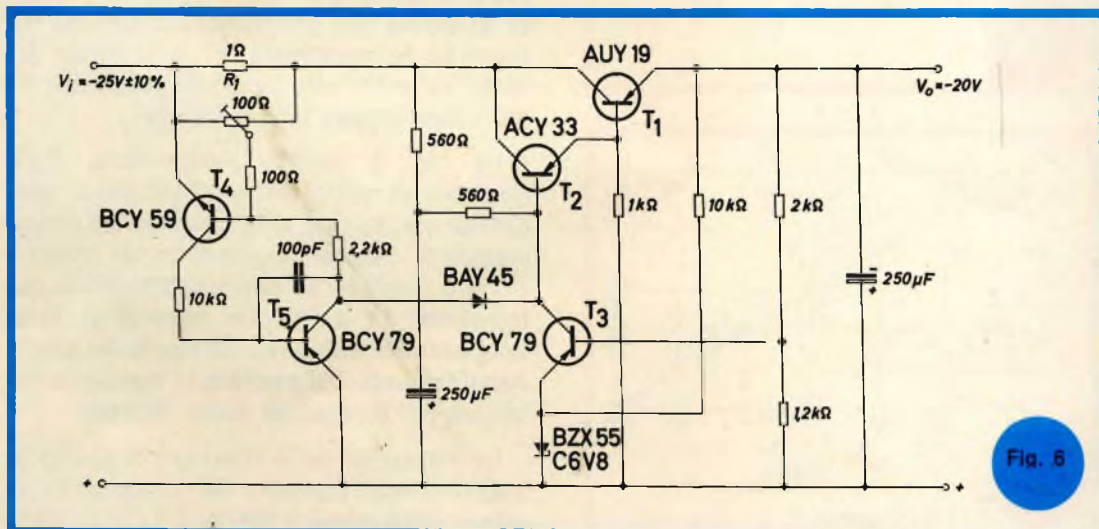


Fig. 6

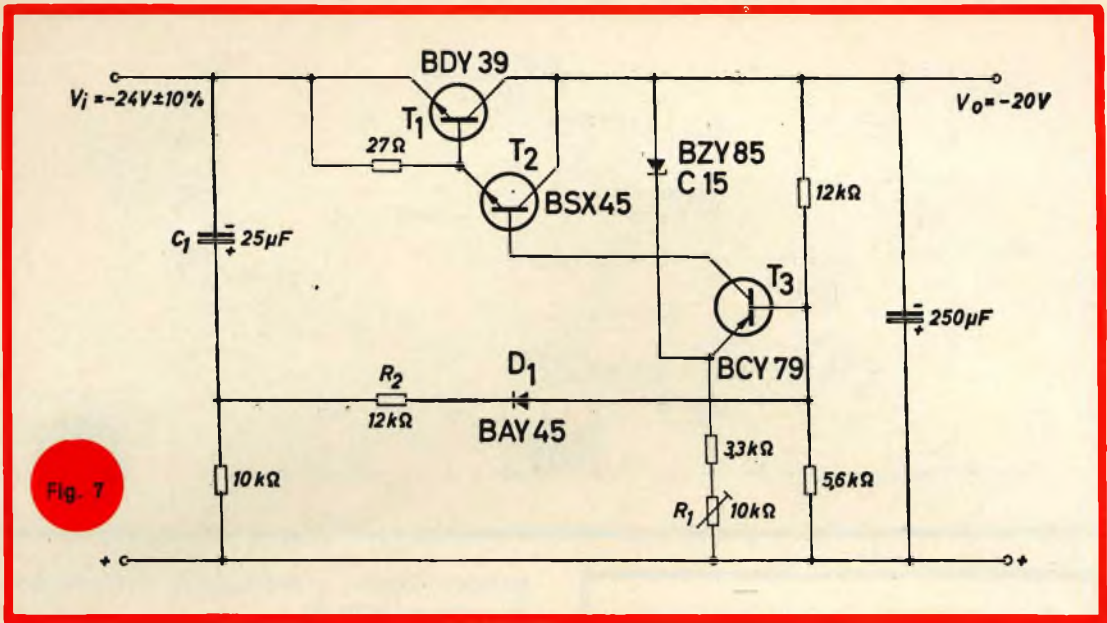


Fig. 7

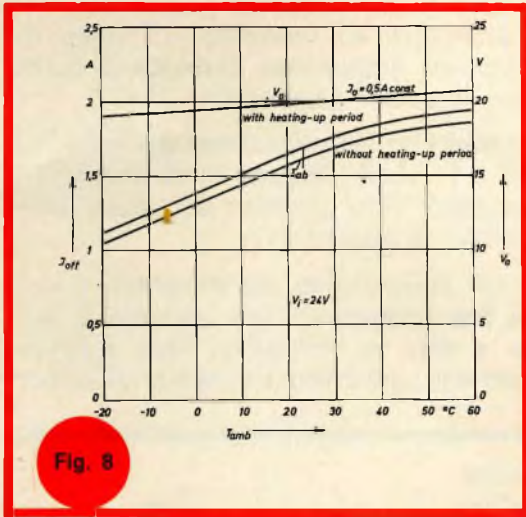


Fig. 8

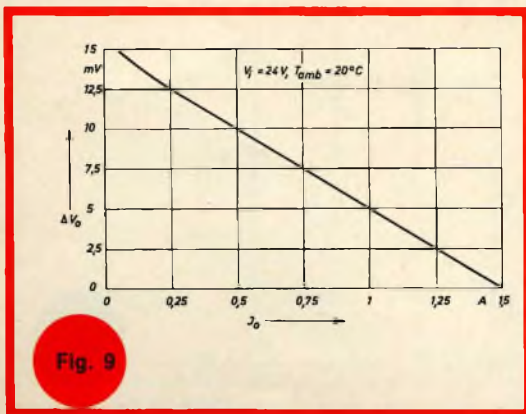


Fig. 9

to della caduta di tensione ai capi del transistor T1.

Data la diminuzione della tensione di uscita diminuisce la corrente di collettore del transistor T3 e di conseguenza il transistor T1 viene ulteriormente interdetto, ne risulta una caratteristica di oscillazione che porta definitivamente all'interdizione totale il transistor in serie al carico.

Dopo la disinserzione l'apparecchio è di nuovo in grado di funzionare e l'inserzione è agevolata dall'impulso di corrente di carica del condensatore C1 che attraverso la resistenza R2 e il diodo D1 viene riportata alla base del transistor T3 che viene messo in conduzione.

La Fig. 8 mostra l'andamento della tensione di uscita in funzione della temperatura ambiente e la corrente di carico massima. Poiché la corrente di interruzione è dipendente dall'amplificazione dei transistor T1 e T2 che dipendono dalla temperatura ambiente, ne risultano, per il riscaldamento del circuito in funzione, valori un po' diversi da quelli indicati.

Le variazioni della tensione di uscita in funzione della corrente del carico sono indicate dalla curva a Fig. 9.

4 TUNER FM CON DIODI VARICAP E TRANSISTOR AL SILICIO

Il Tuner FM secondo lo schema di Fig. 10 è realizzato con diodi a capacità variabile tipo BB103 e transistor al silicio BF195 e consta di un prestadio, un miscelatore e uno stadio oscillatore.

Il prestadio lavora a schema intermedio fra base ed emettitore comune poiché il transistor BF195 ha una elevata capacità di reazione come per esempio i transistor AF106 o AF109 frequentemente usati per questo impiego.

Usando il transistor BF195 con normale schema a base comune il prestadio non risulterebbe sufficientemente stabile.

Il circuito di ingresso del prestadio è

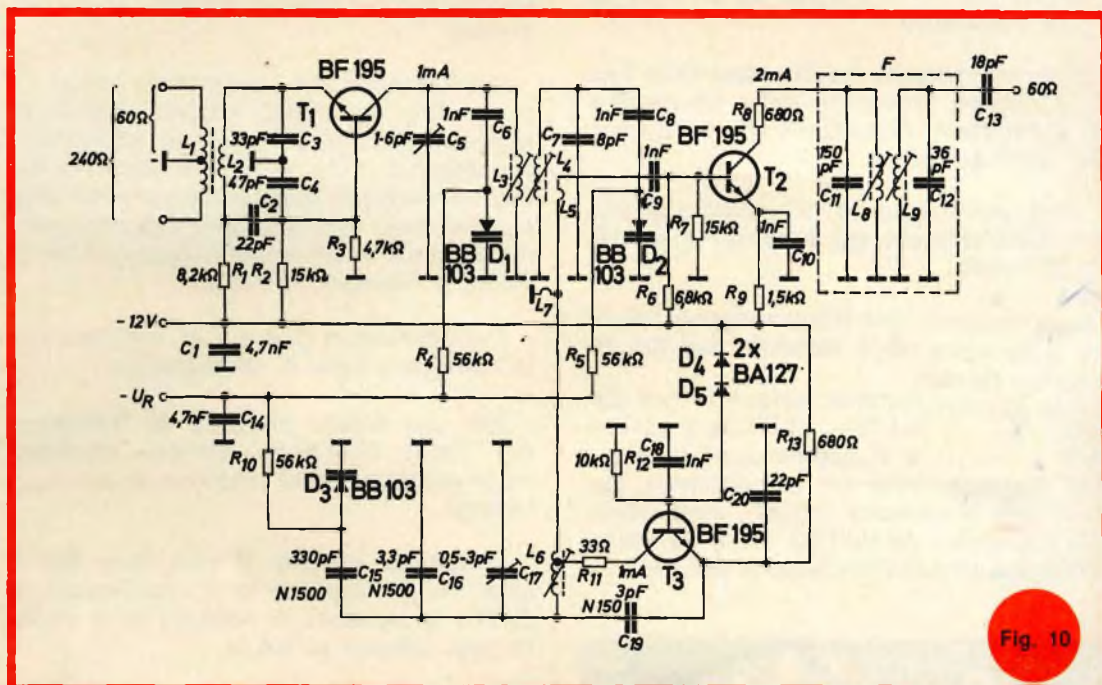
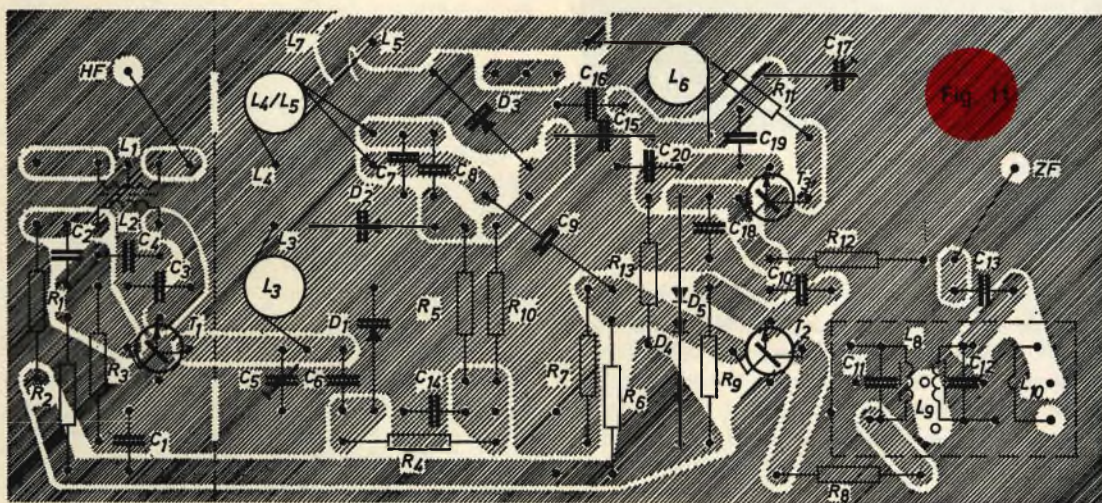


Fig. 10



realizzato a larga banda, con ciò si raggiungono migliori fattori di rumore inoltre è previsto l'ingresso disimmetrico a 60Ω come pure simmetrico a 240Ω .

La frequenza media del circuito di ingresso è sui 92 MHz e il fattore di rumore rimane su tutto il campo FM il più possibile minimo e costante.

Per una migliore selettività fra prestatore e miscelatore è inserito un accoppiamento induttivo costituito da un filtro di banda regolabile.

Con ciò vengono meglio soppresse fonti di rumore provocate dalla miscelazione di emittenti disturbanti con le armoniche dell'oscillatore.

L'accoppiamento al miscelatore avviene induttivamente sul secondario del filtro di banda.

Per l'accordo del filtro vengono impiegati diodi a capacità variabile tipo BB103.

Mediante il trimmer esistente nel circuito primario del filtro di banda e nel circuito oscillatore si compensano le capacità di dispersione dei commutatori, dei transistor e capacità iniziali; unitamente alle induttanze tarabili L3, L4, e L6, viene effettuata la sincronizzazione del tuner.



Fig. 12

Per non saturare il miscelatore con segnali di ingresso troppo elevati la tensione AF viene limitata mediante una tensione di esercizio del primo transistor di circa 3,5 V; con questo viene pure evitato che ai diodi varicap nel filtro di banda si presentino tensioni AF troppo elevate.

L'oscillatore lavora a schema a base comune con una corrente di collettore di circa 1 mA.

Per mantenere costanti al variare della tensione di alimentazione le ampiezze delle oscillazioni è stata stabilizzata la corrente di collettore dell'oscillatore mediante due diodi al silicio BA127; questa stabilizzazione è necessaria poiché data la non lineare caratteristica dei diodi varicap una variazione della ampiezza delle oscillazioni porterebbe a variazioni di frequenza.

Per impedire che l'oscillatore venga disaccordato da troppo elevati segnali di ingresso questo deve venire accoppiato al miscelatore in modo più possibile lasco; ciò avviene mediante un piccolo cappio induttivo (L7) alla base del transistor miscelatore in serie alla bobina dell'oscillatore e collegato a massa.

I condensatori C15 e C16 servono per la compensazione di temperatura.

Per una buona stabilità di frequenza del Tuner occorrono elevate esigenze nella costanza della tensione di sintonizzazione.

Premesso che per il ricevitore FM è ammissibile uno scarto di oscillazioni di 50 kHz la tensione di accordo deve variare solo attorno al 0,4 %.

La realizzazione del campione del Tuner è stata effettuata su circuito stampato vetrificato in Epoxy, usando materiale più economico, date le maggiori perdite dielettriche, occorreranno piccole variazioni allo schema indicato.

Le bobine dei filtri di banda AF (L3 e L4) devono essere realizzate con filo di rame argentato di $\varnothing 0,8$; per ampiezze di oscillazioni molto piccole il punto di accoppiamento dovrà essere leggermente spostato.

Poiché in queste realizzazioni i dati elettrici ottenibili dipendono anche dalla esecuzione meccanica, in Fig. 11 è stato illustrato il piano della disposizione dei singoli pezzi e in Fig. 12 la maschera per il circuito stampato in grandezza naturale.



© KLM - SRT/80

HIP, HIP... AMSTERDAM !



Hip, hip, Amsterdam! ... e via sul veloce jet della KLM verso tre giorni fantastici nella sorprendente città della libera Olanda, dove vi attendono svaghi e divertimenti « da amatore ». Spettacoli dal vertiginoso strip-tease in celebri night-club, favolosi pranzi Indonesiani, una birra-birra al Café Hoppe ... e poi liete scorribande in Leidse Plein e lungo i canali multicolori del famoso quartiere delle « vetrine », dove occhieggiano per voi le splendide fanciulle della notte di Amsterdam. Volete saperne di più? Parlatene con il vostro Agente di Viaggi, o inviate alla KLM il tagliando qui riprodotto. C'è un tour per voi ogni venerdì e sabato.

Spett.le KLM Reali Linee Aeree Olandesi
Via L. Bissolati 76 - 00187 Roma

Vogliate inviarmi, gratis e senza impegno, tutte le informazioni e il programma dettagliato:

SABATO PAZZO AD AMSTERDAM

COGNOME _____ NOME _____

VIA _____ N. _____ TEL. _____

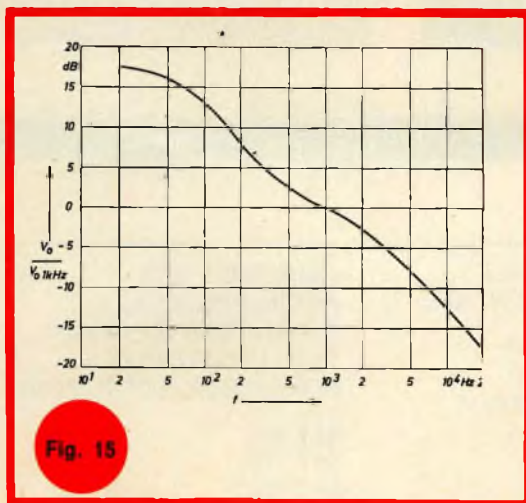
CAP _____ CITTÀ _____

LA MIA AGENZIA DI VIAGGI È _____



REALI LINEE AEREE OLANDESI

Lo schema è caratterizzato da una elevata resistenza di ingresso di circa $50\text{ k}\Omega$ che è ottenuta con un circuito Bootstrap, cioè viene diminuito l'effetto, sulla resistenza d'ingresso, del partitore di tensione di base del primo transistor, mediante un accoppiamento del successivo stadio amplificatore sull'ingresso del primo



stadio. La necessaria correzione di frequenza viene raggiunta con una controreazione, dipendente dalla frequenza, dall'uscita dell'emettitore del secondo stadio

(collegamento 3). L'andamento della curva di frequenza è illustrata dal diagramma a Figura 15.

Nell'impiego di questo preamplificatore senza equalizzatore, a pari fattore di distorsione, si ricava una uscita maggiore di circa 5 dB. I punti di lavoro di tutti gli stadi vengono regolati con il partitore di tensione costituito dalla resistenza R_1 e dal potenziometro P1.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	6 V
Corrente di esercizio	14 mA
Massima tensione di ingresso (frequenza 1 kHz)	20 mV
Massima tensione di uscita (frequenza 1 kHz e tensione di ingresso 1 mV)	80 mV
Amplificazione di tensione (frequenza 1 kHz)	38 dB
Resistenza di ingresso	$> 50\text{ k}\Omega$
Tensione di rumore (frequenza 1 kHz e tensione di ingresso 10 mV)	50 dB

Estratto dalle pubblicazioni « Halbleiter Schaltbeispiele 1968/1969 » della Siemens - Aktiengesellschaft.

RECENSIONE

A. GULINELLI & A. PAZZI - Radiotecnica generale applicata - elettronica dei transistori - circuiti di ricezione. Edizioni Ponte Nuovo - Bologna - 432 pagine, 421 figure. Prezzo del volume rilegato L. 2.800.

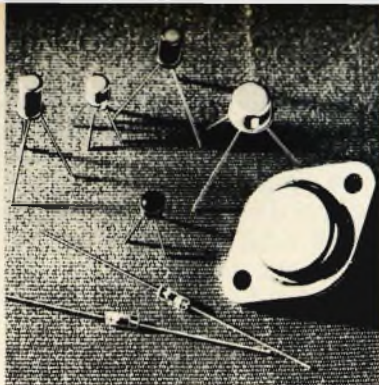
Si tratta della seconda edizione notevolmente migliorata nel contenuto rispetto alla precedente che già aveva incontrato il favore degli studiosi.

Dopo alcuni capitoli dedicati all'esame dell'elettricità in generale, ed alcuni richiami all'elettromagnetismo si passa a trattare con molta accuratezza le principali proprietà delle correnti alternate, la cui conoscenza è indispensabile per ben comprendere i capitoli seguenti, specialmente quelli inerenti gli amplificatori di alta e media frequenza.

In linea di massima si può affermare che uno dei principali meriti degli autori di questo volume è di aver saputo affrontare la materia trattata, ed in particolare la radiotecnica, valendosi di una esposizione scorrevole e priva di quelle asperità pseudo scientifiche che caratterizzano molte opere del genere.

Riteniamo pertanto che questo volume, sarà senz'altro molto utile tanto allo studioso quanto al tecnico.

TRANSISTORI AL GERMANIO E AL SILICIO PER IMPIEGHI CIVILI



AL GERMANIO

STADI PREAMPLIFICATORI, PILOTA E FINALI

SFT 323
2 x SFT 323
SFT 337
SFT 343
SFT 353
AC 180
2 x AC 180
AC 180 K
2 x AC 180 K
AC 183

STADI FINALI COMPLEMENTARI

AC 184 - 185
AC 180 - 181
AC 180 K - 181 K

AMPLIFICATORI RADIO FREQUENZA STADI CONVERTITORI, AMPLIFICATORI DI FREQUENZA INTERMEDIA

SFT 316
SFT 319
SFT 320
SFT 357
SFT 358

AL SILICIO

STADI PREAMPLIFICATORI E PILOTA

BC 207 NPN
BC 205 »
BC 209 »
BC 204 PNP
BC 205 »
BC 206 »

VHF
BF 206
BF 209

AMPLIFICATORI DI RADIO FREQUENZA

BF 233
BF 234
BF 235
BF 207
BF 208

UHF
BF 212
BF 213

PREAMPLIFICATORI VIDEO

BF 169
AMPLIFICATORI
FINALI VIDEO
BF 140
BF 178
BF 179

IMPIEGO GENERALE

BS W 42 NPN
BS W 43 »
BS W 44 PNP
BS W 45 »

DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO PER TUTTE LE APPLICAZIONI



MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUTTORI
TRANSISTORI - LATINA
Direzione Commerciale: Milano Via M. Gioia, 72
Tel. 6884103 - 6884123

VERIFICA DELLE CORRENTI IN UN CIRCUITO A VALVOLE

IL
RIPARATORE

Riportiamo in questo articolo un sistema che pensiamo pratico per la misura delle correnti sui piedini delle valvole impiegate nei vari circuiti elettronici.

Generalmente impiegato nel corso di riparazioni, il metodo statico consiste nel rilevare le diverse tensioni e correnti esistenti nel montaggio incriminato. Si tratta dunque di un processo semplice e che necessita solamente di un buon tester.

Se la misura delle tensioni si effettua rapidamente quella delle correnti, al contrario rappresenta sempre una operazione delicata e fastidiosa. In effetti, durante una misura di questo genere, è necessario dissaldare parzialmente il circuito da provare e introdurre il tester, commutato in posizione milliamperere, con il rischio di provocare dei pericolosi cortocircuiti che possono danneggiare non solo il circuito ma anche l'apparecchio di misura.

Il metodo ideale consisterebbe dunque nel non effettuare alcuna operazione di dissaldatura permettendo l'inserzione del milliamperometro, cosa questa che si può realizzare difficilmente.

Immaginiamo lo stadio finale di un amplificatore equipaggiato di un pentodo EL 84 (fig. 1). Se vogliamo conoscere la corrente anodica I_a di questo circuito sarà dunque necessario effettuare un taglio nel

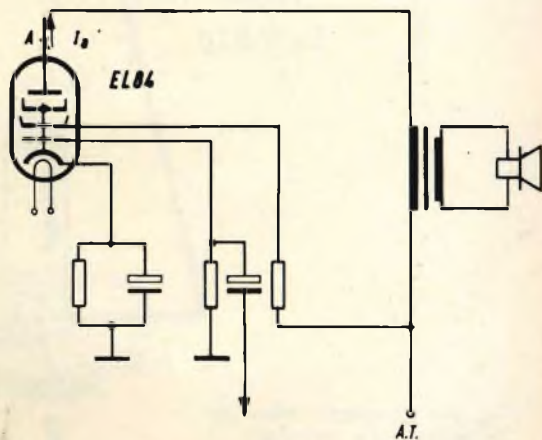


Fig. 1 - Esempio di stadio finale di amplificatore.

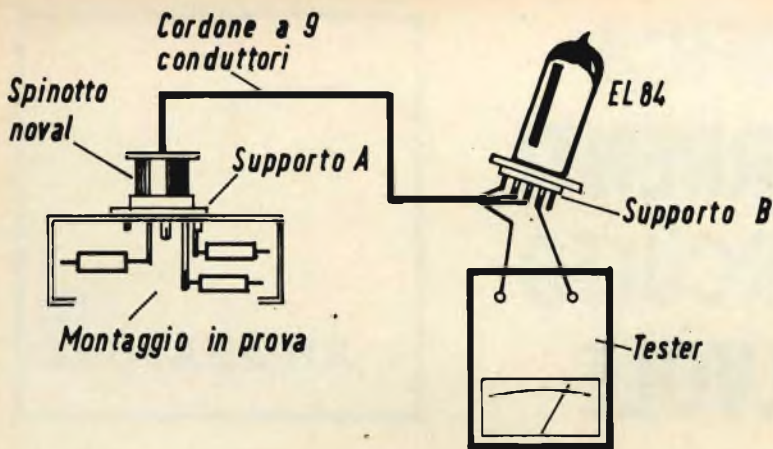


Fig. 2 - Esempio di disposizione del circuito per la misura.

punto A e inserire il nostro milliamperometro.

Quindi, se rimpiazziamo la valvola EL 84 con uno zoccolo noval i cui nuovi conduttori collegano la valvola EL 84 (fig. 2) non sarà più facile effettuare la misura.

Ma si può fare ancora meglio metten-

do il supporto noval B su un supporto fisso (fig. 3).

In questo caso sarà sufficiente collegare il multimetro ai capi 1 e 2 e aprire l'interruttore per poter effettuare la misura.

Si tratta dunque di un taglio automa-

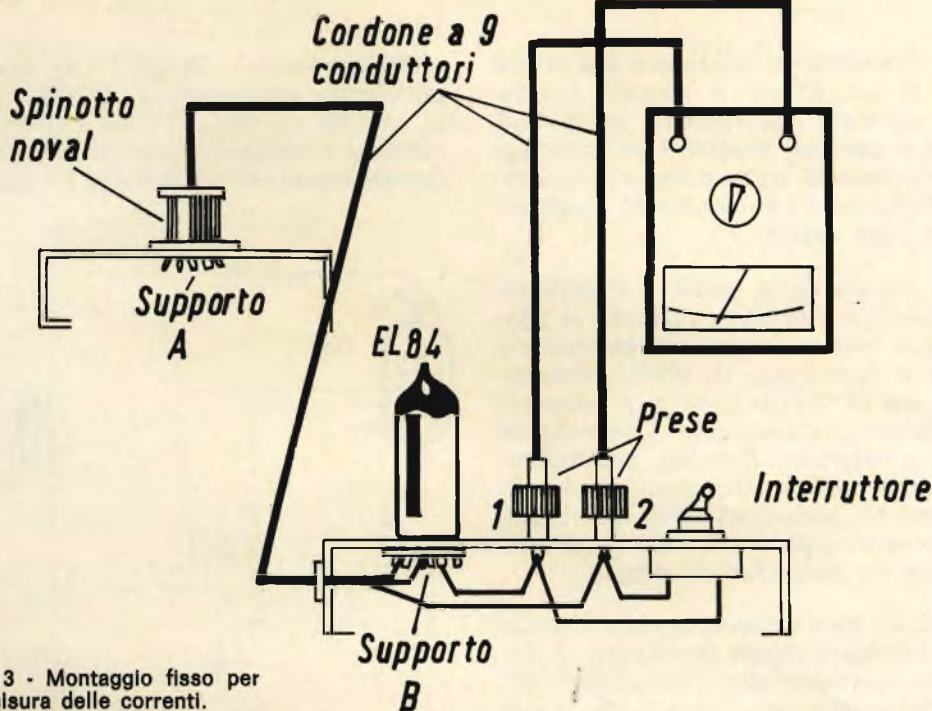


Fig. 3 - Montaggio fisso per la misura delle correnti.

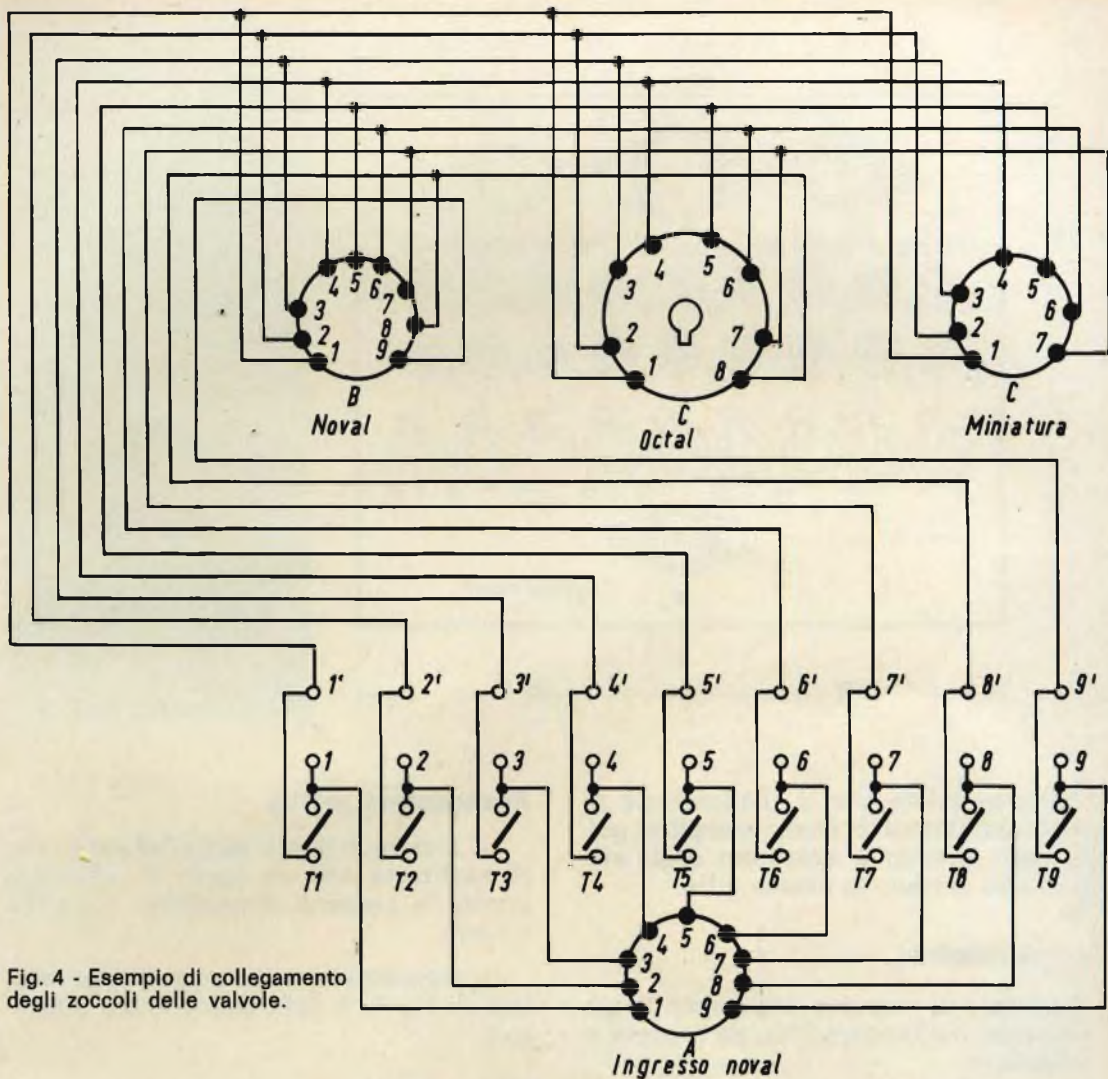


Fig. 4 - Esempio di collegamento degli zoccoli delle valvole.

tico che non danneggia il buon funzionamento della valvola EL 84. Presentato sotto questa forma primaria, questo montaggio non conviene che per la misura di corrente anodica della valvola EL 84. Così per ottenere una utilizzazione universale, si è studiato un apparecchio più completo ma anche più semplice possibile per quanto riguarda l'adattatore delle misure di corrente.

L'adattatore descritto in questo articolo necessita di pochissimo materiale di fabbricazione: 4 zoccoli e precisamente 2 noval, 1 octal e 1 miniatura; 6 spinotti di raccordo: 4 noval, 1 octal e 1 miniatura; 18 prese, 9 interruttori semplici.

Il dispositivo d'ingresso dell'adattatore è costituito da un supporto noval A dal quale partono nove conduttori numerati da 1 a 9. Questi 9 conduttori sono collegati alle prese da 1 a 9 poste vicino alle prese da 1' a 9'. I collegamenti fra le due prese portano la stessa cifra (per esempio 1 e 1', 2 e 2', 3 e 3' 9 e 9') sono assicurati dagli interruttori semplici (da I₁ a I₉) che in assenza di ogni misura, resteranno commutati in posizione chiusa (rappresentata in fig. 4).

Dalle prese da 1' a 9' partono i 9 conduttori che finalmente sono collegati ai supporti B, C e D, rispettivamente del tipo noval, octal e miniatura.

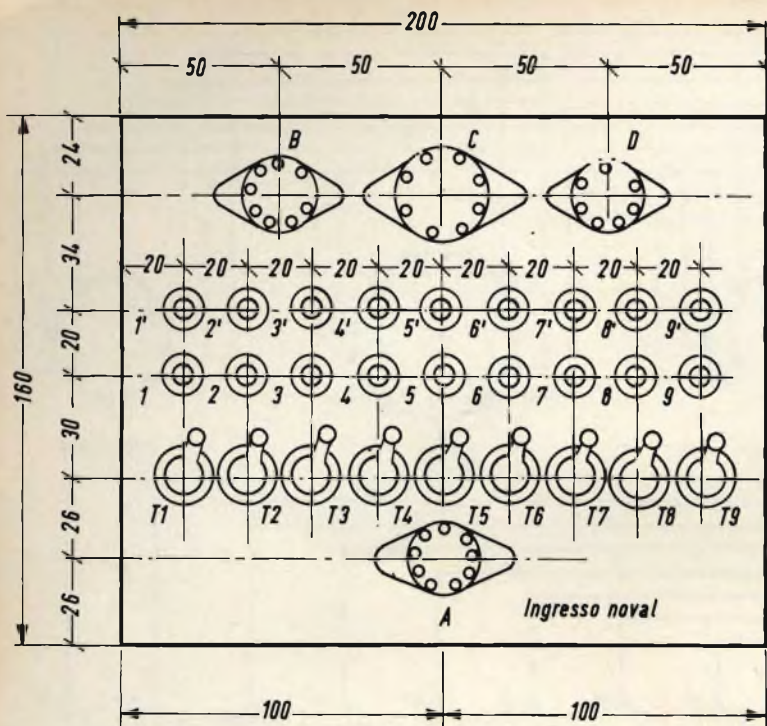


Fig. 5 - Realizzazione pratica del circuito di misura.

Notiamo infine che la realizzazione di questo adattatore è molto semplice poiché ogni circuito è costituito dagli elementi che portano la stessa cifra.

Cavi di raccordo

I tre cavi di raccordo assicurano il collegamento fra l'apparecchio da provare e l'adattatore.

Si possono dunque presentare tre casi:

- Valvole di tipo noval (9 piedini)
In questo caso la valvola sarà sostituita da un cavo di raccordo equipaggiato alle sue estremità di due spinotti noval.
- Valvole di tipo octal (8 piedini)
Il raccordo sarà realizzato da un cavo che porta alle sue estremità, da una parte uno spinotto noval e dall'altra parte uno spinotto octal.
- Valvole di tipo miniatura (7 piedini)
Una delle estremità sarà collegata a uno spinotto noval, e l'altra a uno spinotto miniatura. I tre cavi di raccordo avranno una lunghezza di 20 cm.

Realizzazione pratica

La piastra frontale dell'adattatore verrà realizzata con un pezzo di alluminio avente le seguenti dimensioni: 200 x 160 x 3 mm.

La disposizione degli organi rappresentata in fig. 5, è data solo a titolo indicativo.

Modo d'impiego

Se per esempio vogliamo misurare la corrente anodica della valvola EL 84, sarà sufficiente realizzare le operazioni seguenti:

- Togliere questa valvola dal suo supporto e metterla sul supporto B dell'adattatore.
- Collegare gli spinotti di raccordo del cavo di tipo A (noval) da una parte sul supporto del circuito da provare, e dall'altra parte sul supporto A dell'adattatore.
- Esaminando la zoccolatura della valvola EL 84, vediamo che l'anodo è collegato al piedino 7.

Sarà sufficiente dunque collegare il milliamperometro (con una sensibilità di 50 mA) fra i piedini 7 e 7' e aprire l'interruttore I.7 per leggere il valore della corrente anodica.

Impiego

Si possono avere così diversi impieghi per il nostro circuito.

a) Misura di tensioni

Essendo la valvola posta sull'adattatore e quest'ultimo collegato al montaggio da un cavo di collegamento, è possibile misurare le tensioni applicate ai capi della valvola da provare.

A questo effetto, si impiega il tester commutato in posizione volmetro. Il puntale di contatto negativo (comune)

sarà collegato alla massa del montaggio mentre il puntale di contatto positivo rivelerà le tensioni direttamente sui piedini da 1 a 9.

Note: in questo caso gli interruttori da I₁ a I₉ dovranno restare evidentemente in posizione chiuso.

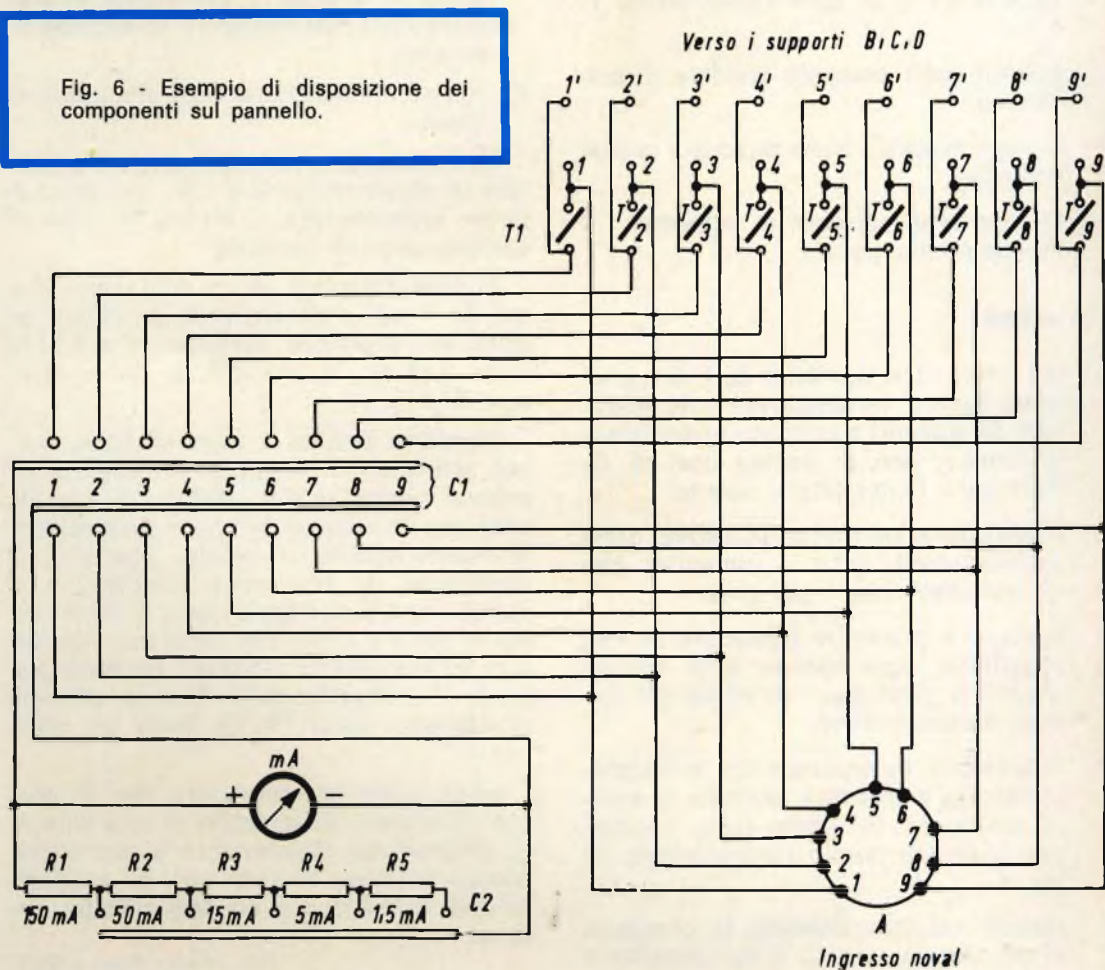
b) Prove dinamiche

Queste prove possono essere realizzate sia:

1) Da un iniettore di segnali.

A questo effetto si colleghi il collegamento flessibile (—) dell'iniettore alla massa dell'apparecchio da provare e si inietti il segnale ai capi corrispondenti alle placche e alle griglie di comando della valvola. Un suono acuto

Fig. 6 - Esempio di disposizione dei componenti sul pannello.



deve allora essere raccolto dall'altoparlante in caso di buon funzionamento a meno che non si preferisca il controllo infinitamente più preciso con un voltmetro di uscita.

2) Con signal-tracer.

Procedimento uguale ma risultato inverso: è l'altoparlante del signal-tracer (o il suo voltmetro di uscita) che raccoglie l'emissione proveniente dalle stazioni o da un generatore.

c) Misura della corrente di accensione di una valvola.

Questa misura necessita dell'impiego di un amperometro in alternata. Esempio: si deve misurare la corrente di accensione della valvola EF 51. Una volta effettuato il collegamento, si collega l'amperometro fra i capi 3 e 3' (o 4 e 4') e si apre l'interruttore T_3 o T_4 .

d) Misura della corrente anodica di una valvola.

Questa misura è stata descritta in precedenza.

e) Misura della corrente di schermo. Procedimento uguale.

Variazioni

a) Gli interruttori semplici da I_1 a I_6 possono essere vantaggiosamente sostituiti da pulsanti a contatto normalmente chiuso: non si rischia così di dimenticare l'interruttore aperto.

b) L'adattatore permette la prova delle valvole noval, octal e miniatura che attualmente sono i più usati.

Tuttavia è possibile estendere le sue possibilità aggiungendo altri tipi di zoccoli a condizione di avere gli spinotti corrispondenti.

c) È possibile incorporare un milliamperometro a sensibilità multiple in seno all'adattatore. In questo caso, lo schema diventerà quello rappresentato in fig. 6.

Questo circuito richiede la presenza di un combinatore C_1 il cui compito è

quello di selezionare il circuito (da 1 a 9). Esso comporta dunque 9 direzioni e 2 vie. D'altra parte il combinatore C_2 seleziona la sensibilità scelta: 1,5 mA, 5 mA, 15 mA, 50 mA o 150 mA.

Questo combinatore è dunque composto di una via a 5 direzioni alle quali sono collegate le resistenze di shunt da r_1 a r_5 . Durante tutte le misure di corrente, il metodo da seguire è il seguente:

1) Verificare che tutti gli interruttori siano chiusi.

2) Selezionare il circuito da provare.

Esempio: nel caso della nostra EL 84 (paragrafo 7) si ponga il combinatore C_2 in posizione 7.

3) Selezionare la corrente: in questo caso 50 mA. Quando la corrente da scegliere è dubbia, è preferibile cominciare dalla più elevata e in seguito diminuire.

4) Aprire l'interruttore I_7 ed effettuare la misura.

Le resistenze shunt da r_1 a r_5 sono montate in shunt universale, ciò che evita di dover interrompere la lettura in caso di cambiamento di corrente.

In caso d'impiego di un milliamperometro da 1 mA e di resistenza interna da 50 Ω , le resistenze saranno: $r_1 = 0,33 \Omega$, $r_2 = 0,66 \Omega$, $r_3 = 2,57 \Omega$, $r_4 = 9 \Omega$, $r_5 = 87,5 \Omega$.

Semplice pratico e poco costoso, questo adattatore è in grado di rendere numerosi servizi al suo utilizzatore. Inoltre, esso costituisce un semplice analizzatore di buona qualità. In effetti, l'insieme di montaggio da provare e l'adattatore si completano abbastanza bene, il primo pone la valvola nelle sue condizioni normali di funzionamento mentre il secondo permette il controllo delle diverse tensioni e correnti esistenti in seno al montaggio.

Segnaliamo per terminare che in queste condizioni, il controllo di una valvola si effettua più rapidamente e con altrettanta precisione che con tutti gli analizzatori più completi e di conseguenza più delicati.

(Da « Radio Plans » 6911)

IMPIANTI STEREO

DISTORSIONI E RIMEDI

**ALTA
FEDELTA'**

Il trasformare la sala od il salotto di casa in una sala da concerto, installandovi un buon impianto stereo HI-FI, non è cosa facile. Tuttavia qui di seguito vengono esaminati in dettaglio quei fattori, spesso trascurati, che possono trasformare un impianto normale in uno di qualità superiore.

La registrazione e la riproduzione dei suoni hanno progredito enormemente negli ultimi dieci anni; molti sistemi stereofonici destinati ad essere ora usati fra le pareti domestiche sono indubbiamente molto migliori degli apparati stereofonici professionali che erano in uso una quindicina di anni fa.

Attualmente, i progressi tecnici compiuti in tale campo sono veramente notevoli e la fedeltà di riproduzione è veramente molto elevata grazie alla distorsione bassissima ed ai rumori di fondo che sono praticamente inesistenti.

Nonostante tutte queste eccellenti caratteristiche accade invece che ascoltando uno stesso concerto, prima dal vivo dell'orchestra e poi dall'impianto hi-fi di casa, risulti assai chiaro, anche ai più sprovveduti ascoltatori, che la « musica in scatola » (come la chiamava Toscanini), anche con le moderne e perfette apparecchiature stereofoniche in molti casi è deludente.

« Why »? Ossia: « Perché? » Si sono chiesti L. D. Harmon e D. J. Mac Lean ed

hanno comunicato ad « Electronics World » le risposte a questo problema che qui di seguito riassumiamo.

Distorsioni

Fra le prestazioni reali e quelle teoriche intercorre una notevole differenza anche nei più perfetti sistemi stereofonici. Provocano questa situazione diversi fattori.

Innanzitutto vi sono varie distorsioni (di ampiezza, di fase, di frequenza, ecc.) che vengono introdotte nel procedimento di registrazione oltre che in quello di riproduzione.

La **distorsione di ampiezza** comprende la vecchia e familiare distorsione **armonica** e d'**intermodulazione**, in cui vengono generati dei toni spuri non presenti nel segnale originale.

Benché queste distorsioni siano contenute entro termini minimi negli amplificatori, tuttavia non sono del tutto nulle. Accade quindi che all'ascolto finale si abbiano non solo le minime distorsioni

introdotte dal proprio amplificatore hi-fi, ma anche tutte quelle dovute al processo di registrazione, ai microfoni, ai pickup, agli altoparlanti, ecc. intervenuti comunque nel ciclo completo registrazione-riproduzione.

Accade così che la distorsione finale all'ascolto raggiunge facilmente percentuali del 4 ÷ 5%, ossia valori tali che non passano inosservati all'orecchio. Molto più subdola è la distorsione di fase in cui i tempi relativi di varie componenti di complessi di frequenza non sono accuratamente rispettati.

Ciò causa la distorsione di fase che può comprendere sia lo sfasamento nell'amplificatore che il ritardo dovuto alle differenti lunghezze di percorso dei suoni in aria.

Fra le tante superstizioni dure a morire nella tecnica acustica vi è quella che l'orecchio umano sarebbe insensibile alla fase dei suoni e quindi anche alla distorsione di fase.

Tuttavia, numerose esperienze, fra cui quelle di M.R. Schroeder dei « Bell Laboratories » hanno dimostrato che le differenze di fase possono benissimo essere rilevate dall'orecchio umano. E' chiaro quindi che la progettazione di sistemi stereofonici hi-fi, se è basata come spesso avviene, su superstizioni tecniche tramandate da padre in figlio invece che su veri dati di fatto, può portare soltanto alla realizzazione di apparati che di hi-fi hanno solo la presunzione ed il prezzo.

Quando ciò si verifica è ovvio che l'ascoltatore noti una mancanza di realismo nella riproduzione dei suoni e questo difetto è difficilmente rimediabile se il progettista del sistema non ha tenuto conto della distorsione di fase.

Per quanto concerne la distorsione di frequenza essa influisce sul responso che non è uniforme sull'intero spettro riproducibile e che l'orecchio avverte. Accade, in particolare, che alcuni toni siano riprodotti a livelli più acuti o più bassi di altri.

Benché gli amplificatori siano assai soddisfacenti dal punto di vista di questa distorsione, tuttavia i trasduttori terminali lo sono molto meno.

Certe cartucce fonografiche e certi altoparlanti, per esempio, sono considerati eccellenti se la loro curva di risposta è lineare entro ± 3 dB, benché ciò significhi nientedimeno un rapporto di potenza di 2 : 1, ossia che tali trasduttori storpiano la risposta di ben il 100%.

Oltre a tutto ciò intervengono altri fattori che alterano la realtà musicale. Uno di questi è dato dalla potenza di suono. Conosciamo dall'esperienza viva come devono essere i passaggi forti di una orchestra o di un coro. Se questo livello non è raggiunto all'atto della riproduzione rispetto all'ascoltatore, non è facile convincere l'orecchio che l'orchestra od il coro è come se fossero nel locale di ascolto.

La compressione di responso introduce un'altra difficoltà a causa delle limitazioni dinamiche sia degli equipaggiamenti di registrazione che di riproduzione e accade che molti segnali risultino compressi. Da ciò ha un danno non solo la riproduzione di tutta l'orchestra ma anche quella dei singoli strumenti.

Per esempio, spesso le trombe intervengono per poche note, ma con suoni squilanti dalla forma d'onda ricca e di tipo transiente. Quando tali transienti sono livellati dal limitatore di registrazione, è chiaro che l'illusione della realtà è già stata distrutta in partenza, indipendentemente dalla bontà del sistema di riproduzione che poi verrà usato per l'ascolto.

Anche il rumore di fondo può intervenire a distruggere il realismo, benché sia questo un fattore facilmente controllabile almeno nelle apparecchiature più moderne.

Vi sono, infine, tutti quei fattori dovuti all'ambiente acustico circostante che possono dare un timbro ed una risonanza speciale.

Ogni locale esercita una propria influenza sul suono prodotto o riprodotto in esso e ciò è dovuto all'assorbimento selettivo di certe frequenze, alle riflessioni, riverberi, risonanze, ecc.

Queste proprietà influenzano profondamente i suoni che raggiungono l'orecchio, ed anche un ascoltatore non esercitato

la nuova serie di cinescopi autoprotetti

PHILIPS



possiede queste interessanti caratteristiche:

**fascia di protezione arretrata
schermo piatto con angoli squadrati
rapporto immagine 3:4.**

I cinescopi di questa serie completata dai tipi già noti da 19" (A47-26 W) e da 23" (A59-23 W) consentono la soluzione estetica «push-through» e soddisfano a tutte le prescrizioni di sicurezza antimplosione

DATI TECNICI RIASSUNTIVI

Tipo	Diagonale schermo (cm)	Angolo deflessione (°)	Lunghezza compless. (mm)	Lunghezza collo (mm)	Diametro collo (mm)	Trasmissione luce %	Dati accensione del filamento
A28-14W	28 (11")	90	245	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A31-20W	31 (12")	90	272	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A44-120W	44 (17")	110	284,5	110	28,6	48	6,3 V; 300 mA
A50-120W	50 (20")	110	312,5	110	28,6	45	6,3 V; 300 mA
A61-120W	61 (24")	110	362	110	28,6	43	6,3 V; 300 mA

nota la differenza fra l'acustica di una sala di concerto, di una cattedrale, rispetto a quella di una sala da pranzo.

Pertanto, quando i suoni sono prodotti in una sala da concerto e registrati con tale acustica, al momento che vengono riprodotti in una camera, ad esempio di 4 x 6 m, l'orecchio avverte che qualcosa non va.

In più le proprietà acustiche circostanti si sovrappongono all'acustica della sala. Il risultato è una miscelazione che una volta di più influenza soprattutto le parti subconscie dell'ascoltatore.

Un'altra subdola forma di distorsione deriva dalle tecniche di registrazione e, molto spesso, dal modo come vengono collocati i microfoni. Nella realtà, un ascoltatore ha due orecchie spaziate fra loro di circa 158 mm che ricevono l'intero campo sonoro da una particolare ubicazione. La ricostruzione ideale di tale campo sonoro è lo scopo della stereofonia che potremmo chiamare « onesta ».

Escludiamo quindi qui tutte quelle diavolerie e quei trucchi che come lo stereo ping-pong, il microfono chiuso nel pianoforte ed i sistemi « reprocessed » alterano in modo completamente artificiale i termini del problema.

Le tecniche che riguardano la collocazione dei microfoni vanno dall'impiego di due unità verticali orientate in differenti direzioni all'impiego di una ventina o più di microfoni scaglionati lungo l'orchestra. Entrambi i metodi presentano i loro vantaggi e svantaggi, ma l'unico modo per ricreare i segnali in modo fedele è collocare i microfoni esattamente dove si troverebbero le orecchie di un ascoltatore.

Rimedi

Fortunatamente vi sono diversi rimedi parziali per ciascuno di questi problemi e, in effetti, diversi sistemi stereofonici funzionano in modo « favoloso ».

Ciò può essere dovuto anche al fatto che la memoria dell'uditorio è responsabile di una esagerata soddisfazione. Interviene ciò che gli psicologi chiamano **adattamento**.

Dopo un breve tempo accade infatti che il sistema nervoso dell'uomo si adatti ad un particolare genere di stimolo e lo accetti come normale. Venendo a mancare un confronto rapido fra le sorgenti originali e di riproduzione, viene meno la possibilità di percepire con grande evidenza l'abisso che ancora esiste fra il suono di un'orchestra e la sua riproduzione stereofonica.

E' assiomatico che l'elemento più insoddisfacente in qualsiasi sistema di riproduzione sonora è l'altoparlante. Realmente, vi sono moltissime difficoltà per costruire degli altoparlanti perfetti e molte fabbriche devono anche tener conto di non costruire dei dispositivi eccessivamente costosi.

Pochi ascoltatori usano le cuffie per estendere le possibilità di ascolto e la maggioranza preferisce gli altoparlanti. Tuttavia, è indubitato che un mezzo moderno e relativamente economico che fornisce un responso di qualità superiore rispetto agli altoparlanti è proprio la cuffia

Le curve tipiche di risposta riportate nella fig. 1 illustrano questo fatto.

Poiché le cuffie sono per loro stessa natura molto piccole, comprendono degli elementi mobili molto leggeri che permettono un buon rendimento alle più alte frequenze. Inoltre, per le frequenze più basse le membrane degli auricolari agiscono come pistoni che comprimono l'aria nelle cavità dell'orecchio e quindi danno una resa dei bassi nella maggioranza dei casi non ottenibile con altoparlanti normali.

Tuttavia, le cuffie presentano un inconveniente, ossia lo spazio acustico e tutte le immagini sonore si muovono assieme alla testa dell'ascoltatore e ciò può introdurre un fattore di irrealtà.

Un'altra circostanza interessante riguarda il numero di canali stereofonici che sono necessari per ottenere una soddisfacente riproduzione.

Vari autori hanno sostenuto, specialmente nel passato, che sono indispensabili almeno tre canali. Tuttavia, poiché la industria ha adottato due soli canali, viene rimediata la mancanza del terzo canale usando una parte del canale di de-

stra e del canale di sinistra per creare la terza via sonora (fig. 2).

Si giustifica questo modo di procedere affermando che con ciò si viene a riempire il senso di vuoto che altrimenti esisterebbe al centro.

Va invece notato che se il sistema a due soli canali è perfettamente bilanciato, non esiste assolutamente alcun vuoto acustico centrale e quindi la collocazione delle immagini sonore è eccellente. Ciò richiede però due gruppi di altoparlanti assolutamente identici.

Se l'uscita acustica di un lato differisce da quella dell'altro anche di soli 2 dB a qualsiasi frequenza, allora si percepisce subito il senso di vuoto centrale ed inoltre si ha l'illusione che certi strumenti si spostino da un lato all'altro a seconda della loro frequenza spettrale.

Un aspetto importante della percezione stereofonica è l'abilità dell'ascoltatore di utilizzare le sorgenti sonore. Ovviamente,

se un altoparlante viene escluso durante il funzionamento, l'effetto spaziale è perso. I suoni che provengono dall'altoparlante restante sono identificati e localizzati.

Si supponga ora che l'ascoltatore sia collocato in modo equidistante dai due gruppi di altoparlanti laterali. Il programma è materialmente non di tipo stereofonico ma monofonico.

L'amplificazione sia ora aggiustata per avere una uguale uscita da entrambi gli altoparlanti. Che cosa si ascolterà realmente?

La maggior parte delle persone che sono state sottoposte a questa esperienza hanno riferito di udire i suoni come se la sola fonte sonora si trovasse di fronte a loro. Ciascun orecchio aveva quindi captato la stessa intensità acustica e non era più in grado di identificare le sorgenti sonore nei gruppi di altoparlanti laterali.

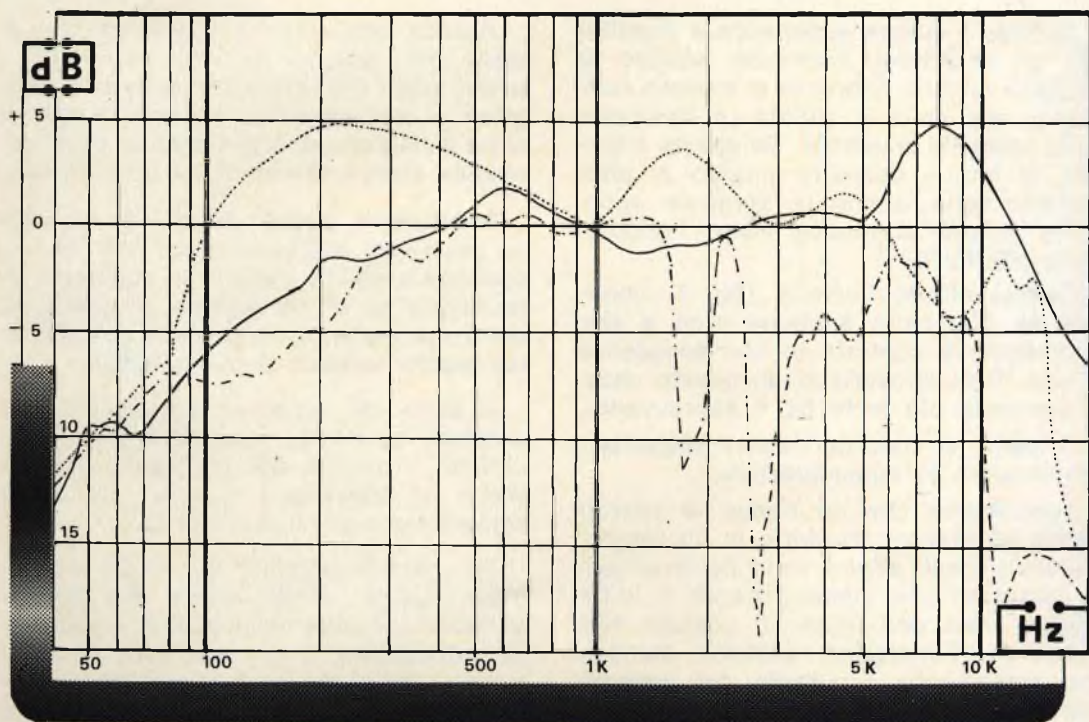


Fig. 1 - Curve tipiche di risposta di altoparlanti confrontate con quelle di cuffie stereofoniche. La curva in linea continua si riferisce ad un altoparlante di qualità eccezionale, mentre quella in linea tratteggiata ad uno comune. La linea punteggiata fornisce invece la curva di risposta di una cuffia stereofonica.

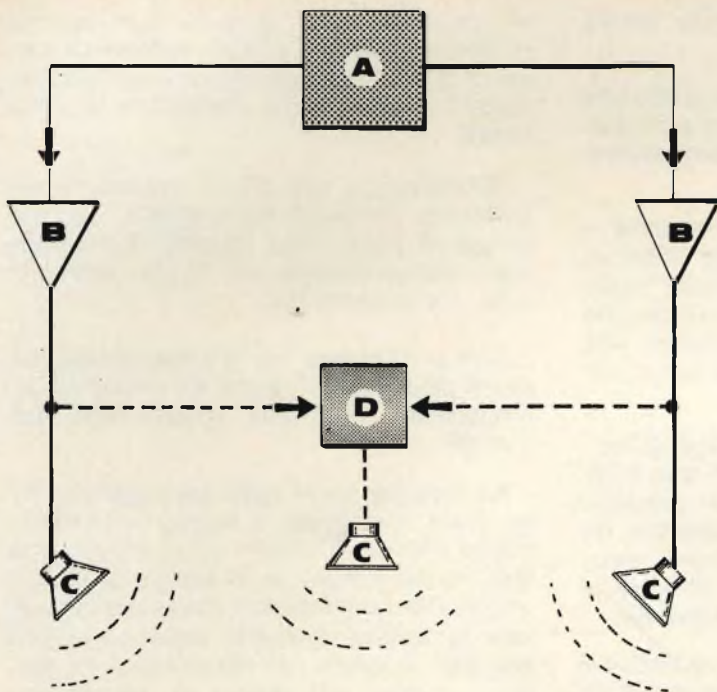


Fig. 2 - Disposizione per l'aggiunta di un terzo canale con sistema stereofonico, allo scopo di compensare (nei sistemi sbilanciati) il vuoto acustico che viene a crearsi centralmente. A = sorgente stereo; B = amplificatori; C = altoparlanti; D = miscelatore.

In base a queste esperienze è stabilito che gli ascoltatori collocano sempre le sorgenti sonore, non dove si trovano realmente, ma dove è situata la risultante delle intensità acustiche. Se questa intensità di uno o dell'altro gruppo di altoparlanti varia, anche la sorgente apparente sonora si muove verso l'altoparlante più forte.

Questo effetto illusorio (fig. 3) continua se l'intensità aumenta sino a che l'immagine è centrata in corrispondenza di uno degli altoparlanti. In questo caso, la sorgente più forte ha il sopravvento.

Tuttavia, vi sono dei fattori addizionali da prendere in considerazione.

Supponiamo che un tempo di ritardo venga ad essere introdotto in un canale, mentre i livelli sonori sono perfettamente bilanciati. Se questo ritardo è sufficiente, ossia dell'ordine di qualche milisecondo, l'immagine acustica subisce uno sfasamento. Il ritardo del sistema non è fattore molto comune, però l'ascoltatore tende ad avvertire le sorgenti sonore che si spostano da un lato all'altro con un effetto del tutto simile a quello già visto per gli sbilanciamenti d'intensità.

Accade così che l'altoparlante che si trova più lontano dall'ascoltatore ha i propri suoni che impiegano un tempo maggiore a raggiungere l'orecchio e quindi si ha il risultato di una sfasatura di un'immagine sonora che altera la riproduzione.

Per evitare questi danni occorre che la posizione dell'ascoltatore sia rigorosamente stabilita rispetto al sistema stereofonico ed in particolare la posizione della sua testa non si discosti di qualche decimetro rispetto al punto ideale.

A tutto ciò possono aggiungersi dei problemi di esatta fasatura fra gli altoparlanti. I metodi che impiegano oscilloscopi ed apparecchi speciali non sono sempre impiegabili dall'audiofilo.

Un metodo vecchio, ma molto economico, suggerisce di inviare una piccola corrente continua nelle bobine mobili degli altoparlanti e di osservare la direzione in cui si sposta il cono. Questa tecnica presume però che possano essere facilmente osservati i coni degli altoparlanti e che, soprattutto, le restanti parti del sistema non introducano distorsioni di fase.

Un metodo altrettanto semplice ma forse più sicuro è quello di riprodurre della musica monofonica e poi di ascoltare le differenze invertendo i sensi di collegamento di alcune bobine mobili.

Molti esperti sono in grado semplicemente dall'ascolto di comprendere se il sistema è in fase o meno e di procedere al riguardo.

La differenza, che però è avvertibile da qualsiasi ascoltatore, consiste in una differente posizionatura delle immagini sonore che sembrano procedere su un piano anteriore all'ascoltatore se il sistema è in fase ed invece « dietro la testa » se vi sono degli sfasamenti importanti.

Un altro fattore molto percepibile di sfasatura è la diversa intensità sonora.

Se esistono delle distorsioni di fase importanti o degli altoparlanti fuori fase, l'ampiezza sonora è alterata ed il massimo si ha ovviamente soltanto quando una perfetta sfasatura è raggiunta.

Se poi vi sono delle variazioni di fase non costanti rispetto a tutte le frequenze riprodotte si ha un curioso fenomeno di « pendolo acustico » che è stato magistralmente ricostruito R.L. Hanson dei « Bell Laboratories ». Sospendendo un altoparlante in modo che potesse oscillare come un pendolo, ha potuto dimostrare la perfetta analogia dei risultati rispetto ad un sistema stereofonico con sfasatura particolare.

Un altro punto importante è quello dell'acustica dell'ambiente e delle varie riflessioni (eco) che possono aver luogo.

Poiché le proprietà acustiche di un comune ambiente domestico di soggiorno, dove generalmente viene installato un impianto stereo, ha qualità molto insoddisfacenti e lontane da condizioni ideali, la questione diviene come possa il sistema amplificatori-altoparlanti compensare le manchevolezze ambientali.

Per esempio, se un ambiente ha una acustica basata su notevole materiale assorbente (tendaggi, tappeti, ecc.) è chiaro che le frequenze più elevate non possono essere ricevute correttamente in differenti parti della sala.

Molti ritengono che una correzione ideale è quella di fare in modo che la riproduzione divenga lineare rispetto alle caratteristiche acustiche della sala.

L'esperienza ha suggerito invece che questa è una procedura insoddisfacente perché l'orecchio generalmente « conosce » la sala, le voci, i passi; i vari rumori di un ambiente domestico sono ben noti e costituiscono la limitrofia acustica attuale.

Conseguentemente, l'orecchio se ascolta, ad esempio, la musica di un pianoforte in una simile sala, si aspetta di udire uno spettro non bilanciato perché ciò costituisce la sua reale esperienza acustica viva. Se si fa in modo che l'orecchio riceva un'immagine uditiva compensata e quindi « piatta », tutto ciò suona innaturale.

Pertanto, le caratteristiche acustiche dell'ambiente devono variare da un punto all'altro e quindi una compensazione del tipo « piatto » non è consigliabile.

Dall'esperienza pratica è risultato che un ambiente domestico è adatto per la

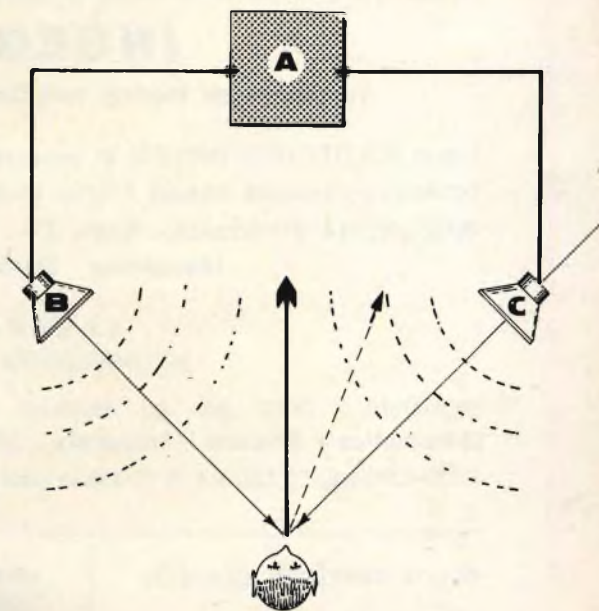


Fig. 3 - Spostamento dell'immagine acustica da un altoparlante all'altro in funzione di diverse intensità acustiche di due canali o di sfasamenti. A = sorgente stereofonica; B = altoparlante del canale n. 1; C = altoparlante del canale n. 2.

riproduzione stereofonica (almeno con poche migliorie) oppure non lo è. Se l'ambiente non è assolutamente adatto non si conoscono al momento altro che paliativi di dubbio risultato, a meno che si ricorra all'ascolto in cuffia stereofonica.

Infatti, la catena di eventi che si susseguono dalla sorgente sonora fino all'orecchio dell'ascoltatore è lunga e complessa. Una descrizione interessante, sia pure riassuntiva di questi eventi, può essere la seguente:

— una membrana vibrante (che può essere in definitiva quella rappresentata dalle corde vocali, dall'ancia di uno strumento, dalle casse armoniche, ecc.) mette in moto le molecole d'aria; questo fatto provoca la vibrazione di un'altra membrana (questa volta di un microfono) che provvede a mettere in moto degli elet-

troni. Attraverso un complicato procedimento di riproduzione una membrana viene ancora mossa e questa volta si tratta del cono di uno o di più altoparlanti; questo fatto rimette in moto le molecole dell'aria che alla fine provocano la vibrazione di un'altra membrana che è rappresentata dagli organi sensibili dell'orecchio.

Che un grado notevolissimo di fedeltà possa essere preservato lungo una così lunga e complessa catena di passaggi è strabiliante.

Quindi, nonostante tutti i problemi e le difficoltà che abbiamo menzionati, si deve considerare che in realtà i progressi tecnici sono stati così cospicui che questa catena di vibrazioni di membrane può essere oggi riprodotta con sorprendente fedeltà e la situazione tende costantemente a migliorare.

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo





**SERVIZIO
RADIO-TV**

LA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

di P. Soati

PROVE PER STABILIRE L'EFFICIENZA DELL'ANTENNA INCORPORATA

Per stabilire quale sia l'efficienza dell'antenna incorporata, detta anche impropriamente antenna interna, di un ricevitore per modulazione di frequenza, si misura il dislivello fra i campi elettromagnetici che sono necessari per produrre tanto con l'antenna in esame quanto con un dipolo standard (cioè normalizzato), la stessa tensione a radiofrequenza all'entrata del ricevitore in modo da ottenere la stessa potenza di uscita.

La prova di efficienza deve essere eseguita su un terreno piano e completamente sgombro di ostacoli, i quali devono trovarsi alla distanza minima di 30 m. Nelle vicinanze non devono esistere delle superfici che possano essere cause di riflessione dei segnali. Il ricevitore, come è indicato in figura 1 sarà collocato sopra un sostegno orientabile, posto all'al-

tezza di m 1,20 da terra e alla distanza di m 30 da un generatore di segnale.

Il dipolo standard avrà le dimensioni che sono indicate in figura 2 e la sua impedenza di uscita dovrà essere identica a quella di ingresso del ricevitore, cioè a 75 o a 300 Ω .

Le linee di alimentazione del ricevitore e del generatore teoricamente dovrebbero essere sotterrate a 30 cm dalla superficie del suolo. In caso di impossibilità si può usare un conduttore munito di schermo, con quest'ultimo collegato a massa.

Il generatore di segnali a sua volta alimenterà un dipolo identico al precedente e adattato alla sua impedenza.

Il generatore sarà regolato su una delle frequenze riportate nella tabella IV del numero scorso e modulato al 30 % con una frequenza di 400 Hz.

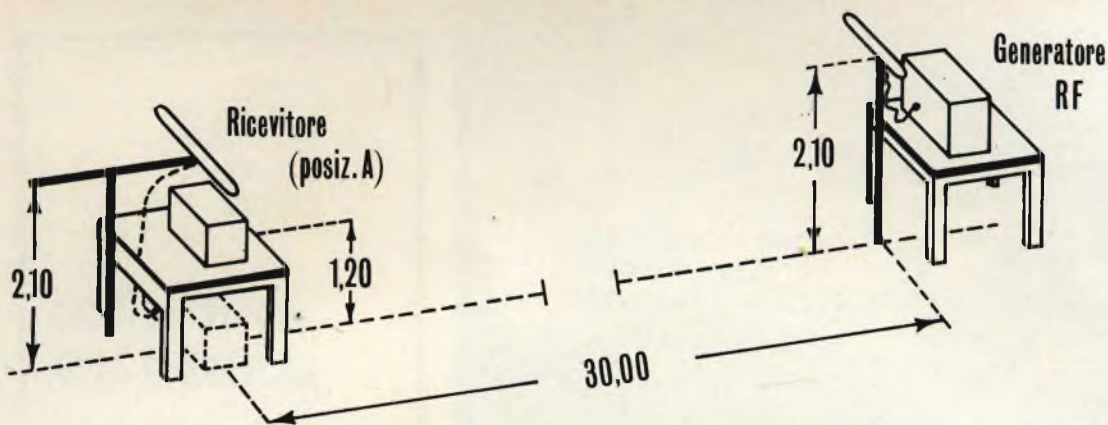


Fig. 1 - Disposizione del ricevitore FM e del generatore di segnali durante la misura dell'efficienza dell'antenna incorporata. Le distanze sono espresse in metri.

Il dipolo del generatore di segnali dovrà essere ruotato fino a produrre l'irradiazione massima in direzione del generatore, mentre il ricevitore, disposto in modo da dare la massima potenza di uscita, sarà ruotato, mediante la piattaforma girevole e **utilizzando l'antenna incorporata**, in modo da ottenere il massimo di detta potenza.

Eseguite le suddette operazioni si regolerà l'uscita del generatore in modo che il campo em generato non sia eccessivo e consenta al ricevitore di funzionare nella zona di linearità, ma sempre in condizioni tali da consentire di ben misurare la potenza di uscita.

Eseguite le suddette operazioni si prenderà nota del valore segnato dal misuratore di uscita e si ripeterà la misura collegando al ricevitore il dipolo standard, cioè sostituendolo all'antenna incorpora-

ta. Si agirà quindi sull'attenuatore del generatore di segnali fino a produrre sul ricevitore la stessa potenza di uscita, e quindi la stessa tensione a radiofrequenza in entrata, naturalmente senza agire sui comandi del ricevitore.

L'efficienza dell'antenna incorporata sarà allora data dalla differenza in decibel fra le due posizioni dell'attenuatore.

Le misure dovranno essere ripetute sulle altre frequenze di cui alla tabella. Dato che il ricevitore è destinato a ricevere dei trasmettitori che utilizzeranno tanto le emissioni con polarizzazione verticale quanto quelle con polarizzazione orizzontali, le prove dovranno essere eseguite con il dipolo dapprima in posizione orizzontale e successivamente in polarizzazione verticale.

Nei ricevitori di qualità elevata, dove le misure debbono essere estese a molti punti della scala, è indispensabile tracciare un grafico nel quale l'efficienza dell'antenna, che è espressa in decibel, è rappresentata in scala lineare sulle ordinate mentre la frequenza di sintonia è indicata, sempre in scala lineare, sulle ascisse, come è visibile in figura 3.

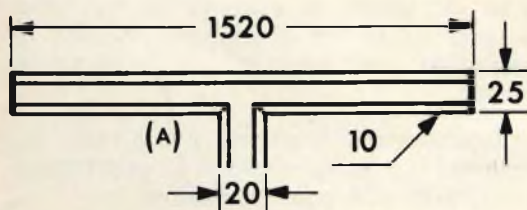


Fig. 2 - Dipolo per la prova di efficienza dell'antenna incorporata. Le misure dei vari elementi sono espresse in millimetri.

MISURA DELLA DIRETTIVITA' DI UN ANTENNA INCORPORATA

La direttività di un'antenna incorporata viene misurata dalla sua efficienza rela-

tiva in funzione dell'angolo esistente fra la proiezione orizzontale della direzione di arrivo delle onde elettromagnetiche e la direzione dell'asse principale dell'apparecchio.

Il metodo di misura da seguire è analogo a quello indicato nel caso precedente, con la differenza che l'angolo sopra definito, anziché essere costante viene variato facendo ruotare il ricevitore da 0° a 360° naturalmente senza l'impiego del dipolo standard il quale sarà impiegato soltanto nel generatore di segnali.

La direttività di un antenna incorporata si rappresenta con un diagramma polare simile a quello riportato in figura 4 nel quale l'efficienza in decibel è espressa come vettore mentre l'angolo è indicato come argomento del vettore.

Queste prove, particolarmente importanti nei prototipi dei ricevitori a modulazione di frequenza, sono naturalmente anche valide per i ricevitori di ampiezza.

SULLE MISURE RELATIVE ALLE CARATTERISTICHE DEL DISPOSITIVO DI SINTONIA

Nei ricevitori a modulazione di frequenza, essendo essi destinati a funzionare nelle gamme di frequenze molto elevate (VHF), le caratteristiche del dispositivo di sintonia sono molto importanti: esse sono espresse dai limiti della scala, dagli errori di taratura della stessa e dal gioco meccanico del dispositivo di sintonia.

Per controllare i limiti della scala, dopo che il ricevitore ha raggiunto la temperatura di regime, si collega un generatore di segnali all'ingresso del ricevitore stesso.

Il comando di sintonia del ricevitore dovrà essere portato sulle due estremità di corsa e si misureranno quindi le frequenze di accordo per ognuna delle due posizioni che dovranno corrispondere alle estremità della gamma riservata a questo genere di emissione (generalmente detti ricevitori coprono la gamma 88 - 102 MHz, oppure 85 - 108 MHz a seconda del tipo di ricevitore).

Per mettere in evidenza eventuali errori di taratura della scala il regolatore del-

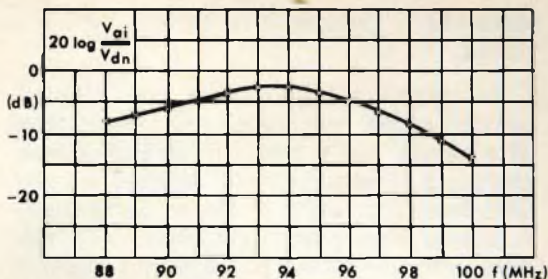


Fig. 3 - Espressione mediante un grafico dei dati relativi all'efficienza dell'antenna incorporata di un ricevitore FM.

la sintonia dell'apparecchio verrà portato su una posizione qualsiasi della scala. Si sceglierà preferibilmente una delle frequenze elencate nella tabella IV. Si sintonizzerà sulla stessa frequenza il generatore di segnali, il quale naturalmente deve essere di ottima qualità e pertanto oltre ad una notevole stabilità dovrà dare letture della massima precisione; la differenza di lettura fra il valore della sintonia indicata dal ricevitore e quella indicata dal generatore di segnali rappresenta l'errore di taratura della scala per tale frequenza. Essa in genere viene indicata in kilohertz.

Naturalmente detta operazione dovrà essere ripetuta su vari punti della scala

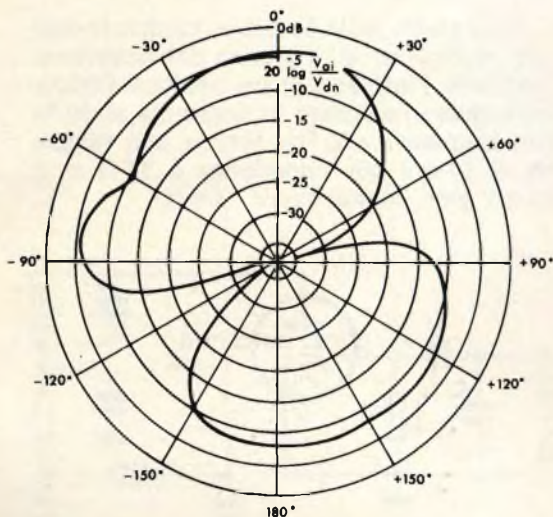


Fig. 4 - Espressione mediante un diagramma polare della direttività di un'antenna incorporata in un ricevitore per AM e FM.

dato che il fenomeno in genere non è lineare.

Per stabilire infine quale sia l'incidenza del **gioco meccanico del dispositivo di sintonia**, sulla sintonia stessa, si sintonizzerà il generatore di segnali su una data frequenza dopo di che si porterà sulla stessa frequenza il ricevitore. Si prenderà nota del valore di frequenza segnato dall'indice del ricevitore (il quale in teoria dovrebbe corrispondere esattamente al valore indicato dal generatore) quindi oltrepassando abbondantemente la sintonia stessa si ritornerà indietro fino a sintonizzarsi nuovamente sul segnale del generatore. La differenza fra i due valori di frequenza letti rappresenta la misura elettrica del gioco meccanico del dispositivo di sintonia.

Anche in questo caso è bene ripetere l'operazione su diversi punti della scala.

MISURA DELLA POTENZA RESIDUA (regolatore di volume al minimo)

Nei ricevitori di elevata qualità a modulazione di frequenza la misura della potenza residua che è presente in uscita quando il regolatore manuale del volume è stato portato nella posizione di minimo ha una certa importanza dato che teoricamente dovrebbe essere ridotta a zero.

Il controllo della potenza residua si esegue applicando all'ingresso del ricevitore, mediante l'impiego di un antenna fittizia, un segnale modulato in ampiezza al 30% con frequenza 400 Hz, avente una tensione di 17 mV per impedenza a 75 Ω e di 35 mV per impedenza a 300 Ω .

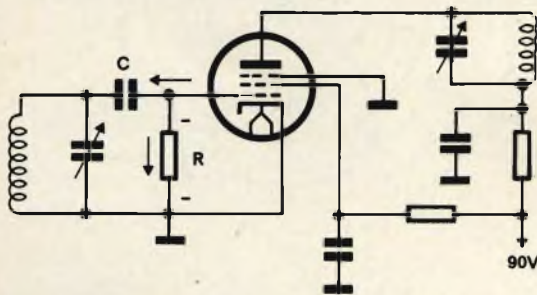


Fig. 5 - Pentodo a pendenza fissa e a interdizione rapida (sharp cut-off) in un circuito limitatore.

Si porterà il regolatore manuale, (cioè il controllo del volume), nella posizione di minima intensità mentre i regolatori di tono saranno predisposti in modo da avere la massima banda passante. Il ricevitore naturalmente dovrà essere accordato perfettamente sulla stessa frequenza del generatore di segnali.

L'uscita residua misurata con l'apposito strumento, e che generalmente è espressa in milliwatt, rappresenta la potenza residua di uscita. Durante questa misura è pure importante controllare se è presente una certa distorsione del segnale.

POTENZA E CORRENTE DI ALIMENTAZIONE

La potenza e la corrente di alimentazione rappresentano la potenza reale e la corrente assorbita dal ricevitore quando esso funziona alla normale tensione di alimentazione. Esse sono rilevate tanto per i ricevitori alimentati in corrente alternata quanto per quelli alimentati in corrente continua. Per i ricevitori ad alimentazione mista il rilievo dovrà essere eseguito in ambedue le condizioni.

L'applicazione di un segnale all'entrata del ricevitore è richiesta esclusivamente in quei casi in cui esso sia dotato di un amplificatore finale di potenza funzionante in classe AB o classe B.

Nel suddetto caso il valore del segnale a radiofrequenza dovrà essere tale da produrre in uscita la massima potenza utilizzabile. **Questa condizione è della massima importanza per gli apparecchi alimentati con batterie ed in modo particolare per gli apparecchi a transistori.**

Nella scelta degli strumenti di misura si dovrà tenere conto del fatto che nei ricevitori per corrente alternata la forma d'onda della corrente di alimentazione è generalmente alquanto distorta.

Il controllo della potenza e della corrente assorbita dovrà essere effettuato anche in presenza di variazioni della tensione di alimentazione del $\pm 10\%$, ed anche per tensioni di rete differenti (cioè nel caso il ricevitore abbia la possibilità di alimentazione universale).

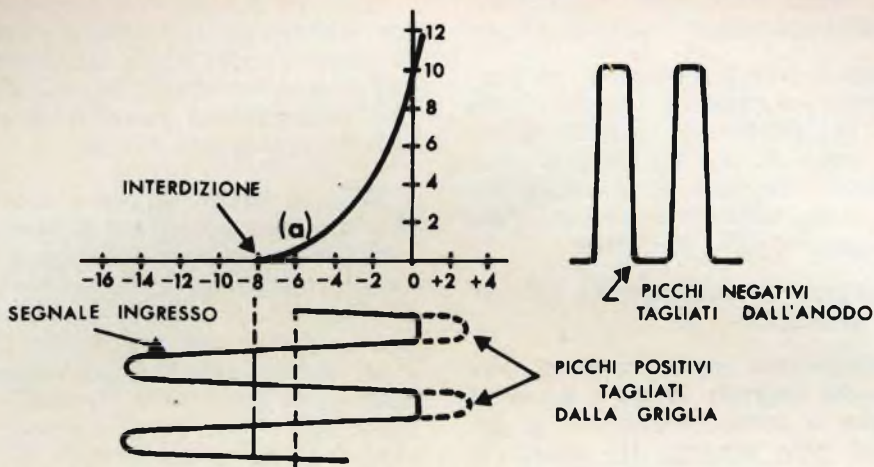


Fig. 6 - Dimostrazione del funzionamento del circuito limitatore di cui allo schema di figura 5.

VALORE DEL CARICO FITTIZIO

Il valore del carico fittizio (vedere la puntata precedente per quanto concerne la sua definizione), viene determinato arrotondando in $\pm 10\%$ il modulo dell'impedenza a 400 Hz dell'altoparlante che si deve sostituire per le prove.

La misura si effettua staccando la bobina mobile dell'altoparlante ed eseguendo le seguenti operazioni:

Si dispone in serie alla bobina mobile dell'altoparlante in esame una resistenza variabile di alta precisione. Si fa percorrere il circuito in questione da una corrente piuttosto bassa e molto costante, e si regolerà il valore della resistenza di precisione fino a che la caduta di tensione ai suoi capi uguagli quella della bobina mobile. La caduta di tensione verrà misurata preferibilmente con un voltmetro elettronico.

Il carico fittizio dovrà essere costituito da un resistore antinduttivo avente portata conveniente per le potenze più elevate di uscita.

CIRCUITI CARATTERISTICI DEI RICEVITORI FM: IL LIMITATORE

In un ricevitore a modulazione di frequenza il limitatore ha il compito di dare

in uscita un segnale di ampiezza costante pur avendo in ingresso un segnale la cui ampiezza sia variabile. In pratica il limitatore deve provvedere ad eliminare quelle parti di un segnale che superano un determinato livello, sia positivo che negativo, mantenendolo costante naturalmente entro dei limiti prefissati.

Il modo più semplice per raggiungere il suddetto risultato è quello di impiegare due diodi polarizzati opportunamente, però per una serie di motivi pratici si può ricorrere anche ad altre soluzioni.

Occorre considerare infatti che il limitatore viene a trovarsi al termine degli stadi di media frequenza, come è visibile nello schema a blocchi di figura 7 del numero scorso, e siccome la media frequenza di un ricevitore a modulazione di frequenza ha valore alquanto elevato è sempre consigliabile mantenere più bassi possibili i parametri parassiti.

Consideriamo il circuito di figura 5 del quale fa parte un pentodo del tipo sharp cut-off, cioè ad interdizione rapida, alimentato con tensioni piuttosto basse.

Il circuito oscillante di griglia risuona alla stessa frequenza del valore di media frequenza e riceve il segnale amplificato dallo stadio precedente, mentre il circuito di placca, che è pure accordato sul va-

lore della media frequenza, è accoppiato con lo stadio che segue cioè il rivelatore.

Il circuito di griglia comprende un gruppo a resistenza e capacità, il quale, in conseguenza dell'effetto del segnale di entrata, da luogo ad una tensione di autopolarizzazione di griglia il cui valore viene quasi ad eguagliare il valore massimo della tensione a radio frequenza.

In definitiva il funzionamento del circuito è il seguente:

- a) nei semiperiodi positivi qualora l'ampiezza del segnale venga a superare il valore di autopolarizzazione la griglia del tubo assume dei valori positivi comportandosi perciò come la placca di un diodo, tagliando di conseguenza la cresta del segnale. A partire da questo istante, e per tutto il periodo di tempo che la griglia resta positiva, la corrente anodica del tubo resterà costante.
- b) Nei semiperiodi negativi, non appena si raggiungerà il potenziale di interdizione, la corrente anodica si annullerà e inizierà a circolare nuovamente soltanto quando si sarà raggiunto, in senso opposto, il potenziale di interdizione.

Dunque, come si può osservare in figura 6 la corrente verrà ad assumere la forma di una serie di impulsi aventi ampiezza costante la cui frequenza, rispetto alla frequenza del segnale presente sulle griglia, sarà rimasta del tutto inalterata.

È evidente che agendo in questo modo si è ottenuta una **limitazione di ampiezza**.

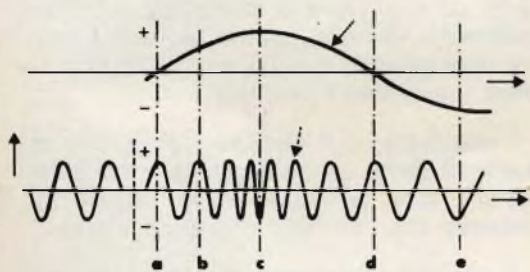


Fig. 7 - Il grafico mette in evidenza come nella emissione a modulazione di frequenza, la frequenza dell'onda portante (in basso) vari con il variare dell'ampiezza del segnale modulante.

Nella modulazione di frequenza la deformazione che si è venuta a creare nella forma d'onda, e che nella modulazione di ampiezza sarebbe origine di distorsioni che renderebbero pessima la ricezione, non ha importanza alcuna.

Si deve infatti ricordare che tutto ciò che interessa agli effetti della successiva rivelazione è la frequenza istantanea che rimane inalterata, inoltre bisogna tenere presente che il circuito anodico del tubo, come avviene nei circuiti moltiplicatori, è un circuito selettivo, e di conseguenza sono automaticamente eliminate le armoniche che d'altra parte avrebbero un'ampiezza del tutto trascurabile ed una frequenza talmente elevata per cui non potrebbero essere causa di disturbo.

Allo scopo di ottenere una limitazione molto efficiente occorre che la costante di tempo del gruppo resistenza-capacità sia minore del periodo più piccolo delle frequenze acustiche, e assai maggiore del periodo proprio della tensione di media frequenza che è di circa $1 \mu s$. In genere si adotta una costante dell'ordine di qualche microsecondo.

Ovviamente le tensioni di alimentazione del tubo limitatore dovranno essere molto stabili diversamente si possono avere dei livelli di limitazione variabili.

Dato che il tubo limitatore effettua anche il taglio di segnali di ampiezza molto elevata in pratica si possono ottenere delle riduzioni delle variazioni del segnale d'ingresso da 5 a 60 volte.

In genere un limitatore resta del tutto inefficiente in presenza di notevoli diminuzioni di ampiezza, cioè in presenza di segnali che non raggiungano i potenziali per cui ha inizio il processo di limitazione. In questo caso è necessario disporre di due limitatori in serie, magari aventi differente costante di tempo, (cioè con una diversa risposta di regolazione), ed in modo che i due stadi vengano così ad integrarsi a vicenda.

Un dato molto importante è rappresentato dalla **soglia di limitazione**, cioè da quel potenziale del segnale d'ingresso per cui la limitazione è considerata efficiente.

**“Questo
marchio
viene
applicato**



**solamente
dopo che
81 tecnici
hanno controllato
la valvola”**

Tutti riconoscono un prodotto di alta qualità.

Essi lo indicheranno in particolare, e lo consiglieranno.

È per questo che la BRIMAR dedica una cura scrupolosa alla realizzazione delle sue valvole.

Ognuna di esse passa per ben 81 diverse mani esperte.

Le valvole sono controllate in ogni fase della catena di montaggio e, al termine della stessa, collaudate al 100%.

Una differenza microscopica oltre i limiti di tolleranza non è assolutamente accettabile per la BRIMAR.

Ogni valvola, dichiarata idonea, deve risultare, per tutti gli 81 tecnici, la più perfetta possibile, perfezione, questa, raggiungibile solo grazie alle più moderne attrezzature.

Solo allora le valvole sono pronte per portare il marchio BRIMAR.



BRIMAR

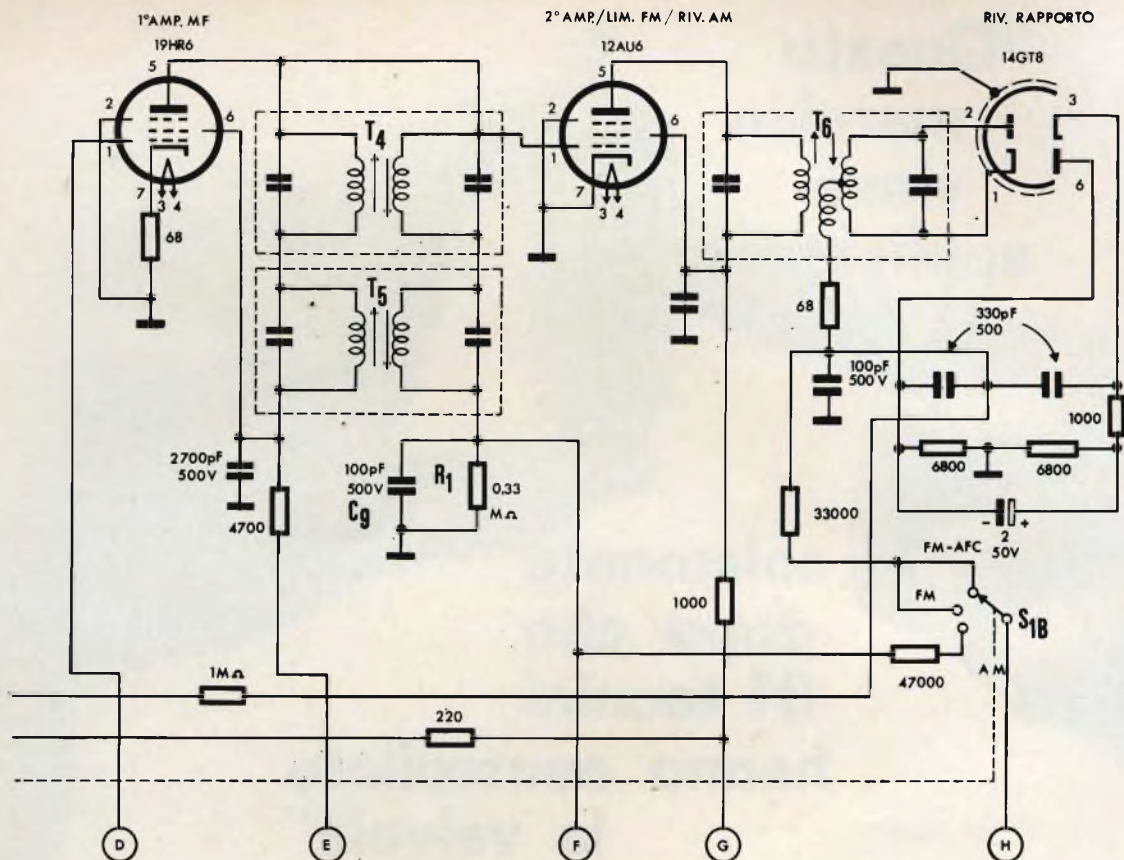


Fig. 8 - Tipico circuito di un ricevitore americano per AM/FM nel quale il pentodo 12 AU6 funge da rivelatore in AM e da 2° amplificatore di media frequenza e limitatore in FM.

Naturalmente gli stadi che precedono il circuito limitatore devono avere un guadagno tale da consentire di raggiungere il valore di soglia, che in genere è di qualche volt, anche con segnali in antenna piuttosto deboli. Anzi in questo caso è consigliabile che la soglia di limitazione venga raggiunta dalla stessa tensione di fruscio che viene generata dagli stadi ad alta frequenza ed amplificata dai successivi stadi di media frequenza. Si deve tenere presente, che il tubo amplificatore a sua volta amplifica, anche se scarsamente, i segnali deboli, che sono inferiori alla soglia di limitazione. Ciò consente che il ricevitore riceva dei segnali molto deboli, nettamente inferiori al valore di soglia; naturalmente in queste condizioni viene a cessare la

limitazione che rappresenta uno degli aspetti più caratteristici della modulazione di frequenza.

Da notare infine che ai capi del gruppo resistenza-capacità è presente una tensione continua, in funzione dell'ampiezza del segnale ricevuto, tensione che in parte può essere utilizzata per controllare il guadagno degli stadi precedenti (C.A.V.) esattamente come avviene per i ricevitori per modulazione di ampiezza.

È evidente però che nei ricevitori a modulazione di frequenza la funzione del C.A.V. è di minore importanza rispetto ai ricevitori a modulazione di ampiezza.

Come vedremo nella prossima puntata, taluni circuiti di rivelazione hanno in se

stessi gli elementi della limitazione essendo insensibili alle variazioni di ampiezza ed in tal caso il circuito del ricevitore è privo di un limitatore vero e proprio.

NOTE SULLA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Essendoci stato richiesto da alcuni lettori qualche chiarimento circa il processo con il quale avviene la modulazione di frequenza, riteniamo opportuno trattare brevemente l'argomento su questa rubrica anziché in quella riservata all'assistenza tecnica.

La **modulazione di frequenza**, come è del resto noto, è un sistema mediante il quale la **frequenza dell'onda portante viene fatta variare in funzione del segnale modulatore**. Di conseguenza soltanto in assenza di modulazione, oppure quando il segnale modulante ha valore zero, la frequenza dell'onda portante è quella effettiva. Quando l'ampiezza del segnale modulante aumenta anche la frequenza della portante aumenta e viceversa quando il segnale modulatore diminuisce di ampiezza la frequenza della portante diminuisce, come è chiaramente visibile in figura 7.

Dunque possiamo affermare che in un sistema a modulazione di frequenza ad ogni istante il valore della frequenza por-

tante varia di frequenza proporzionalmente all'ampiezza del segnale modulatore.

Se prendiamo ad esempio una portante avente la frequenza di 100 MHz e la moduliamo mediante un segnale avente frequenza costante ed ampiezza massima di 10 V, ed avremo fissato, per ragioni che vedremo in seguito, che la massima deviazione di frequenza del trasmettitore sia di ± 75 kHz, è evidente che il trasmettitore in questione dovrà subire una variazione di frequenza di 7,5 kHz per ogni volt di segnale ($75 : 10 = 7,5$).

Nell'istante in cui il valore istantaneo del segnale modulatore è zero, la frequenza del trasmettitore sarà invece quella di riposo e cioè di 100 MHz; quando invece l'ampiezza del segnale modulante è, ad esempio, + 5 V la frequenza trasmessa corrisponderà a:

$$100.000 + (5 \times 7,5) = 100.037,5 \text{ kHz}$$

In presenza della massima modulazione, che nel nostro caso corrisponde ad un segnale di 10 V, la frequenza istantanea corrisponderà a:

$$100.000 + (10 \times 7,5) = 100.075 \text{ kHz}$$

Naturalmente le stesse considerazioni potranno farsi nel caso in cui il segnale modulante assuma i valori negativi di

Fig. 9 - Generatore di segnali UNAOHM FM - EP175 da 86 a 108 MHz (e da 9,5 a 12 MHz per controllo delle medie frequenze), con deviazione regolabile da 0 a ± 200 kHz e modulazione di ampiezza con profondità del 30%. Precisione dell'indicazione di frequenza $\pm 1\%$.



— 5, — 10 V (od altri valori) per cui avremo:

$$100.000 - (5 \times 7,5) = 99.962,5 \text{ kHz}$$

$$100.000 - (10 \times 7,5) = 99.925 \text{ kHz}$$

Il valore della frequenza può essere calcolato anche analiticamente mediante la relazione:

$$f_i = f_p + s_m \cdot d$$

nella quale:

f_i = valore istantaneo della frequenza portante

f_p = valore della portante non modulata

s_m = valore istantaneo del segnale modulato

d = variazione di frequenza in volt del segnale modulante.

Detta relazione può essere impiegata allo scopo di ricavare il valore massimo della tensione modulante da applicare ad un trasmettitore qualora sia stata fissata la massima variazione di frequenza.

In questo caso chiamando con " Δf " la variazione massima di frequenza ammissibile avremo che:

$$s_{\max} = \Delta f/d$$

A differenza della modulazione di ampiezza nella quale superando la percentuale di modulazione oltre il 100 % si introducono delle distorsioni, nella modulazione di frequenza non esiste questo pericolo. L'unico ostacolo a produrre delle notevoli variazioni al valore della frequenza portante è costituito dalla necessità di non superare i limiti di gamma oltre i quali potrebbe provocare interferenze alle emittenti adiacenti.

Detto limite infatti è riferito all'elevato numero di trasmettitori che devono irradiare nella gamma prevista senza che possano interferirsi fra di loro.

Per il suddetto motivo, mediante una convenzione internazionale, si è fissata la deviazione massima ammissibile della frequenza nel valore di ± 75 kHz, valore che come abbiamo detto corrisponde al 100 % della modulazione di ampiezza (vedere la tabella pubblicata nella puntata precedente).

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 k Ω .

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 53 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 questo gruppo canali, studiato con una tecnica costruttiva differente da quella consueta, l'impiego di relé magnetici al posto dei relé elettromeccanici consente di realizzare un complesso ricevitore-canali molto compatto, di peso e dimensioni veramente limitati.

**SCATOLE
DI
MONTAGGIO**

GRUPPO CANALI GCX2

DATI TECNICI

Alimentazione	6 Vc.c.
Peso	45 g circa
Ingombro	69 x 48 x 20 cm
Canale 1	1500 Hz
Canale 2	2500 Hz

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico, che è illustrato in figura 1, consta di due canali accordati rispettivamente sulle frequenze di 1500 Hz e di 2500 Hz. Mentre il primo transistor Tr_1 (BC148), funge da separatore dei due canali di bassa frequenza, i due transistori Tr_2 (AC184 VII) e Tr_3 (AC141 oppure AC185) amplificano i segnali che pervengono loro dai filtri di bassa frequenza $L_2 - C_5$ e $L_1 - C_4$.

Quando, tramite i due resistori variabili T_1 e T_2 , alla base dei due transistor Tr_2 e Tr_3 arrivano dei segnali di BF, aventi una frequenza notevolmente diversa da quella

su cui i due circuiti sono accordati, i filtri presentano per questi segnali una impedenza trascurabile ed essi vengono perciò avviati verso massa ed i transistor restano bloccati.

Quando invece al filtro $L_1 - C_4$ arriva un segnale avente la frequenza di 1500 Hz, che corrisponde alla frequenza di accordo del filtro, l'impedenza aumenta notevolmente e ciò ha come conseguenza di fare entrare in conduzione il transistor Tr_3 che, dopo aver amplificato il segnale, lo invia al relativo relé.

Il transistor Tr_2 resterà sempre bloccato ed entrerà in conduzione quando alla sua base arriverà un segnale avente la frequenza di 2500 Hz. In questo caso resterà bloccato Tr_3 .

Le sensibilità dei due canali è regolabile mediante i due Trimmer potenziometrici T_1 e T_2 .

La tensione di alimentazione di 6 Vcc è fornita automaticamente dal ricevitore quando il gruppo viene inserito su di esso tramite uno speciale connettore facente parte della confezione.

MONTAGGIO

La fotografia del circuito montato (figura 3) e la presentazione serigrafica (figura 2), nella quale è chiaramente visibile la posizione di tutti i componenti sulla basetta del circuito stampato, rendono le operazioni di montaggio prive di qualsiasi difficoltà.

In primo luogo dovranno essere montati sul circuito stampato i due relé magnetici, i cui terminali saranno piegati come mostra la foto di fig. 3. Per eseguire questa operazione occorre introdurre il relé nella bobina eccitatrice, quindi, per non danneggiarlo, sarà opportuno usare una pinza piatta, di dimensioni piuttosto piccole, con la quale si afferrerà il terminale in prossimità del bulbo appoggiandolo alla parte esterna della pinza stessa e piegandolo con un angolo di 90°. Dopo tale operazione inserire al circuito stampato i terminali sia della bobina Lo che del relé, quindi saldare.

Eseguita questa operazione si fisseranno sul circuito stampato i condensatori,

rispettando la polarità di quelli elettrolitici che è indicata in figura 2, i resistori, i diodi, il cui catodo è segnato da una fascetta rosa, i transistori, i trimmer potenziometrici T₁ e T₂ ed il connettore N.

I terminali dei transistori dovranno essere piegati a 90°, come indica la foto di fig. 3, evitando che il punto di piegatura sia troppo vicino al transistor stesso.

Le bobine L1-L2 saranno montate come indicato in figura 4, tenendo presente che la chiusura della vite non dovrà essere né troppo debole né troppo forzata in modo da evitare un possibile allentamento nel primo caso e la rottura delle coppette in ferrite nel secondo.

E' opportuno ricordare che la presenza di un certo spazio, dovuta ad una imperfetta chiusura della coppetta, avrebbe come conseguenza una variazione dell'induttanza e quindi della frequenza di accordo del filtro.

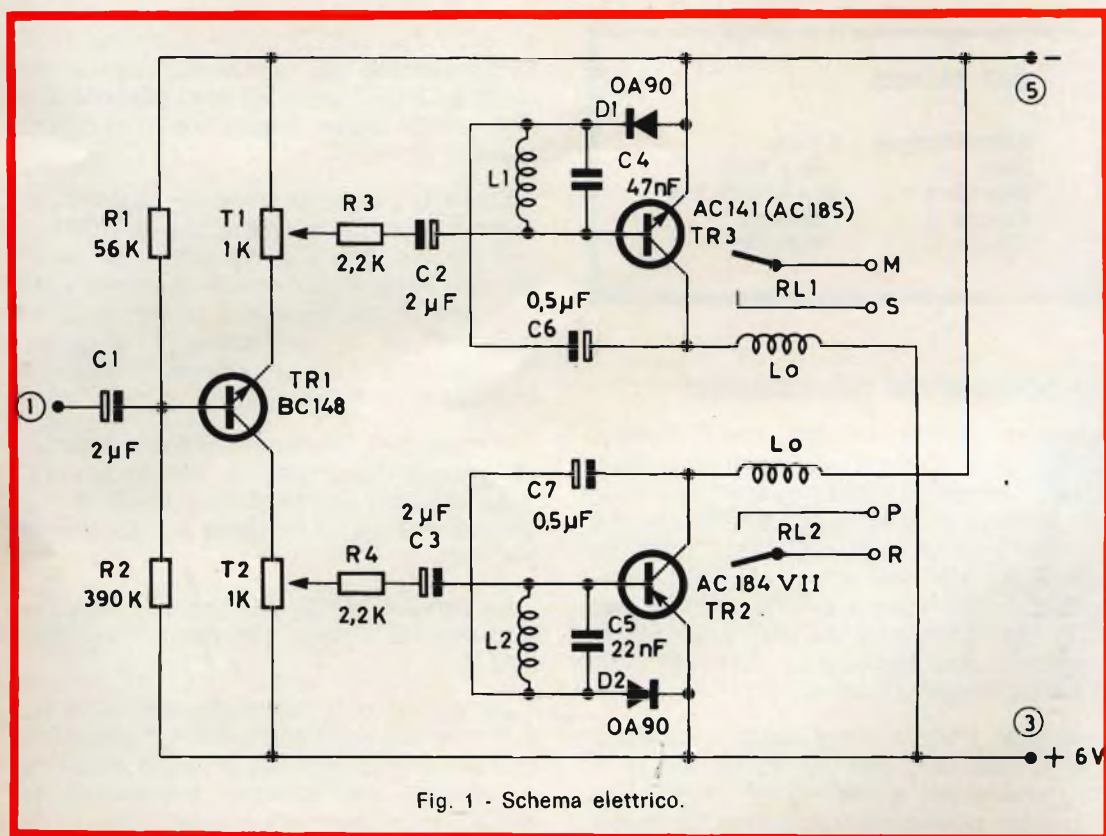


Fig. 1 - Schema elettrico.

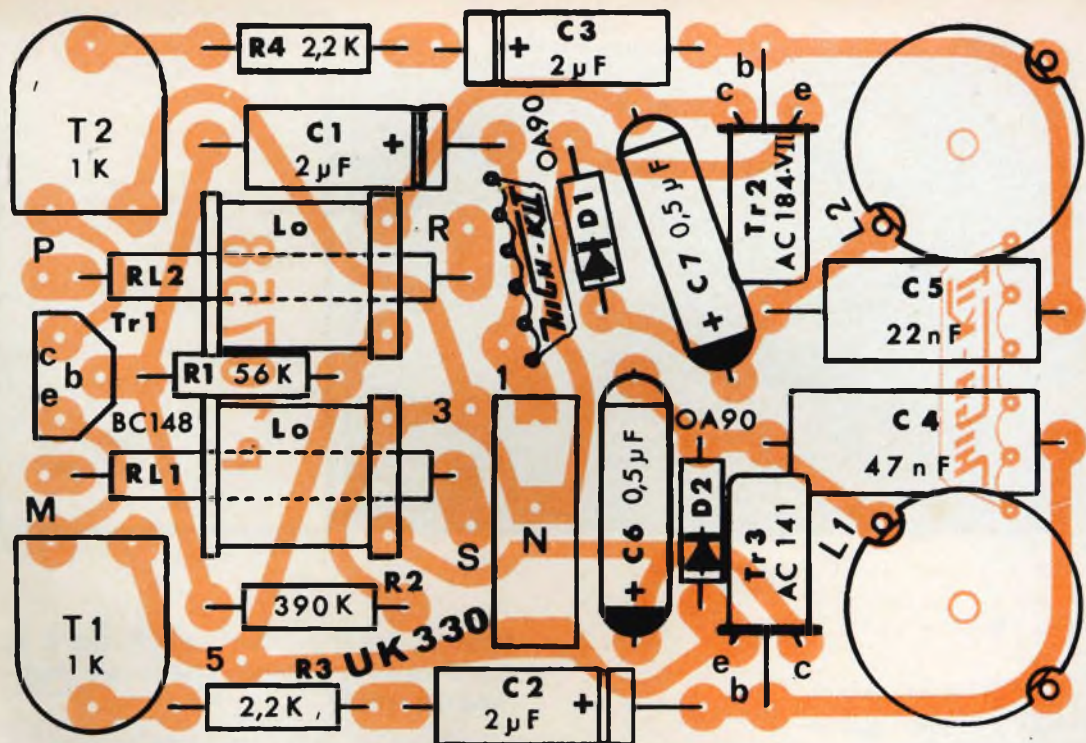


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

La basetta montata, dopo le operazioni di taratura, sarà introdotta nell'apposito contenitore.

TARATURA

Dopo aver inserito il gruppo canali GCX2 - UK 330 sul ricevitore RX1 UK 310, mediante l'apposito connettore, si dovranno regolare le note di bassa frequenza, emesse dal modulatore del trasmettitore, sulle stesse frequenze di accordo dei due filtri di BF del gruppo canali.

La suddetta operazione si effettuerà inserendo un tester, con scala fino a 6 V, in parallelo alla bobina L_o del relé e riducendo l'efficienza dell'antenna del trasmettitore al minimo possibile oppure, qualora sia indispensabile, allontanando il trasmettitore dal gruppo ricevitore fino a che il relé del canale sotto controllo non riesca più ad attivarsi in presenza del segnale.

In queste condizioni lo strumento indicherà un certo valore di tensione. Tenendo sempre collegato lo strumento si regole-

rà il potenziometro del trasmettitore, a cui corrisponde il canale interessato, in modo da ottenere il massimo spostamento dell'indice dello strumento. Agendo in questo modo si sarà sicuri di aver fatto una buona messa a punto del circuito.

Naturalmente le suddette due operazioni dovranno essere ripetute per ambedue i canali.

I resistori variabili T_1 e T_2 del gruppo canali, saranno regolati in modo che nelle bobine L_o dei relé circoli la stessa corrente.

Un semplice metodo di regolazione consiste di ruotare uno per volta e con il trasmettitore spento, i resistori variabili verso il valore più basso di resistenza e fino a che i relé si attivino. Ciò avverrà normalmente in presenza del caratteristico fruscio di superreazione. A questo punto si ruoterà il cursore del resistore in senso inverso, procedendo molto lentamente, fino a quando i contatti del relé si apriranno. Al termine di questa operazione



Fig. 3 - Aspetto dell'UK 330 a montaggio ultimato.

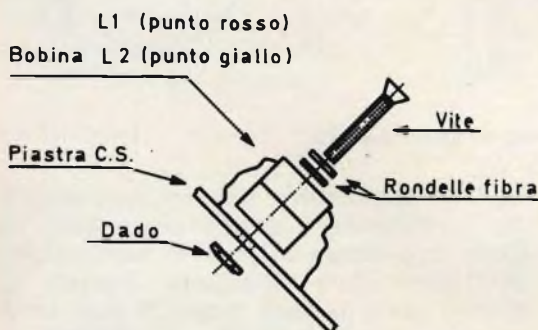


Fig. 4 - Fissaggio delle bobine L1 ed L2.

(avvenuta su ambedue i canali) si accenderà il trasmettitore e si invieranno uno alla volta, i due segnali di bassa frequenza: a ciascuno di essi dovrà corrispondere la chiusura del relé che fa parte del filtro accordato sulla stessa frequenza del segnale emesso. Nel caso entrasse in funzione anche il relé relativo all'altro circuito si dovrà aumentare la resistenza del resistore variabile che fa capo al relativo

filtro (T_1 per il primo canale, T_2 per il secondo canale) in modo che il relé stesso rimanga aperto.

I due canali non devono essere confusi fra loro e per evitare errori alle due bobinette, ed alle rispettive coppette, è stata data colorazione differente.

APPLICAZIONI

Il complesso ricevitore-gruppo canale, oltre che per il radiocomando di modelli può essere utilizzato sempre in unione al trasmettitore TX4C UK 300, per qualsiasi altro genere di applicazioni in cui si abbia la necessità di effettuare il comando a distanza di apparati elettrici o radioelettrici.

In questo caso essendo disponibili due canali è possibile impartire due ordini distinti senza che sia necessario complicare i dispositivi riceventi o ricorrere all'uso di doppie apparecchiature.

Pertanto i due relé, saranno utilizzati per comandare due distinti circuiti indipendentemente l'uno dall'altro.

PRODOTTI



CAGLIARI

09100

VIA MANZONI 21/23

TEL. 42.828

CRITERI DI SCELTA NELL'ACQUISTO DI UN REGISTRATORE

REGISTRAZIONE

Vediamo in questo articolo alcuni consigli e considerazioni che potranno tornare utili a tutti coloro che si accingono all'acquisto di un registratore.

Prima di ogni altra cosa, chi si accinge ad acquistare un registratore deve sapere chiaramente cosa ha intenzione di fare con l'apparecchio e quali risultati desidera ottenere, tralasciamo naturalmente tutti gli impieghi di registratori usati come dittafoni o segreteria telefonica, in quanto non hanno nulla a che fare con gli apparecchi ad alta fedeltà e sono apparecchi speciali. Ci occuperemo cioè solamente di apparecchi per impieghi musicali.

La tavola riportata in fig. 1 permette di fissare le grandi linee della scelta.

1) Registratore a bobine

Queste bobine hanno un certo diametro, quest'ultimo e lo spessore del nastro impiegato determinano la durata di registrazione senza interruzione.

2) Numero di piste

In commercio si trovano, in tutti i tipi citati nella fig. 1, degli apparecchi a due piste e degli apparecchi a quattro piste.

Per gli impieghi normali di alta fedeltà, è consigliabile il tipo a 4 piste. Per i veri amatori invece consigliamo il tipo a 2 piste. Questo vale sia per i modelli monofonici che per i modelli stereofonici. Il vantaggio dei modelli a 4 piste è quello di permettere delle economie sensibili di nastro. La perdita di qualità musicale è minima con i nastri moderni e con apparecchi progettati con criterio. Il ritrovamento del brano desiderato però con questi tipi è più difficoltoso. Se si devono fare dei montaggi si perdono naturalmente tutti i vantaggi apportati. Per questo motivo, per i cineasti amatori e per tutti coloro che vogliono commentare le loro diapositive, gli apparecchi a 2 piste sono da preferire.

Ricordiamo anche che se le registrazioni vengono effettuate in monofonia con un apparecchio a 4 piste, il ritrovamento di una registrazione diventa molto difficile.

A questo punto il nostro consiglio è quello di acquistare un apparecchio stereofonico se esso è a 4 piste. In questo caso, è preferibile effettuare con questo tipo di apparecchio la registrazione in ste-

reofonia anche se la trasmissione è monofonica. Il ritrovamento del brano sarà molto semplificato.

Ci si potrà allora chiedere, ma perché acquistare un apparecchio a 4 piste? Solo per poter fare delle economie sul nastro?

Per quanto riguarda i grandi amatori, consigliamo di effettuare tutte le registrazioni utilizzando le 2 piste in modo da avere una nastroteca omogenea.

3) Numero di velocità

Tutti gli apparecchi moderni di buona qualità sono a tre velocità: 4,75 - 9,5 e 19 cm/s. Si trovano naturalmente anche apparecchi a una sola velocità (di solito

9,5 cm/s) o a due velocità (4,75 e 9,5 cm/s).

Con la tecnica attuale e con i nuovi tipi di nastri a basso rumore, la velocità di 9,5 cm/s è largamente sufficiente per le registrazioni musicali correnti. Dobbiamo far notare che alla velocità di 4,75 cm/s, la musica è quasi sempre meno buona su un registratore a bobina che su un apparecchio a cassette. Gli apparecchi a cassetta sono stati progettati infatti per questa velocità.

Dunque, la velocità di 4,75 cm/s è di minore interesse per gli amatori di registrazioni musicali di una certa qualità. La velocità di 19 cm/s è molto interessante per quelli che devono fare dei montaggi. I tagli, obliqui in effetti devono occupare

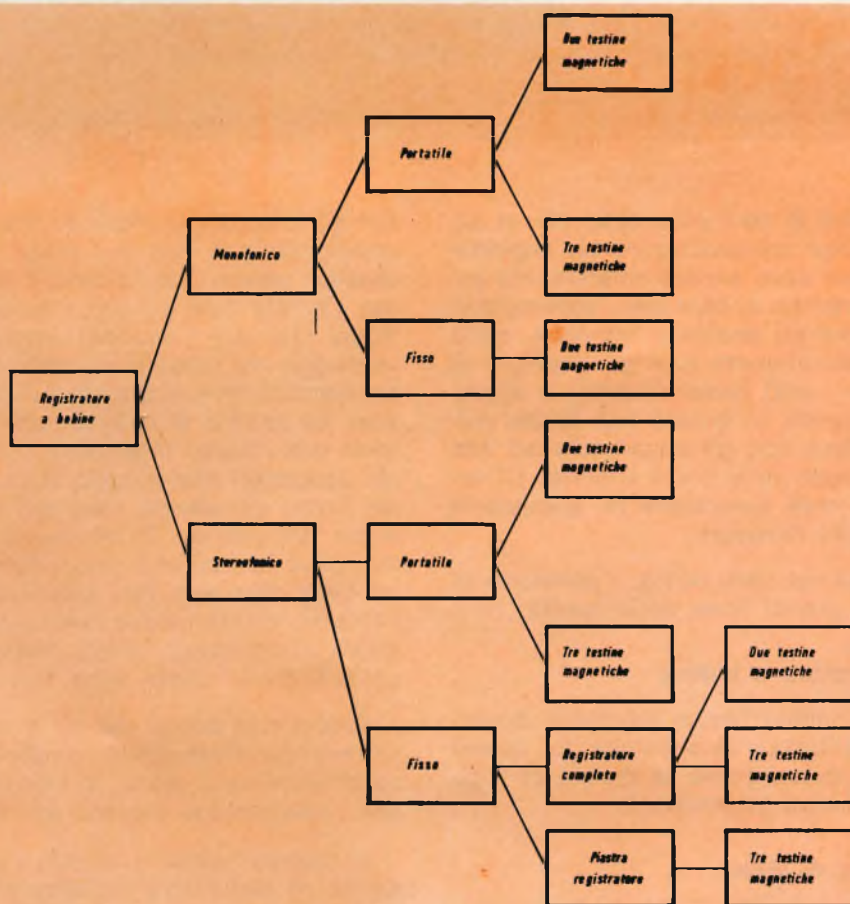


Fig. 1 - Schema a blocchi per la facilitazione della scelta di un registratore.

circa un decimo di secondo e alla velocità di 9,5 cm/s questo è spesso difficile.

Nel caso si dovessero effettuare dei montaggi, è consigliabile usare i nastri normali o a lunga durata. I nastri a doppia, tripla o quadrupla durata sono molto difficili da manipolare a causa del loro spessore estremamente sottile.

4) Monofonico o stereofonico

Questo si deve scegliere in funzione dell'impiego dell'apparecchio. Se si ha intenzione di registrare della musica in alta fedeltà, si deve senza dubbio scegliere un apparecchio stereofonico. Con le tecniche moderne, questi apparecchi non sono ne ingombranti ne molto cari, e nella maggior parte dei casi essi potranno servire anche come amplificatore per il complesso di alta fedeltà.

Al contrario, se si vogliono fare delle interviste o delle sonorizzazioni di tutti i generi, gli apparecchi monofonici sono più che sufficienti. In questo caso, con la stessa spesa ci si può procurare un apparecchio di qualità migliore.

Come si può vedere, è il tipo di impiego che guiderà la scelta all'acquisto dell'apparecchio.

5) Portatile o da tavolo

Prima di tutto diciamo che per registratore da tavolo o fisso, intendiamo parlare di un registratore impiegato in un posto fisso, per esempio in un complesso di alta fedeltà. Spesso un registratore di questo tipo può essere trasportato e spostato ma non è stato concepito in modo specifico per essere trasportato in continuazione. Anche in questo caso, l'impiego deve guidare la scelta. In realtà, dicendo portatile o fisso, abbiamo posto male la domanda, in quanto tutti i registratori, sono facilmente trasportabili. Ma quando parliamo di apparecchi portatili, dobbiamo specificare che intendiamo apparecchi con alimentazione autonoma. Gli apparecchi aventi una alimentazione autonoma hanno un motore speciale molto piccolo e consumano poco, generalmente molto fragile e in ogni caso avente una durata limitata. Gli apparecchi fissi, al contrario, sono dotati di buoni motori che funzionano a lungo senza incidenti.

Dunque salvo casi speciali, è sconsigliabile impiegare come apparecchio fisso un apparecchio portatile. Gli apparecchi portatili danno dei risultati eccellenti, buoni quanto gli apparecchi fissi ma sono stati progettati per brevi intervalli di tempo e non per funzionare delle ore intere con continuità.

Ricordiamo anche che, molto spesso, per utilizzarli con la tensione di rete, si deve aggiungere un alimentatore esterno.

Questo può rappresentare un ulteriore inconveniente. Inoltre, questi apparecchi non possono generalmente funzionare che con bobine di piccolo diametro, ciò che evidentemente limita la durata della registrazione. Alcuni costruttori aggiungono dei dispositivi che permettono l'impiego di bobine di diametro maggiore, ma in questo caso non si può più dire che la estetica sia molto felice. Al contrario, i cineasti o i fotografi avranno molte soddisfazioni con gli apparecchi portatili, quando dovranno effettuare delle interviste esterne.

6) Due testine o tre testine magnetiche

Gli apparecchi a tre testine magnetiche permettono di controllare durante la registrazione la qualità della stessa. Gli schemi a blocchi di fig. 2a, 2b e 2c ci permetteranno di chiarire la questione delle due o tre testine. Esaminiamo lo schema di fig. 2a e supponiamo di dover riprodurre un disco. Il pick-up è collegato all'ingresso del pre-amplificatore, questo comanda un amplificatore di potenza che è collegato alla testina magnetica di registrazione.

Sugli apparecchi di qualità, l'amplificatore di registrazione è collegato all'altoparlante. Se è seguita questa condizione si può ascoltare durante la registrazione. Attenzione però, si ascolta ciò che viene simultaneamente registrato sul nastro. Non si ha dunque alcun controllo della qualità della registrazione.

Durante la riproduzione, schema di figura 2b, la testina magnetica che è servita alla registrazione serve anche alla riproduzione. Si collega dunque al posto del pick-up. Questa volta l'altoparlante è naturalmente collegato all'uscita dell'amplificatore di potenza.

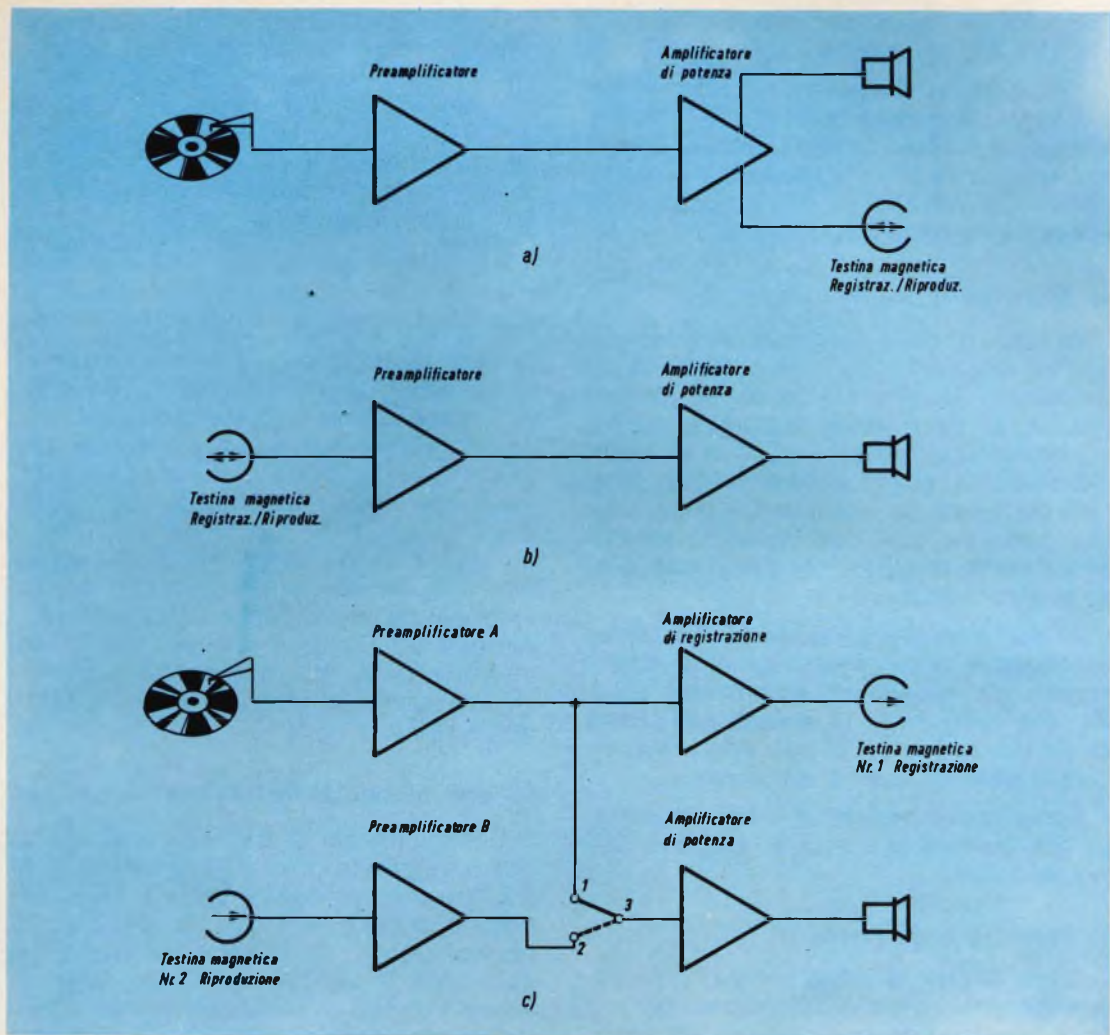






Fig. 2 - Schema di principio della costituzione interna di un registratore. In basso sono riportati i simboli elettrici delle testine.

-  *Testina di riproduzione speciale*
-  *Testina di registrazione speciale*
-  *Testina di registrazione/riproduzione*
-  *Testina di cancellazione*

Ora, riguardiamo lo schema di fig. 2c che rappresenta un registratore detto a tre testine. Durante la registrazione, il pick-up è collegato a un preamplificatore, lui stesso collegato a un amplificatore detto di registrazione. La testina magnetica di registrazione è collegata all'uscita di questo amplificatore. La fig. 3 ci mostra che questa testina di registrazione è posta sul cammino del nastro prima della testina di riproduzione di cui dobbiamo studiare la funzione.

Continuiamo l'esame dello schema di fig. 2c. Troviamo una testina di riprodu-

zione collegata a un preamplificatore poi un commutatore, poi un amplificatore di potenza e un altoparlante. Il preamplificatore B, quello della testina di riproduzione, è collegato al punto 2 del commutatore. Ma il preamplificatore A, quello del pick-up è collegato al punto 1 del commutatore. L'ingresso dell'amplificatore di potenza è collegato al punto 3 del commutatore. Supponiamo che nel commutatore, i punti 1 e 3 siano collegati insieme.

L'ascolto durante la registrazione si farà nelle stesse condizioni del caso di fig. 2a. Si sentirà il suono che si registra sul nastro.

Al contrario, se con il commutatore, con una manovra, si collegano i punti 2 e 3 togliendo il collegamento 1 - 3, noi dobbiamo sentire la riproduzione del nastro che è stato registrato una frazione di secondo prima.

Questo dispositivo permette dunque di controllare durante la registrazione la sua qualità. Esso permette anche un confronto fra il suono originale e il suono registrato per mezzo del commutatore.

I registratori sono detti a due testine o a tre testine perché essi comportano

sempre una testina di cancellazione in più della testina di registrazione/riproduzione, o di registrazione o di riproduzione.

7) Registratore completo o piastra

Infatti questa domanda non si pone realmente che nel caso di registratori a tre testine. Se si deve usare il registratore oltre che nel complesso alta fedeltà, esso deve essere completo e possedere degli altoparlanti incorporati. In questo caso, può anche servire da amplificatore alta fedeltà se si aggiungono delle casse acustiche esterne.

Al contrario se si possiede un amplificatore alta fedeltà, si deve comperare una piastra di registratore che comprenderà tutti gli organi dello schema di fig. 2c senza l'amplificatore di potenza. L'amplificatore alta fedeltà lo sostituirà facilmente e spesso vantaggiosamente.

Prove da effettuare al momento dell'acquisto

Quando si è fissata la scelta su un tipo di registratore è conveniente selezionare fra le diverse marche quella che vi sembrerà più soddisfacente e la più vantaggiosa.

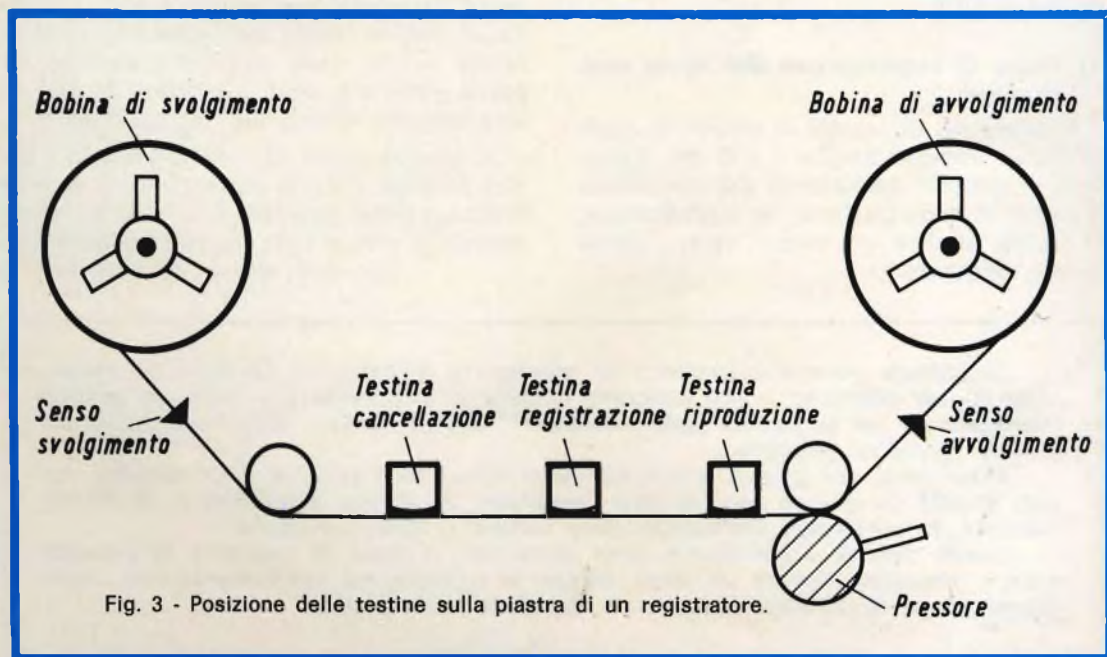


Fig. 3 - Posizione delle testine sulla piastra di un registratore.

Questa selezione si deve fare in due modi. Prima di tutto ci si procureranno i cataloghi dei diversi costruttori e dopo averli esaminati attentamente si confrontano le caratteristiche degli apparecchi il cui tipo corrisponde a quello scelto. Su questi cataloghi di solito sono riportati anche i prezzi degli apparecchi e quindi avrete un'idea orientativa.

1) **Ascolto di un disco registrato**

Il venditore vi proporrà certamente di ascoltare un disco, poi di sentire la registrazione che avrà effettuata davanti a voi. Cosa migliore sarebbe di poter registrare un pezzo di un disco di prova, ma questo non è sempre possibile.

2) **Prova di registrazione delle voci infantili**

Per fare questa prova, ci si deve « procurare » un bambino da 6 a 10 anni. Lo si deve quindi far parlare davanti al microfono. Si deve conversare con lui perché non sia intimidito; a questo punto si riascolti la registrazione. Se il registratore è di buona qualità si deve riconoscere la voce del bambino senza alcuna esitazione.

Nel caso il venditore vi dicesse che è il microfono ad essere di qualità limitata, rifate la prova con un altro microfono di buona qualità.

3) **Prova di registrazione dei suoni molto acuti**

Procuratevi un mazzo di chiavi, di quelle chiavi vecchie lunghe 7 o 8 cm. Agitate a qualche centimetro dal microfono durante la registrazione. In riproduzione, si dovrà sentire un suono chiaro come quello originale.

4) **Prova di cancellazione e verifica del ronzio**

Registrate un nastro alla potenza massima. Riavvolgete il nastro, poi mettete l'apparecchio in posizione registrazione, mettendo il controllo di volume nella posizione zero.

Passate all'ascolto e riavvolgete il nastro mettendo il potenziometro di volume in posizione centrale. Non si deve sentire alcuna traccia della registrazione precedente né alcun ronzio. Si aumenti quindi il volume fino all'apparizione del ronzio. A seconda della posizione della manopola si potrà giudicare la qualità dell'apparecchio.

5) **Prova di ronzio**

Mettere l'apparecchio in funzionamento sulla posizione di ascolto, con il potenziometro di volume aperto, poi si arresti il nastro con la manopola di arresto immediato. Non si dovrà all'inizio sentire alcun ronzio, oppure si può tollerare un ronzio molto leggero.

6) **Prova del rumore dovuto alla meccanica**

Per fare questa prova, si deve essere in un posto molto silenzioso, senza alcun rumore ambiente. In un posto simile, si dovrà sentire il tic-tac del vostro orologio a 30 cm dall'orecchio senza altro rumore parassita. Per questa prova, si metta un nastro nuovo sull'apparecchio e si faccia girare nella posizione ascolto. Si potrà giudicare così il rumore dovuto ai meccanismi rotanti del registratore.

A questo punto se avrete seguito i nostri consigli potrete essere sicuri di aver fatto un buon acquisto e di avere un apparecchio che vi darà molte soddisfazioni.

(Da « Hi-Fi Stereo » HP 1240 25126 P)

La società tedesca costruttrice di televisori e magnetofoni Grundig ha annunciato di aver costituito, con il concorso di sette altre aziende del ramo, un gruppo internazionale per la vendita delle « cassette » di registrazione delle trasmissioni televisive su nastro magnetico.

A far parte del gruppo internazionale si trova, per l'Italia, la S.p.a. Zanussi. Le altre società del gruppo sono la AEG Telefunken, la Philips americana e la Philips olandese, le giapponesi Matsushita, Sony Italiana e Victor Company.

Questo tipo di registrazione, noto ormai con il nome di « sistema di cassette video », dovrebbe trovare un largo campo di applicazione nell'insegnamento, nella dimostrazione di processi tecnici e di operazioni chirurgiche.



**RADIO
AMATORI**

RADIORICEVITORI PER RADIOAMATORI E PER LA RADIODIFFUSIONE

di P. Soati

Molti lettori ci chiedono frequentemente dei consigli circa la scelta dei radioapparecchi destinati alla ricezione delle stazioni radiofoniche, ed in questo caso ci riferiamo naturalmente ai dilettanti del **DX**, cioè della ricezione a grande distanza delle stazioni radiofoniche, o delle stazioni di radioamatore, per quanto concerne la ricezione delle bande ad esse riservate.

Queste richieste mostrano un deciso orientamento di scelta verso ricevitori aventi caratteristiche semi-professionali ma di classe elevata. Ciò evidentemente è dovuto al fatto che i modelli professionali veri e propri hanno un prezzo dell'ordine di qualche milione di lire che in certi casi raggiunge quota cinque milioni!

Mentre ci riserviamo di prendere in considerazione altri tipi di apparecchi in questo numero riteniamo sia utile sotto-

porre all'attenzione dei lettori tre ricevitori che hanno richiamato, per motivi diversi, la nostra attenzione: il **SONY - WORLD ZONE**, che è stato realizzato appositamente per soddisfare le esigenze degli amatori del broadcasting e dei radioamatori veri e propri, un ricevitore della **TELEFUNKEN**, che pur essendo destinato alla gamma delle **VHF**, ed avendo delle caratteristiche professionali, può certamente interessare anche i radioamatori per il fatto che la **FIAR**, che della **Telefunken** è rappresentante, lo ha messo in liquidazione ad un prezzo vantaggioso, ed infine il ricevitore per bande radioamatori- **RX 682 EVERYWHERE** della **Radiohams Equipment**.

**RICEVITORE SONY - modello CRF
WORLD ZONE**

Il **CRF 230 - WORLD ZONE** è un modernissimo ricevitore della **SONY** che finalmente è disponibile anche in Italia presso



Fig. 1 - Ricevitore CRF-230 World-Zone della SONY (G.B.C.) per la ricezione delle gamme radiofoniche FM, OL, OM, OC e di quelle dei radioamatori 160, 80, 40, 20, 15, e 11 m, in complessive 23 sottogamme.



Fig. 2 - Il ricevitore SONY CRF-230 World-Zone impiegato come apparecchio ausiliario a bordo di una nave.

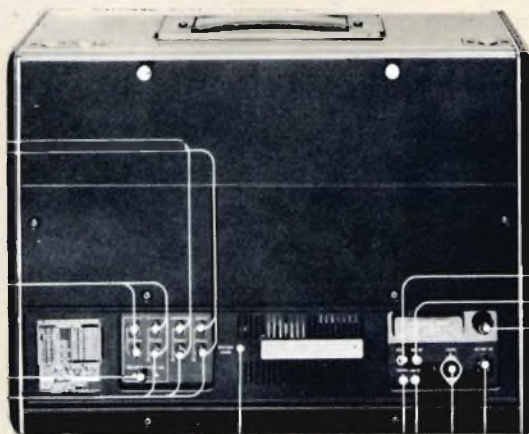


Fig. 3 - Il ricevitore World-Zone visto posteriormente. Sono visibili le prese per antenne esterne e le prese ausiliarie.

tutte le sedi della G.B.C. che è stato concepito per soddisfare le esigenze dei dilettanti della ricezione radiofonica e di quella dei radioamatori e le cui caratteristiche, in questi campi, possono essere ritenute addirittura superiori a quelle proprie di molti ricevitori professionali. Basti ricordare che del suo circuito fanno parte ben 48 transistor (3 transistor tipo FET, 27 transistor con funzioni principali, 18 transistor con funzioni ausiliarie), 32 diodi e che il numero di gamme di ricezione ammonta ad oltre 23 (figura 1).

Con questo apparecchio si possono ricevere due distinte gamme FM: infatti oltre alla classica gamma che copre la banda 87 - 108 MHz è possibile ricevere la gamma 64 - 90 MHz in cui trasmettono le emittenti dei paesi orientali e di altri stati, cosa della massima utilità qualora il ricevitore sia impiegato a bordo di mezzi mobili (auto, naviglio da diporto, aerei ecc.) (fig. 2).

La ricezione FM avviene mediante due antenne telescopiche aventi ciascuna la lunghezza di 1000 mm, ma sono previsti anche due ingressi separati, a 300 Ω e 75 Ω , per l'impiego di antenne esterne. La ricezione della gamma delle onde lunghe, da 150 a 400 kHz, delle onde medie, da 530 a 1.605 kHz, e della prima gamma delle onde corte si effettua con una efficientissima antenna del tipo a ferrite avente le dimensioni di 10 x 180 mm, oppure tramite un'antenna esterna per la quale esiste una apposita presa.

Per la ricezione delle restanti gamme ad onda corta si utilizza invece un'antenna telescopica la cui lunghezza massima raggiunge i 1.470 mm; anche in questo caso esiste una presa, adattata per 75 Ω di impedenza, per il collegamento ad una antenna esterna.

Le sottogamme delle onde corte complessivamente sono 19 con estensione da 1,6 MHz a 29,8 MHz.

Da notare che ciascuna sotto gamma comprende esclusivamente o i servizi attribuiti alle emittenti radiofoniche o i servizi di radioamatore, di conseguenza gli stadi di alta e media frequenza hanno un Q talmente alto che ha consentito di ottenere un elevatissimo rendimento globale.

Per la ricezione delle gamme delle onde corte per il **WORLD ZONE**, come nei ricevitori professionali, è stata adottata la tecnica del doppio cambiamento di frequenza, con tale accorgimento, oltre ad un maggiore grado di selettività, si è ottenuta una elevata sensibilità che in queste gamme non è mai inferiore a 1 μ V. Sensibilità che grazie all'impiego di tre transistor ad effetto di campo nei circuiti a radiofrequenza ed in quello oscillatore, è assicurata anche nella ricezione FM.

I comandi di sintonia, indipendenti l'uno dall'altro, sono tre: il primo interessa le gamme FM, il secondo le gamme delle onde lunghe, medie e la prima gamma delle onde corte, il terzo le rimanenti gamme delle onde corte.

Le operazioni di sintonia nelle gamme delle onde corte sono inoltre facilitate

dal fatto che ogni sottogamma copre una larghezza di banda di soli 600 kHz. Con questo espediente, e data la stabilità dell'oscillatore, la sintonia sulle emittenti ad onde corte si effettua con la stessa facilità propria della sintonia sulle stazioni ad onde medie.

L'alimentazione del ricevitore è prevista tanto in alternata (110-240 V, 50/60 Hz) quanto in corrente continua con 6 pile da 1,5 V o con batteria auto a 12 V.

Il valore della frequenza intermedia per FM è di 10,7 MHz, quello per la prima gamma onde corte, per le onde lunghe e medie di 455 kHz mentre per le rimanenti gamme di onde corte, dove si ha il doppio cambio, ha il valore di 2,2 MHz e 455 kHz.

Le gamme di frequenza ricevibili sono le seguenti:

GAMME DI FREQUENZA RICEVIBILI

FM1	64 - 90	MHz	radiofonia
FM2	87 - 108	MHz	radiofonia
OM	530 - 1605	kHz (566-187 m)	radiofonia
OL	150 - 400	kHz (2000-750 m)	radiofonia
OC1	1,6 - 2,2	MHz (160 m)	radioamatori e servizi vari
OC2	2,0 - 2,6	MHz (120 m)	radiofonia e vari
OC3	3,0 - 3,6	MHz (90 m)	radiofonia e vari
OC4	3,5 - 4,1	MHz (75-80 m)	radioam. radiofonia e vari
OC5	4,5 - 5,1	MHz (60 m)	radiofonia e vari
OC6	5,8 - 6,4	MHz (49 m)	radiofonia e vari
OC7	7,0 - 7,6	MHz (40-41 m)	radioam. radiofonia e vari
OC8	9,5 - 10,1	MHz (31 m)	radiofonia e vari
OC9	11,5 - 12,1	MHz (25 m)	radiofonia e vari
OC10	14,0 - 14,6	MHz (20 m)	radioamatori e vari
OC11	15,0 - 15,6	MHz (19 m)	radiofonia e vari
OC12	17,5 - 18,1	MHz (16 m)	radiofonia e vari
OC13	21,0 - 21,6	MHz (15 m)	radioam. radiofonia e vari
OC14	21,4 - 22,0	MHz (13 m)	radiofonia e vari
OC15	25,5 - 26,1	MHz (11 m)	radiofonia e vari
OC16	26,8 - 27,4	MHz (11 m)	vari
OC17	28,0 - 29,2	MHz (10 m)	radioamatori
OC18	28,6 - 29,2	MHz (10 m)	radioamatori
OC19	29,2 - 29,8	MHz (10 m)	radioamatori e vari

Particolare molto utile per i radioamatori è costituito dalla presenza del **BFO** (oscillatore di battimenti) il quale può essere incluso, mediante un apposito inter-

ruttore, e che consente la ricezione in **CW** (telegrafia) e quella **SSB**.

Il ricevitore dispone di un efficiente cir-

cuito per l'eliminazione dei disturbi, del controllo automatico di frequenza per la ricezione FM, di un commutatore di selettività, di un dispositivo di silenziamento per la ricezione FM, di un'indicazione della sintonia e delle condizioni di carica delle batterie.

Sono presenti, oltre ai morsetti per l'inserimento di antenne esterne, sette prese che estendono l'uso del ricevitore a numerosi altri campi: ad esempio la presa MPX serve per il collegamento di un adattatore stereo per la ricezione delle emissioni di questo tipo, la presa AUX consente la riproduzione, tramite la bassa frequenza del ricevitore, di nastri già incisi; un'altra presa serve per la registrazione dei programmi radiofonici. Inoltre esistono ulteriori prese per il collegamento ad altoparlanti esterni (quelli incorporati sono due), a cuffie o ad auricolari (figura 3).

La sensibilità massima, per un'uscita di 50 mW ed un rapporto segnale/disturbo di 6 dB, è la seguente:

gamme FM	— 2 dB	(0,8 μ V)
gamme OM	28 dB	(25 μ V)
gamme OL	41 dB	(41 μ V)
gamme OC	0 dB	(1 μ V)

La selettività per le gamme onde medie e lunghe è di 30 dB nella **posizione radiofonia** e 45 dB in **posizione « sharp » (stretta)**. Per la gamma delle onde corte 50 dB per la **radiofonia** e 60 dB in **« sharp »**.

L'assorbimento di corrente, con alimentazione in corrente alternata, ed in assenza di segnale è di 250 mA, per ali-

mentazione in continua, sempre in assenza di segnale, è di 140 mA.

La potenza di uscita, in corrente alternata, è di 3 W indistorti e di 1 W indistorto per alimentazione in corrente continua.

Le dimensioni di questo ricevitore che siamo certi incontrerà senz'altro il favore del pubblico competente sono 452 x 325 x 190 mm mentre il suo peso, senza batterie, è di 14 chilogrammi.

Ci riserviamo comunque di ritornare a parlare di questo interessante apparecchio fornendo una serie di dati pratici circa le sue possibilità di ricezione a grande distanza.

RICEVITORE VHF TELEFUNKEN E 149 Uk/1

La figura 4 si riferisce al ricevitore della Telefunken E 149 Uk/1, il quale può coprire, con continuità, la gamma VHF compresa fra 65 MHz e 175 MHz, e che è adatto alla ricezione delle onde tipo « A1 » (telegrafia, CW), « A2 » ossia MCW, telegrafia con onde modulate, « A3 » telefonia a modulazione di ampiezza, « A4 » fac-simile, « F2 » telegrafia con manipolazione modulata ad audio frequenza, « F3 » telefonia a modulazione di frequenza.

Mediante degli appositi adattatori è possibile ricevere anche le onde tipo « F1 », telegrafia del sistema FSK, e « 3A3 » telefonia SSB a banda laterale unica, con portante ridotta.

Particolarità molto interessante di questo ricevitore è quella di impiegare due



Fig. 4 - Vista frontale del ricevitore VHF Telefunken E 149 UK/1 per la gamma 65-175 MHz.

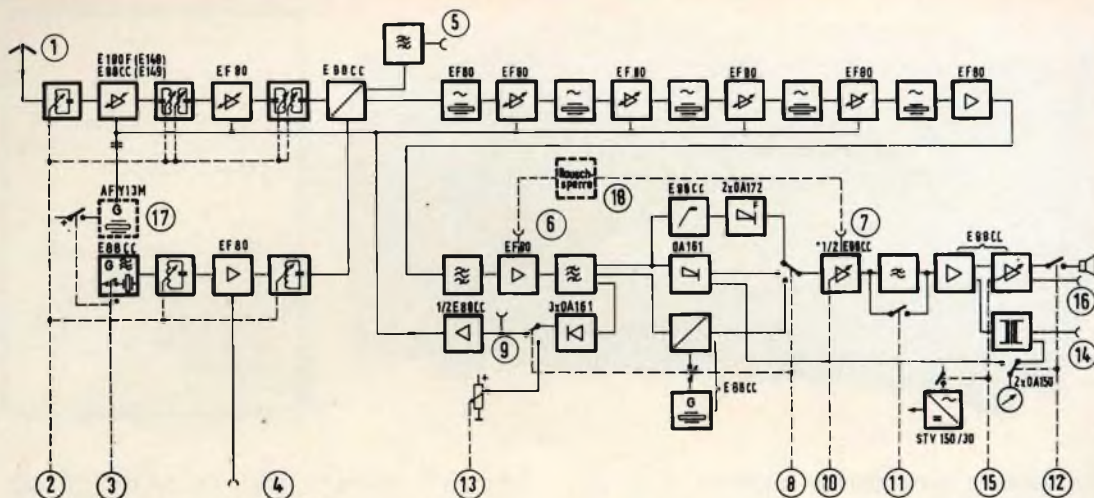


Fig. 5 - Schema a blocchi del ricevitore VHF Telefunken E 149 UK/1. 1 antenna, 2 sintonia, 3 oscillatore a cristallo, 4 entrata oscillatore esterno, 4 uscita MF a larga banda, 6 uscita MF 10,7 MHz \pm 12,5 kHz, 7 ingresso bassa frequenza, 8 commutatore servizi, 9 regolatore di tensione di uscita, 10 linea livelli, 11 interruttore filtro, 12 interruttore altoparlante, 13 controllo manuale AF, 14 uscita, 15 controllo volume, 16 uscita 5 Ω , 17 oscillatore per taratura, 18 Squelch.

distinti gruppi di tubi elettronici dello stesso tipo fatto questo di notevole importanza perché in condizioni di emergenza ne facilita l'intercambiabilità e non richiede eccessive scorte di tubi.

I tubi impiegati complessivamente sono 16: 7 tubi del tipo **E 88 CC**, 8 tubi **EF 80** (oppure **EF 800**) ed un tubo stabilizzatore **150/30**, oltre naturalmente ad un certo numero di diodi.

I tubi elettronici adottati in questo ricevitore sono a lunga durata e di conseguenza è assicurata una continuità di funzionamento non inferiore alle 10.000 ore. La tensione facente capo ai loro singoli elettrodi è facilmente misurabile mediante degli appositi « punti di controllo » che sono stati predisposti nel circuito.

Il circuito del ricevitore **E 149 Uk/1** è caratterizzato dalla presenza di oltre cinque stadi preselettivi ad alta frequenza e di cinque cristalli negli stadi di media frequenza di modo che è possibile ottenere una curva di risposta globale particolarmente acuta o piatta a seconda delle esigenze di ricezione, sia per quanto concerne il tipo di emissione sia per eliminare le eventuali interferenze.

È presente un'uscita addizionale di media frequenza, a larga banda alla quale si

può collegare un adattatore per la ricezione panoramica (ad esempio l'adattatore panoramico Telefunken **PaG 148**).

Le principali caratteristiche di questo interessante ricevitore, il cui schema a blocchi è riportato in figura 5, sono le seguenti:

La sintonia delle stazioni è effettuabile con la massima accuratezza: in media 100 kHz corrispondono ad un millimetro di scala. La stabilità di frequenza, dopo 90 minuti di funzionamento, è dell'ordine di 0,5 kHz/°C per variazioni della temperatura locale.

Una maggiore stabilità può essere raggiunta, specialmente in quei particolari casi in cui interessa ricevere una frequenza fissa in modo permanente, inserendo un cristallo, avente il valore di frequenza desiderato, in un apposito zoccolo montato nel circuito dell'oscillatore locale.

La sensibilità è sempre migliore di **7 kT₀** (8,5 dB) ed il rapporto segnale disturbo è maggiore di 20 dB per un segnale in antenna di 10 μ V, con modulazione al 30%, oppure, in caso di ricezione a modulazione di frequenza, di 20 dB con un segnale in antenna di 2 μ V e deviazione di frequenza di 10,5 kHz. La selettività

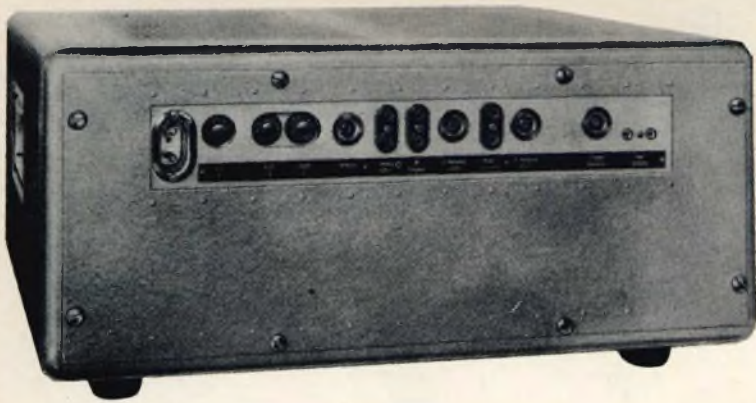


Fig. 6 - Vista posteriore del ricevitore VHF Telefunken E 149 UK/1. Sono visibili le prese di antenna e quelle ausiliarie.

può essere considerata migliore di 60 dB a 50 kHz dal centro gamma e di 100 dB a 100 kHz sempre dal centro gamma.

L'interferenza provocata da un trasmettitore modulato al 50% e separato di 50 kHz dal centro passabanda del ricevitore dà luogo ad una modulazione incrociata dell'ordine del 5%. In questo caso il segnale utile corrisponde ad un campo em di 100 μ V ed il segnale del trasmettitore interferente ad un campo em di 20 mV_{max}.

L'irradiazione dell'oscillatore locale, la cui presenza in certi casi può essere particolarmente nociva, è mantenuta ad un livello notevolmente basso che in media è minore di 10 μ V.

Un circuito **BFO** (beat frequency oscillator), controllato a cristallo ed inseribile tramite apposito interruttore, consente la

ricezione in telegrafia. La selettività del circuito di media frequenza, il cui valore è di 10,7 MHz, come si è detto è regolabile; nella posizione di « **banda stretta** » la larghezza di banda è di $\pm 12,5$ kHz, nella posizione di « **banda larga** » è regolabile da 0,8 a 1,2 MHz.

Per controllare l'esattezza della taratura della scala, la qualcosa è della massima utilità specialmente sulle frequenze più elevate, si include, mediante un apposito interruttore, un oscillatore transistorizzato avente la frequenza fondamentale di 1 MHz e che è inserito nel circuito dell'oscillatore locale.

L'alimentazione dell'apparecchio è prevista per tensione alternata e per reti a 110, 125, 150, 220, 240 V, 45/60 Hz. Il consumo è di 85 VA circa.

Le massime fluttuazioni ammesse delle



Fig. 7 - Ricevitore per gamme radiantistiche RX - 682 - Everywhere, completamente transistorizzato.

tensioni di alimentazione sono del $\pm 10\%$ e del $\pm 5\%$ qualora si desideri garantire la durata prevista per i tubi a lunga vita.

Altra particolarità molto importante del ricevitore **E 149 Uk/1** è quella di avere una entrata ausiliaria alla quale è possibile collegare un oscillatore esterno; in questo caso l'oscillatore locale viene automaticamente escluso.

Sono previste tre uscite: una per cuffia, una per altoparlante avente l'impedenza di 5Ω e la terza per l'invio su linea a 600Ω della modulazione in arrivo (fig. 6).

Ulteriori informazioni su questo ricevitore potranno essere richieste direttamente alla ditta costruttrice.

RICEVITORE EVERYWHERE - RX 682 PER RADIOAMATORI

Il ricevitore **RX 682 EVERYWHERE** illustrato in figura 7 è destinato a coprire esclusivamente le gamme dei radioamatori 7, 14, 21 e 28 MHz. Nello stesso è stato impiegato il preselettore 671 sul quale abbiamo già avuto occasione di intrattenerci in questa stessa rubrica (fig.8).

Si tratta di un ottimo ricevitore realiz-

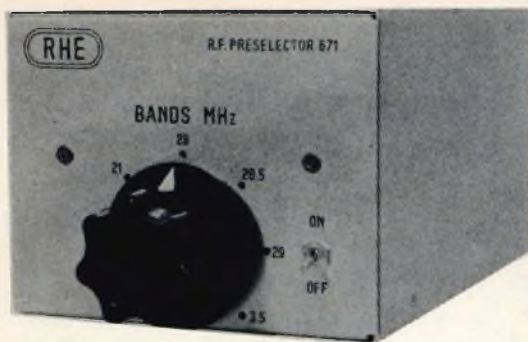


Fig. 8 - Preselector 671 - convertitore per 7, 14, 21 e 28 MHz con transistor FET. Uscita 3,5 - 4 MHz.

zato dall'ing. Scandola, che in questo genere di montaggi è particolarmente specializzato, il cui schema a blocchi è riportato in figura 9.

Come front end è stato usato il convertitore **RHE 671** che è composto da uno stadio amplificatore ad AF, con transistor **FET**, da uno stadio mescolatore equipaggiato pure con un **FET** e da un oscillatore il quale è pilotato da sei diversi quarzi. La frequenza di detto oscillatore è stata scelta in modo che la prima conversione di frequenza sia compresa fra 3,5 e 4 MHz (praticamente questo convertitore può quindi essere impiegato con qualsiasi ri-

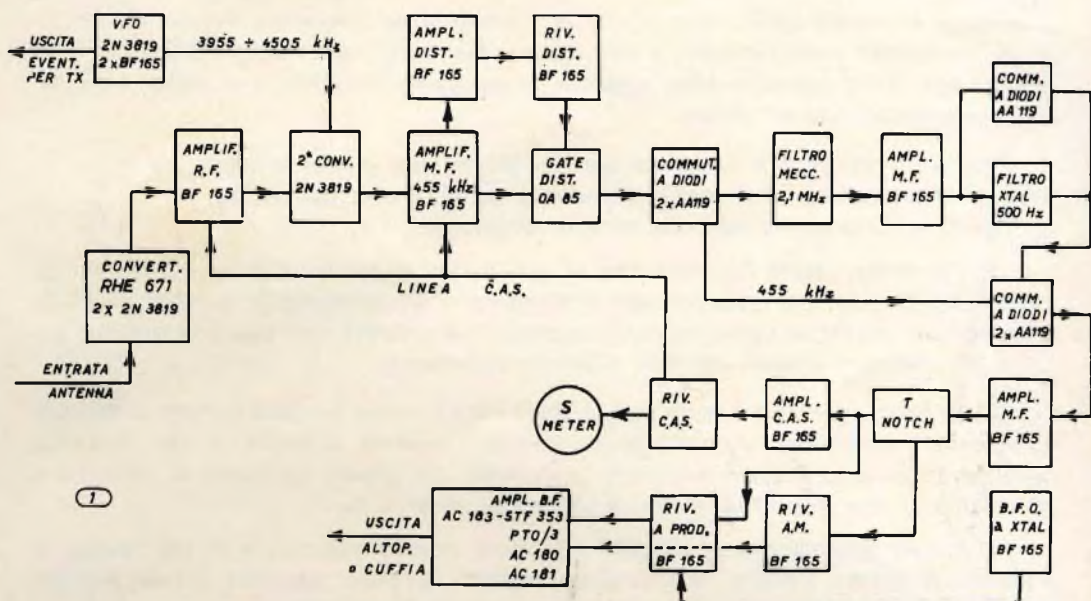


Fig. 9 - Schema a blocchi del ricevitore per radioamatori RX682 per le gamme 7, 14, 21 e 28 MHz.

cevitore che riceva questa gamma). L'uscita del convertitore è inviata ad un filtro di banda molto selettivo dopo di che passa al secondo convertitore, costituito pure da un transistor **FET**, subendo la seconda conversione a 455 kHz. Un filtro del tipo ceramico, risonante in serie a 455 kHz, in considerazione del suo **Q** elevato (circa 800) consente la formazione di una opportuna banda passante.

Per quanto concerne la selettività è possibile ottenere le seguenti bande passanti a meno di 6 dB:

per la ricezione a modulazione di ampiezza: 5 kHz

per la ricezione della SSB: 2,1 kHz

per la ricezione della telegrafia: 0,5 kHz.

Si tratta quindi di un ricevitore dal quale si è potuto ottenere il massimo rendimento essendo i circuiti calcolati appositamente per consentire la sola ricezione delle gamme radiantistiche e che quindi può essere definito, in tale campo, di tipo professionale. Essendo completamente transistorizzato è facilmente trasportabile. Da notare che per la sua realizzazione è stato impiegato un filtro meccanico tipo Collins, un filtro a quarzo per CW, un circuito noise-blanker ed un filtro di interferenza. La descrizione completa verrà inviata a richiesta dal progettatore di questo interessante ricevitore, che a meno di un anno dalla sua messa in commercio ha già ottenuto presso i radioamatori un ottimo successo.

Le disposizioni recentemente impartite dal Ministro delle Finanze agli uffici dipendenti perché sia evitato qualsiasi inasprimento fiscale che possa influire sull'aumento dei prezzi sono state favorevolmente commentate negli ambienti sindacali dei commercianti.

Si fa rilevare, in particolare, che gli uffici finanziari nella determinazione dei valori medi dei generi soggetti ad imposta di consumo non hanno apportato alcuna maggiorazione ragione per cui le imposte comunali di consumo non subiranno aumenti così come, di conseguenza, non subiranno aumenti l'I.G.E. sulle carni ed i diritti comunali di asportazione sulle acque da tavola, tributi questi corrisposti anch'essi, per i citati prodotti, in base al valore determinato agli effetti dell'imposta di consumo.

Sia il Ministero delle Finanze che la Commissione consultiva hanno riconosciuto la fondatezza delle richieste a suo tempo avanzate dalla Conf-commercio, alla quale negli ultimi giorni si sono aggiunte le categorie industriali e la stessa Associazione nazionale comuni d'Italia.

Viene rilevato inoltre che se il Ministro Bosco non avesse disposto nel senso indicato, la situazione si sarebbe presentata notevolmente aggravata.

Basti tener presente per misurarne le dimensioni:

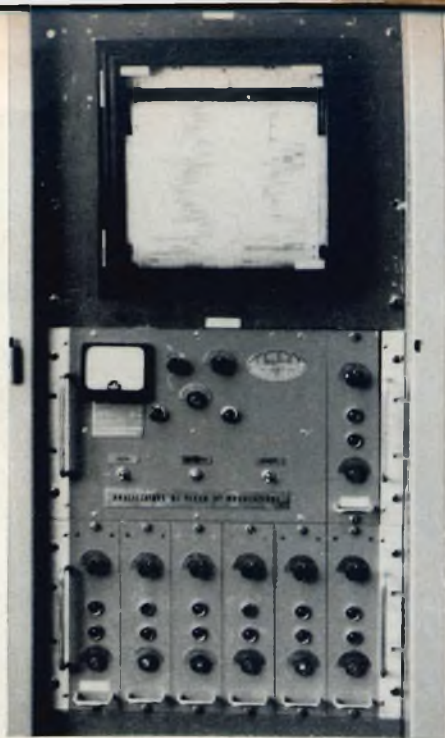
1) l'aumento, anche notevole che si sarebbe verificato in moltissime province dei canoni di abbonamento delle imposte di consumo e la conseguente prevedibile ripercussione sui prezzi al consumo, ripercussione che avrebbe contribuito a rendere ancora più difficile l'attuale, delicato momento economico;

2) lo scompiglio che l'applicazione delle nuove norme avrebbe portato in migliaia di aziende commerciali, le quali pagano, invece, l'imposta a tariffa e che pertanto, avrebbero dovuto procedere a rilevare le giacenze dei generi nei locali di deposito e di vendita al fine di corrispondere la differenza di imposta;

3) l'onere globale che le aziende avrebbero dovuto sopportare in più (senza la certezza di poterlo traslare integralmente) rispetto all'anno passato, onere previsto dallo stesso Ministero delle Finanze nella misura di 20 miliardi.

LA MODULAZIONE DI AMPIEZZA

tecnica e misure



LE EMISSIONI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Se si modula in ampiezza un'onda portante, ad esempio come quella rappresentata in figura 1, mediante un segnale sinusoidale, si otterrà un'onda modulata avente una forma simile a quella indicata in figura 2, dalla quale si può constatare come l'ampiezza dell'onda portante subisca delle variazioni in funzione del ritmo del segnale modulatore.

La rappresentazione del suddetto fenomeno può essere anche riprodotta sullo schermo di un oscilloscopio applicando l'onda modulata all'amplificatore verticale mentre all'amplificatore orizzontale si invierà una tensione di base avente un adatto valore.

Se aumenteremo l'ampiezza del segnale modulatore la corrispondente variazione di ampiezza dell'onda modulata aumenterà fino a raggiungere, nel caso della modulazione al 100%, l'annullamento istantaneo della forma d'onda come si può osservare nella figura 3, in cui è riportata per l'appunto un'onda portante sot-

toposta ad una modulazione del 100%.

Se continuassimo ad aumentare l'ampiezza del segnale modulatore finiremmo con l'ottenere una curva identica a quella di figura 4.

Se indichiamo con « E_M » l'ampiezza massima dell'onda modulata e con « E_m » l'ampiezza minima, il tasso di modulazione « m » è dato dalla relazione:

$$m = \frac{E_M - E_m}{E_M + E_m}$$

di modo che « m » viene ad essere sempre espresso da un numero compreso fra lo zero e l'unità.

Nel caso di figura 3, in cui, come abbiamo detto, la percentuale di modulazione è dell'ordine del 100%, il tasso di modulazione è uguale a 1.

Nel caso di figura 4 si prende per valore « E_m » il valore negativo « E_{m1} » che rappresenta il valore minimo rappresentato dall'involuppo dell'onda modulata. È evidente perciò che il tasso di modulazione oltre ad assumere dei valori che

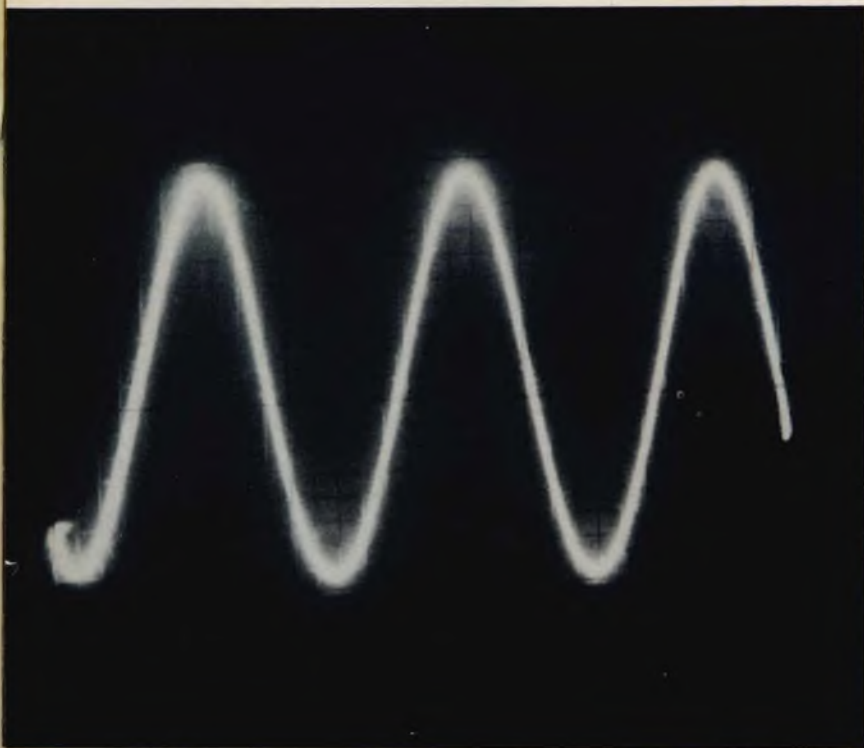


Fig. 1 - Oscillogramma di un'onda portante (non modulata) di un trasmettitore radiofonico.

vanno dallo zero, in assenza di modulazione, fino a 1, per la modulazione completa dell'onda portante, equivalente a quella della figura 3, può superare anche quest'ultimo valore come avviene per l'apunto nel caso della forma d'onda indicata in figura 4. In quest'ultimo caso si produce il fenomeno che è detto della **sovramodulazione**.

Se si desidera indicare, come avviene nella pratica, il valore del tasso di modulazione in percentuale (%), la relazione di cui sopra dovrà essere modificata nella seguente:

$$\text{profondità di modulazione in \%} = \frac{E_M - E_m}{E_M + E_m} \times 100$$

Anche in questo caso in assenza di modulazione si avrà una percentuale di modulazione corrispondente allo 0%, se l'onda portante è modulata in modo completo, come da figura 3, si avrà una percentuale di modulazione pari al 100%, mentre in presenza di sovramodulazione detto valore sarà superato.

EFFETTI DELLA SOVRAMODULAZIONE

Se osserviamo la figura 4 potremo rilevare che si potrebbe ottenere la stessa forma d'onda, corrispondente al fenomeno di sovramodulazione ottenuto con l'impiego di un segnale sinusoidale, modulando al 100% l'onda portante mediante un segnale avente sempre la forma sinusoidale ma le cui punte siano state tagliate come indicato in figura 5.

In ricezione si avrebbe, all'uscita dello stadio di bassa frequenza del ricevitore, anziché un segnale sinusoidale corrispondente a quello impiegato per sovramodulare il trasmettitore, un segnale sinusoidale con le estremità tagliate, corrispondente esattamente a quello di cui alla figura 5, e che darebbe luogo ad una distorsione di entità notevole.

E' evidente dunque che la sovramodulazione deve essere sempre evitata perché è sempre causa di una pessima qualità di ricezione.

Solo in casi eccezionali la sovramodulazione è impiegata volutamente: ciò in

modo particolare nei trasmettitori che sono destinati, in particolari occasioni, alla propaganda politica.

Un altro effetto molto nocivo, e meno conosciuto anche dai tecnici, da imputare alla sovr modulazione è quello dell'allargamento della banda di emissione, e di conseguenza della banda di ricezione.

Sappiamo che quando si modula in ampiezza un'onda portante avente la frequenza « f_p », mediante un segnale sinusoidale di frequenza « f_m », si ottengono all'uscita del modulatore, oltre al segnale dell'onda portante « f_p », altre due frequenze aventi rispettivamente i valori di:

$$f_p + f_m \quad \text{e di} \quad f_p - f_m$$

che costituiscono le due bande laterali.

E' ovvio pertanto che in tale caso la larghezza di banda dell'emissione sarà uguale a:

$$(f_p + f_m) - (f_p - f_m) = 2 f_m$$

cioè la larghezza di banda corrisponderà a due volte la frequenza del segnale modulatore.

Se il segnale è invece sovr modulato, ad esempio come quello indicato in figura 4, esso sarà caratterizzato, oltre che dalla presenza della frequenza fondamentale modulante « f_m » anche dalla presenza delle sue armoniche $2f_m$, $3f_m$, $4f_m$, $5f_m$, ecc.

Se ammettiamo, ad esempio, che siano presenti soltanto le prime due armoniche, cioè la seconda « $2f_m$ » e la terza « $3f_m$ », all'uscita del trasmettitore, oltre alle componenti dovute alla frequenza portante « f_p », saranno presenti le seguenti componenti:

$$\begin{array}{ll} f_p + f_m & \text{e} \quad f_p - f_m \\ f_p + 2f_m & \text{e} \quad f_p - 2f_m \\ f_p + 3f_m & \text{e} \quad f_p - 3f_m \end{array}$$

ed in tal caso la banda occupata, anziché quella indicata nel caso di cui sopra sarà uguale a:

$$(f_p + 3f_m) - (f_p - 3f_m) = 6f_m$$

Quindi in presenza di un fenomeno di sovr modulazione, come quello che abbiamo preso in esame, la larghezza di

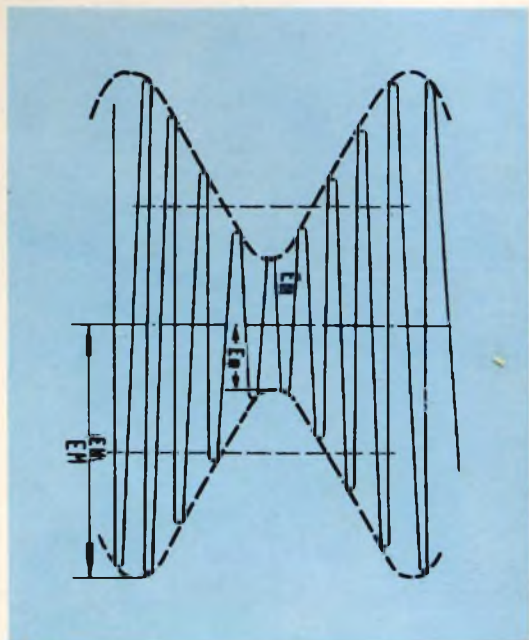


Fig. 2 - Onda portante modulata da un segnale sinusoidale.

banda risulterà ben tre volte superiore a quella richiesta.

E' evidente perciò che un tale stato di cose finirebbe col provocare dei disturbi alle emissioni dei canali adiacenti e di

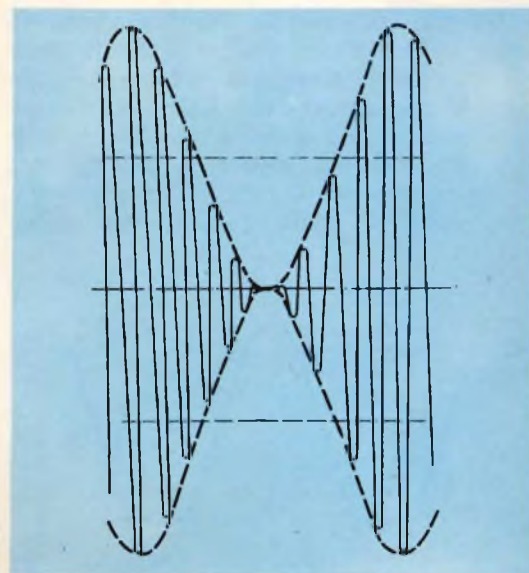


Fig. 3 - Onda portante modulata al 100% con un segnale sinusoidale.

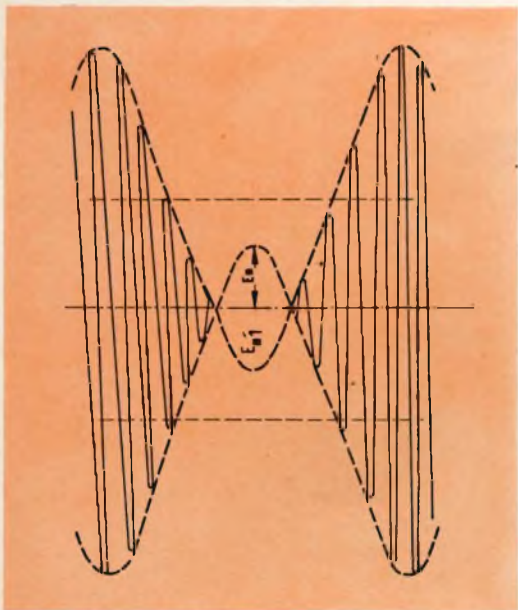


Fig. 4 - Onnda portante sovramodulata da un segnale sinusoidale.

conseguenza è facile intuire come sia della massima importanza, tanto nelle emissioni aventi carattere professionale quanto in quelle di radioamatore, evitare la presenza della sovramodulazione.

SULLA DINAMICA DELLA MODULAZIONE

Da quanto abbiamo sopra esposto risulta evidente che mentre il limite massimo della modulazione non deve superare la percentuale del 100%, quello inferiore dovrebbe arrivare allo 0%. In pratica quest'ultimo valore è difficilmente raggiungibile per il fatto che i trasmettitori radio, di qualsiasi tipo essi siano,

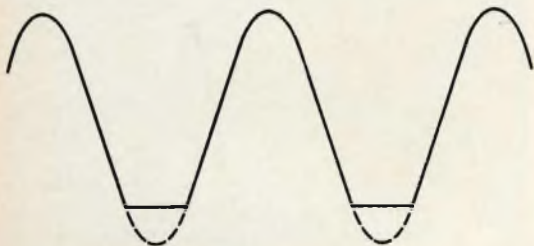


Fig. 5 - Segnale modulatore sinusoidale con picchi negativi tagliati.

ben difficilmente sono esenti dalla presenza di una certa tensione di rumore di fondo che va a modulare l'onnda portante e che è conosciuta con il nome di « **rumore di fondo del trasmettitore** ».

Nei trasmettitori radiofonici aventi qualità molto elevate il rumore di fondo può essere dell'ordine dei 50 dB al disotto del livello del 100% della modulazione. Le conseguenze del fenomeno possono essere messe in evidenza dal seguente ragionamento:

La potenza « P_m » dell'onnda modulata è data dalla relazione:

$$P_m = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

nella quale « P_p » indica la potenza dell'onnda portante in watt; « m », come sappiamo, è il tasso di modulazione che in questo caso è indicato in %.

Della suddetta potenza soltanto la parte:

$$\frac{m^2 P_p}{2}$$

corrisponde al segnale di bassa frequenza ed è destinata a dare l'impressione soggettiva del volume sonoro su chi ascolta l'emissione.

Il rapporto fra la potenza utile, data dalla suddetta relazione e corrispondente all'onnda modulata al 100% ($m = 1$), e la potenza della stessa onnda modulata ad un tasso « m » qualsiasi sarà dunque uguale a:

$$\frac{2 \times 0,5 P_p}{m^2 P_p} = \frac{1}{m^2}$$

che in dB corrisponderà a:

$$10 \log_{10} \frac{1}{m^2}$$

Nel caso dunque di un rumore di fondo dell'ordine di 50 dB, al disotto del livello corrispondente al 100% della modulazione, si avrà:

$$10 \log_{10} \frac{1}{m^2} = 50$$

da cui:

$$m = 0,003$$

Ciò significa in altri termini, che il rumore di fondo di 50 dB al disotto del livello corrispondente al 100 della modulazione corrisponde ad una percentuale di modulazione dello 0,3% e di conseguenza questo livello pone un limite al valore minimo della percentuale di modulazione che si può utilizzare per la emissione dei segnali affinché essi non siano coperti del rumore stesso.

In pratica, oltre al suddetto rumore di fondo del trasmettitore, si deve tenere presente che ne esistono altri provocati tanto dai mezzi di trasmissione quanto da quelli di ricezione di modo che nelle migliori condizioni possibili essi danno luogo ad una modulazione equivalente al 2 o al 3% che riduce a 40 dB il margine che può essere utilizzato per irradiare un segnale modulato alla massima intensità (cioè modulato al 100%) ed i segnali aventi minima intensità.

Questo margine è conosciuto con il nome di **dinamica del sistema**. Allo scopo di rendere più evidente, dal punto di vista pratico, quali siano le limitazioni che il suddetto fenomeno impone, basti accennare al fatto che nelle emissioni radiofoniche la dinamica di un'orchestra può raggiungere, e talvolta superare gli 80 dB, e di conseguenza in trasmissione è necessario effettuare una compressione della modulazione aumentando i livelli di modulazione che corrispondono alle basse intensità sonore e diminuendo sensibilmente i livelli che corrispondono alle intensità elevate.

Considerando che in ricezione la potenza utile è data, come abbiamo precisato più sopra, dalla relazione:

$$\frac{m^2 P_p}{2}$$

è possibile utilizzare questa relazione per stabilire le potenze dell'onda portante di un trasmettitore che sono necessarie per avere la stessa impressione sonora quando cambia il valore della percentuale di modulazione. La tabella che segue è stata ricavata per l'appunto da tale relazione.

TABELLA 1

tasso di modulazione	percentuale corrispondente (%)	Potenza P_p del trasmettitore
1	100 %	1
0,8	80 %	1,5
0,6	60 %	2,8
0,5	50 %	4
0,4	40 %	6,2
0,3	30 %	11
0,2	20 %	25
0,1	10 %	100

Dalla suddetta tabella si può rilevare, ad esempio, che un trasmettitore avente la potenza di 6,2 kW modulato scarsamente, cioè con percentuale di modulazione dell'ordine del 40%, dà la stessa impressione sonora di un trasmettitore da 1 kW che sia regolarmente modulato al 100%. Da ciò risulta evidente come sia inutile impiegare dei trasmettitori che erogino delle potenze notevoli se poi la loro modulazione non viene eseguita con giusti criteri, evitando cioè sia la scarsa modulazione sia la sovr modulazione.

SULLE MISURE A DISTANZA DELLA MODULAZIONE

Per misurare a distanza la percentuale di modulazione dei trasmettitori possono essere impiegati metodi differenti la cui scelta dipende essenzialmente dalla forma sotto la quale si desidera presentare i risultati. Se ad esempio si desidera stabilire se il trasmettitore sovr modula, può essere sufficiente conoscere i valori istantanei della modulazione, cioè il valore di cresta di modulazione, in altri casi è necessario conoscere il valore medio della percentuale di modulazione: ciò comporta dei controlli che devono essere eseguiti per determinati intervalli di tempo.

I risultati delle suddette misure possono essere presentati in forma visiva, sullo schermo di un oscilloscopio, su un apparecchio indicatore ad indice oppure mediante dei registratori grafici.

Qualunque sia il metodo impiegato si dovrà disporre di un ricevitore radio che

disponga di una larghezza di banda sufficiente allo scopo, di una rivelazione perfettamente lineare e di un comando automatico di guadagno particolarmente efficiente.

La larghezza di banda del ricevitore dovrà essere variabile per consentire all'orecchio, mediante l'impiego di una banda passante molto larga, di stabilire la qualità della modulazione. Una larghezza di banda piuttosto stretta, compresa fra i 4 ed i 2 kHz, consentirà invece di effettuare il controllo della modulazione anche in presenza di disturbi provocati dalle emittenti che trasmettano nei canali adiacenti. Ciò in genere non incide sui valori misurati di cresta di modulazione poiché nello spettro delle frequenze vocali o musicali trasmesse normalmente, con i trasmettitori a modulazione di ampiezza, il massimo di intensità sonora è raggiunto con delle frequenze non superiori ai 2000 kHz.

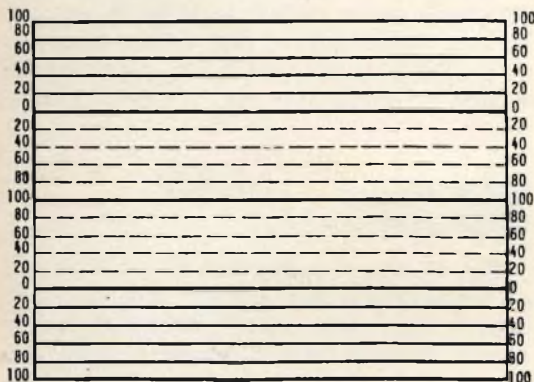


Fig. 6 - Tracciato di linee parallele equidistanti su materiale trasparente da sovrapporre allo schermo dell'oscilloscopio.

Il comando automatico del guadagno ha lo scopo di mantenere costante, all'incirca di 2 dB, la tensione di entrata del ricevitore quando l'intensità di campo dell'emissione varia a causa delle evanescenze.

La costante di tempo del comando automatico del guadagno dovrà essere in grado di seguire le fluttuazioni molto rapide e profonde che si riscontrano normalmente durante la ricezione.

Nel caso le misure debbano essere effettuate su stazioni il cui campo em sia da ritenere costante, come ad esempio per stazioni vicine o locali, il comando automatico di guadagno potrà essere escluso.

UTILIZZAZIONE DI UN OSCILLOSCOPIO PER IL CONTROLLO DELLA MODULAZIONE

Il metodo più elementare per controllare la percentuale di modulazione di un trasmettitore consiste nel collegare l'uscita dello stadio di media frequenza del ricevitore alle placche di deviazione verticale di un oscilloscopio, mentre il periodo della base dei tempi sarà regolato sul valore più opportuno.

In considerazione del fatto che il valore della percentuale di modulazione all'uscita dello stadio di media frequenza ha lo stesso andamento del segnale presente in antenna, si avrà sullo schermo dell'oscilloscopio una indicazione immediata che sarà del tutto simile a quella delle figure 2, 3 e 4 a seconda della profondità di modulazione.

Tuttavia, al fine di poter riconoscere il valore istantaneo della percentuale di modulazione, è necessario effettuare la taratura dello schermo dell'oscilloscopio. A questo scopo su del materiale trasparente, che successivamente sarà collocato sopra lo schermo dell'oscilloscopio, si tratterà una serie di linee parallele, come è indicato in figura 6, ed in maniera tale che la distanza fra tutte le linee consecutive sia rigorosamente costante. In assenza di trasmissione, cioè senza onda portante, si regolerà la posizione della linea orizzontale dell'oscilloscopio in modo da farla coincidere con la linea « 100 » della parte centrale del tracciato. Successivamente, quando il trasmettitore sarà in portante, si attenderà un periodo di tempo durante il quale non si abbia modulazione: in queste condizioni si regolerà il guadagno del ricevitore, oppure quello dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, in modo che la cresta dell'onda portante raggiunga esattamente le linee « 0 ».

TA-1080 SONY®



Dopo numerosi anni di intenso studio e meticolosa progettazione, la **SONY** è fiera di presentare lo straordinario amplificatore stereo **TA-1080**, interamente transistorizzato al silicio, capace di fornire prestazioni certamente superiori a quelle richieste anche dall'amatore più esigente.

Di elevata potenza, fornisce 60 W con una distorsione bassissima contenuta nel limite dello 0,15 %.

Il TA-1080 è stato realizzato sulla scorta delle tecniche più avanzate, con l'impiego dei migliori componenti e con la straordinaria precisione che contraddistingue tutti gli apparecchi **SONY**.

Le caratteristiche tecniche rappresentano una chiara testimonianza delle eccezionali qualità che hanno rivolto a questo amplificatore l'ammirazione dei tecnici di tutto il mondo.

CARATTERISTICHE TECNICHE

30 transistor 21 diodi • Potenza d'uscita: 30 + 30 W con distorsione armonica 0,15 % • Risposta di frequenza: 15 ÷ 100.000 Hz + 0-1 dB • Rapporto segnale/disturbo: 80 dB • Impedenze: 8-16 Ω • Alimentazione: universale c.a. • Prese per fono 2, registratore, ausiliario, altoparlanti esterni e cuffia • Dimensioni: 400 x 145 x 310.

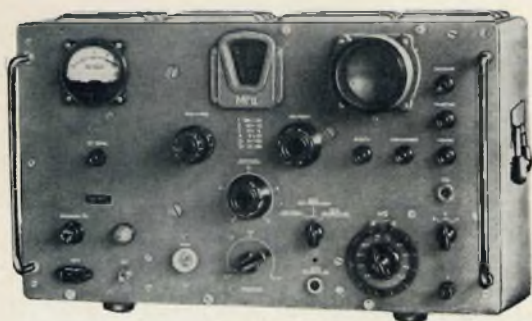


Fig. 7 - Misuratore dal fattore di modulazione C 2-5 (IM-19) costruito nell'URSS per controlli su stazioni AM e FM da 80 kHz a 180 MHz.

Quando l'emissione verrà modulata, cioè in presenza di parole e di suoni, le creste superiori dell'onda modulata aumenteranno, in funzione dell'entità della modulazione stessa, e pertanto si avrà immediatamente l'indicazione del valore istantaneo della percentuale di modulazione raggiunta. Identico comportamento si avrà naturalmente anche per le creste negative dell'onda modulata: ciò consentirà di stabilire se la modulazione viene effettuata simmetricamente.

Se si interrompe il funzionamento della base dei tempi dell'oscillatore si avrà sullo schermo il solo tratto verticale, che si accorcerà e si allungherà, sempre in funzione delle percentuali di modulazio-



Fig. 8 - Modulometro sovietico tipo IM-21 da 0,15 a 2000 KHz. Errore massimo di calibrazione $\pm 2\%$.

ne, dando perciò, sotto altra forma, le stesse indicazioni di cui sopra.

In un altro metodo di misura della modulazione si sfrutta l'esistenza, all'uscita del rivelatore lineare del ricevitore, delle seguenti due componenti:

- a) **componente continua proporzionale all'ampiezza dell'onda portante;**
- b) **componente alternativa, proporzionale allo sviluppo di bassa frequenza della modulazione.**

In questo caso essendo il tasso di modulazione il rapporto fra l'ampiezza della componente alternativa della modulazione e l'ampiezza dell'onda portante, esso rappresenta il rapporto fra la tensione di bassa frequenza e la tensione continua prelevate all'uscita del rivelatore del ricevitore. Per eseguire una misura di questo genere si applicano le due tensioni suddette alle placche verticali di un oscilloscopio mediante un amplificatore verticale la cui risposta comprenda tanto la corrente continua quanto i segnali di bassa frequenza.

Lo schermo dell'oscilloscopio in questo caso sarà coperto da un altro schermo trasparente graduato verticalmente da « 0 » a « 10 ».

In assenza di emissione il punto luminoso dell'oscilloscopio sarà regolato in modo che coincida con la parte inferiore dello schermo, cioè con lo **zero**. In presenza di emissione, ma senza modulazione, il guadagno dell'amplificatore dell'oscilloscopio sarà invece regolato in modo da far coincidere il punto luminoso con la posizione intermedia dello schermo, cioè con il punto 5.

In presenza di modulazione il punto luminoso si sposterà da una parte all'altra di quest'ultimo punto tracciando una linea verticale sullo schermo. La lunghezza di questa linea indicherà la percentuale di modulazione. Detta percentuale sarà naturalmente del 100% se il punto luminoso si sposterà dallo zero al punto dieci.

IL MODULOMETRO

Un altro metodo per controllare la modulazione di un trasmettitore usato comu-

LA



PRESENTA UNA PARTE
DELLA SUA PRODUZIONE

HI-FI



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ COLONNE SONORE ■ MISCE-
LATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ CENTRALINI ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ AMPLIFICATORI STEREO
HI-FI ■ CAMBIADISCHI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

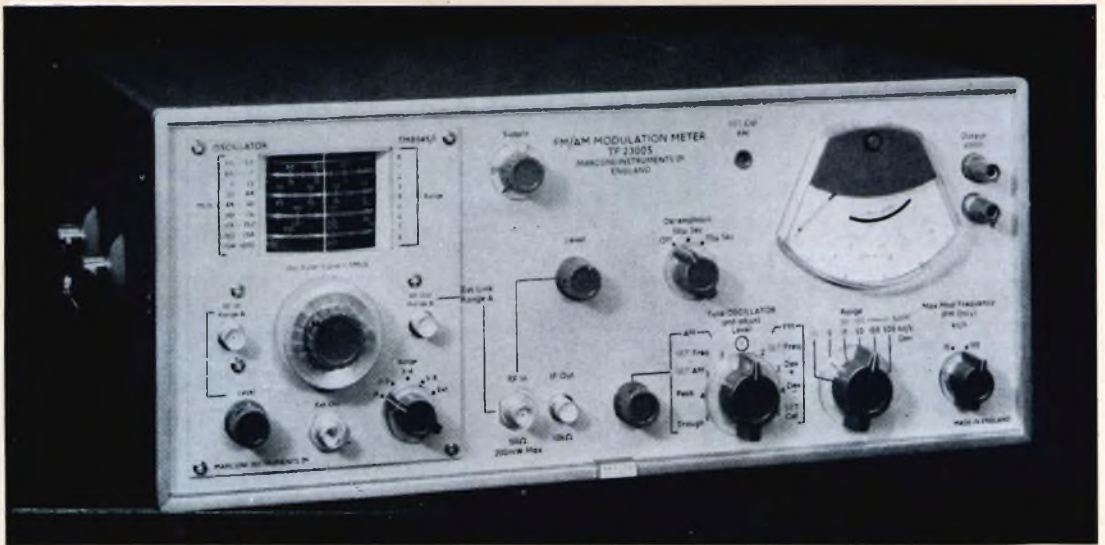


Fig. 9 - Apparecchio per la misura della percentuale modulazione AM/FM Marconi TF 2300 S.

nemente in campo professionale è quello di impiegare un **modulometro**, collegato direttamente all'uscita della bassa frequenza di un ricevitore.

E' evidente che per ottenere dei risultati validi le caratteristiche di frequenza dell'amplificatore di bassa frequenza del ricevitore dovranno essere di elevata qualità. Infatti se questo amplificatore introducesse della distorsione di ampiezza alle frequenze basse, si avrebbero delle indicazioni della percentuale di modulazione molto più elevate di quelle reali.

La taratura del sistema ricevitore-modulometro è particolarmente semplice. Collegato il ricevitore all'antenna si eseguirà la sintonia con la stazione che si desidera controllare procedendo alla regolazione degli amplificatori dei vari stadi (alta, media e bassa frequenza), in modo da ottenere, senza sovraccarico, una lettura adatta su uno strumento che dia delle indicazioni proporzionali alla tensione di alta frequenza che si ha all'ingresso del ricevitore. A questo scopo, se esiste, può essere utilizzato l'**S meter** del ricevitore.

Effettuata la suddetta operazione si staccherà l'antenna del ricevitore collegando al suo posto l'uscita di un generatore di segnali ad alta frequenza che sarà sintonizzato sulla stessa frequenza della stazione da porre sotto controllo. Il ge-

neratore, che non dovrà essere modulato, si regolerà, senza toccare i comandi del ricevitore, in modo da ottenere all'S meter, (o su un altro strumento impiegato al suo posto), la stessa indicazione letta precedentemente.

Modulando allora il generatore di segnali ad una percentuale di modulazione conosciuta si regolerà il guadagno dello stadio di bassa frequenza del ricevitore, mediante il comando manuale, in maniera tale che il modulometro indichi la stessa percentuale.

Una volta che sono state eseguite le suddette operazioni non resterà che collegare nuovamente l'antenna al ricevitore dopo di che il modulometro indicherà, mediante l'indice, oppure registrerà se si tratta di un registratore grafico, la percentuale di modulazione del trasmettitore.

I modulometri in genere hanno la scala calibrata in dB, mentre per eseguire le misure di percentuale di modulazione è più utile avere la scala dello strumento tarata direttamente in percentuale.

In genere si usa far corrispondere la graduazione di 0 dB del modulatore al 100% della modulazione e in questo caso si pone il problema di determinare quali siano i valori in decibel che corrispon-

dono alle altre percentuali. Dalla relazione:

$$\frac{m^2 P_p}{2}$$

si osserva come la potenza corrispondente al 100% di modulazione (cioè $m = 1$) sia uguale a $P_p/2$, di conseguenza la potenza corrispondente al tasso di modulazione « m » in rapporto alla potenza $m = 1$, sarà m^2 , cioè $20 \log m$ in dB.

Possiamo dunque redigere una tabella in cui si abbia la corrispondenza dei differenti valori della percentuale di modulazione con i valori in dB, ammettendo che nella stessa 0 dB corrispondano a $m = 1$, cioè al 100%.

TABELLA II

percentuale di modulazione	scala del modulometro in dB
100	0
80	— 1,9
70	— 3,1
60	— 4,4
50	— 6,0
40	— 8,0
30	— 10,5
20	— 14
10	— 20

CARATTERISTICHE DEI MODULOMETRI

Tenuto conto che durante l'esercizio dei trasmettitori la percentuale di modulazione cambia ad ogni istante, l'indice indicatore o registratore del modulometro dovrà presentare alcune caratteristiche

TABELLA III

tipo d'apparecchio	caratteristiche del raddrizzatore	tempo di stabilizzazione per 99% della deviazione in reg. permanente (ms)	tempo d'integrazione (ms)	tempo di ritorno
Voltmetro vocale inglese	2	230	100 circa	uguale alla integrazione
VU - ASA 1954 - USA	1,0 a 1,5	300	165 circa	idem
S.F.E.R.T.	2	400 - 600	200	idem
B.B.C. Peak Prog. meter	1	12	10	3s per l'indicazione diminuita di 26 dB
U21 Germania	1	80	5 circa	1 o 2 s dal 100 al 10% della deviazione in tempo permanente.

che particolari specialmente per quanto concerne l'inerzia del sistema mobile. Infatti se detta inerzia è troppo piccola in presenza di brusche variazioni della percentuale di modulazione l'indice si sposterà al di sopra del valore vero, mentre se l'inerzia meccanica è rilevante l'apparecchio indicatore non seguirà fedelmente, istante per istante, le variazioni della modulazione è di conseguenza darà delle indicazioni inferiori alla realtà.

Nella tabella III sono indicate le principali caratteristiche adottate da alcuni enti internazionali. In essa il tempo di integrazione è definito come il periodo minimo durante il quale la tensione alternativa sinusoidale deve essere applicata all'ingresso dell'apparecchio affinché l'indice dello strumento di misura raggiunga, a 0,2 Neper o 2 dB circa, la deviazione cioè che avrebbe nel caso in cui la stessa tensione fosse applicata indefinitivamente.

In Italia viene usato un modulometro avente le caratteristiche seguenti:

- caratteristiche del raddrizzatore: $n = 1$
- tempo di stabilizzazione per il 99% della deviazione in regime permanente: 20 ms circa.
- tempo d'integrazione: 1,5 ms circa.
- tempo di ritorno: 1,5 s circa dal 100% al 10% della deviazione in regime permanente.

Nella tabella in questione il numero che figura nella colonna « caratteristica del raddrizzatore » è l'esponente « n » della formula $V_{uscita} = V_{entrata}^n$ applicabile per ogni mezza alternanza.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



MAL DI DENTI

Ho sempre avuto una profonda ammirazione per le persone sistematiche e metodiche, per il motivo semplice che io sono incostante. Le ricerche non sono il mio forte perchè richiedono una tensione non interrotta nel tempo, che io nemmeno me la sogno. Perciò quando apprendo che il tale o il talaltro scienziato « dopo anni di studio » ha fatto quella tale scoperta, io andrei a inginocchiarmi davanti a lui e ad offrirgli fiori, poichè lo considero un essere superiore rispetto a me, un semidio.

L'ultima notizia di questo genere che ho appreso è quella del dottor Richard Kotitzer, dentista, e della dottoressa Lucile St. Hoyme, antropologa, che da ben tre anni stanno esaminando nientemeno che ventimila teschi di gente trapassata secoli e millenni fa.

Lo scopo è quello di scoprire le origini e la storia delle malattie dentarie tra le popolazioni di tutto il mondo.

Naturalmente una tale « storia » non sarà fine a se stessa ma dovrà agevolare la scienza negli studi sulle odontopatie.

Intanto vengono a galla le solite curiosità statistiche. Chi soffre per i denti abbia, almeno, la magra consolazione del « mal comune mezzo gaudio ». Oggi come oggi, il 95% degli americani è affetto da malattie dentarie, ma nel resto del mondo civile non pare che la situazione sia molto migliore.

Un periodo di scarso deperimento dei denti lo si trova, dallo studio dei denti antichi, in Egitto fra la sesta e la dodicesima dinastia: solamente il 2-3 per cento. Però, alla diciottesima dinastia c'era già il novanta per cento. Il progresso, evidentemente, in tutti i cicli storici porta con sè un miglioramento nel tenore di vita, ed il miglioramento porta i suoi guai.

Su questa verità, che potrebbe essere assiomatica, non mancano i denigratori del progresso come apportatore di malanni. Forse una molla occulta della contestazione sta proprio nel timore che, più si andrà avanti, più incontreremo difficoltà nella conservazione della salute e degli umori.

Fra i timorosi del peggio, i quali abdicerebbero alle facoltà dell'intelletto, e gli spavaldi che fanno uso sconsiderato delle conquiste dell'intelletto stesso, dovrebbe farsi strada il buon senso che, tra le nostre facoltà, è quella con la vita più difficile.

Ben venga il progresso poichè, non si può negare, porta vantaggio a tutti compresi quelli che lo detestano. Ma sia vigile il pensiero nella riflessione sulle conquiste della mente umana: per ogni scoperta scientifica si stia all'erta captando appena possibile i suoi aspetti negativi, che non mancano mai, e si contengano affinchè arrechino poco o nessun danno. Solo così raggiungeremo l'equilibrio civile e morale che tutti sogniamo.

DROGA

Se ne parla tanto, di questi tempi, che c'è da chiedersi se per caso i drogati non rappresentino la maggioranza.

Siamo peggiori degli animali — commenterebbe qualcuno — poichè solo gli uomini sono soggetti alle deviazioni. Invece no. La rivista « Atlante » svela che si drogano anche le formiche, proprio loro che simboleggiano la virtù casalinga e la laboriosità.

Che le formiche amassero inebriarsi con bevande fermentate lo si sapeva da tempo. Ma che fossero delle cocainomani, questo, francamente, non me l'aspettavo. Il bello è che nell'ambiente degli insetti opera una vera e propria malavita con autentici spacciatori di droga. Lo spacciatore è un coleottero che si chiama Lomechusa strumosa e si comporta come qualsiasi gangster che si rispetti. Questo signor Lomechusa porta ai lati dell'addome due ciuffi di peli impregnati di una sostanza dolciastra, di cui le formiche sono ghiotte. Egli si introduce nelle tane delle formiche rosse le quali lo accolgono festosamente, ne succhiano con avidità i peli e, per compensarlo, gli offrono cibo e ospitalità. Il guaio è che la sostanza succhiata è un etere aromatico che intossica le formiche le quali perdono la voglia di lavorare.

Intanto il Lomechusa depone le sue uova nel formicaio, e da esse nascono fameliche larve che divorano le larve delle formiche.

Se poi le formiche si accorgessero che i loro guai dipendono dalla presenza di quell'intruso e volessero scacciarlo, per loro sarebbe finita. Il gangster Lomechusa possiede un mitra: è una sostanza contenuta in una ghiandola situata nel lato ventrale del quarto segmento dell'addome. La sostanza viene letteralmente sparata a mitraglia, e poiché odora fortemente di acetato di amile, le formiche ne rimangono stordite.

Mitra chimico dunque. Arma più raffinata e perfezionata di tutte quelle che usano gli esseri umani. Sta a vedere che i meno crudeli siamo noi. O, almeno, non siamo soli nella crudeltà. Non abbiamo di che gloriarcene, tuttavia.

AMICIZIA NUMERICA

« L'amico — diceva Pitagora — è colui che è un altro io ». Per dimostrare ciò, portava ad esempio i numeri 220 e 284, e spiegava: i divisori di 284, cioè 1, 2, 4, 71 e 142, sommati insieme danno per totale 220. Dal canto loro, i divisori di 220, e precisamente 1, 2, 4, 5, 10, 11, 20, 22, 44, 55 e 110, sommati danno 284.

Zio Ruben

novità

PRESTEL

TRIPLO AMPLIFICATORE MISCELATORE



Amplifica e miscela sino a tre canali rispettivamente delle bande I o II-III IV o V.
Si compone di un contenitore-miscelatore MM 3 e di 1, oppure 2, oppure 3 amplificatori a due transistor MT2.

MT2 - AMPLIFICATORE A DUE TRANSISTOR A MODULO

Atto ad essere montato nel contenitore miscelatore MM 3.
Guadagno VHF 32 dB (40 volte); UHF 26 db (20 volte) NA/0660.

MM3 - MISCELATORE TRIPLO E CONTENITORE AMPLIFICATORI A MODULO

Miscela le bande: I o II con III e VHF con UHF.
Contiene sino a 3 amplificatori a due transistor a modulo MT2. Può funzionare anche semplicemente come miscelatore triplo di banda.
NA/4195-00



MT2



MM3

Gli amplificatori si alimentano a mezzo dell'unico cavo di discesa con l'alimentatore PRESTEL mod. A3N commutato su 1, oppure 2, oppure 3 amplificatori.

PRECISARE SEMPRE I CANALI RICHIESTI

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

PRESTEL

s.r.l. 20154 MILANO - Corso Sempione, 48 - Telef. 312.336

Hi Fi/Stereo Review

Electronics

Electronica

LE HAUT-PARLEUR

radio mental
electronicFUNK
TECHNIKélectronique
industrielle

Wireless World

Electronics World

Radio-Electronics

Elektronik

Toute
l'Électronique

AUDIO

INDUSTRIAL ELECTRONICS

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

AMPLIFICATORE MINIWATT A CIRCUITO INTEGRATO

(Da « Popular Electronics »)

In occasione della realizzazione di un sintonizzatore o di un generatore di Bassa Frequenza, ciò che occorre è invariabilmente un amplificatore che elevi l'ampiezza del segnale ad un livello utile. A tale scopo, è naturalmente sempre possibile usare qualsiasi tipo di amplificatore, eventualmente appartenente ad un altro dispositivo; tuttavia, è spesso conveniente disporre di un amplificatore piccolo e semplice, studiato espressamente per questo scopo.

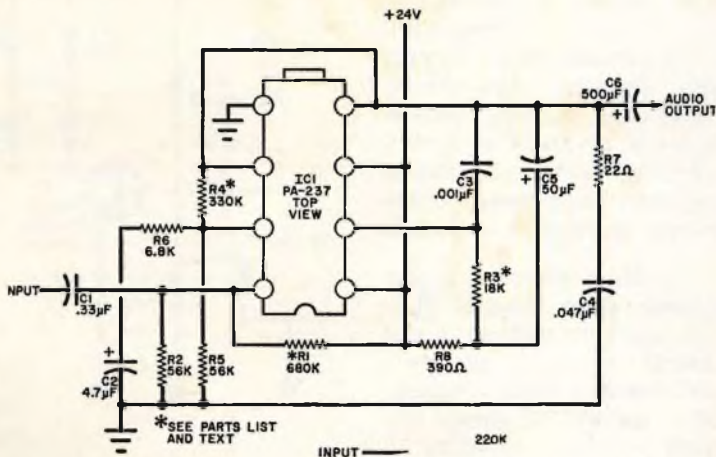
L'amplificatore descritto nella nota che recensiamo, apparsa sul numero di gennaio del '69, è in grado di fornire una potenza di uscita di 1 oppure di 2 W (a seconda dell'introduzione o meno di una piccola modifica). Per ottenere una potenza di 2 W, è infatti necessario alimen-

tarlo con una sorgente di tensione continua da 24 V, mentre per ottenere la potenza di 1 W sono sufficienti soltanto 12 V di alimentazione.

La prerogativa che consente di ottenere un costo minimo di realizzazione consiste

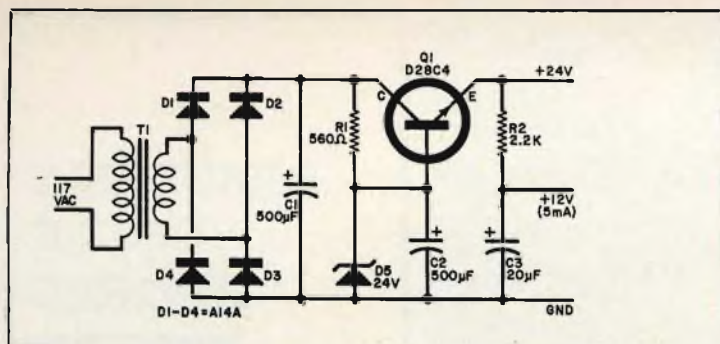
nell'impiego di un circuito integrato, che — come risulta nello schema generico che qui riproduciamo — è del tipo PA-237.

Osservando questo circuito, si nota che la parte integrata, evidenziata in un ret-



tangolo disposto verticalmente, comporta complessivamente otto connessioni: la prima in basso dal lato sinistro costituisce il terminale di ingresso, al quale i segnali de-

vono essere applicati tramite la capacità C1; l'uscita viene invece prelevata tramite C6 dal primo terminale superiore del lato destro. I componenti esterni servono na-



turalmente per stabilire le diverse tensioni di polarizzazione, nonché per attribuire all'intero amplificatore una curva di responso sufficientemente lineare entro la gamma delle frequenze acustiche.

Agli effetti dell'alimentazione, non sempre è possibile disporre di una sorgente di tensione continua da 24 V, a meno che non si possa disporre di due accumulatori da 12 V, da collegare in serie: anche in questo caso — tuttavia — questa sorgente di alimentazione non è sempre disponibile in un laboratorio, per cui può risultare opportuno realizzare anche l'alimentatore il cui circuito viene illustrato nella seconda figura che riproduciamo. Questo alimentatore è in grado di fornire entrambi i valori di tensione necessari per ottenere le due diverse potenze di uscita.

Il circuito integrato, di produzione della General Electric, viene montato su di una basetta a circuiti stampati, unitamente a tutti i componenti esterni: di questo circuito stampato l'articolo illustra l'aspetto sia dal lato dei componenti, sia da quello delle connessioni, facilitando così notevolmente il compito a chi desidera realizzare questa semplice ed utile apparecchiatura.

AMPLIFICATORE-PREAMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTA'

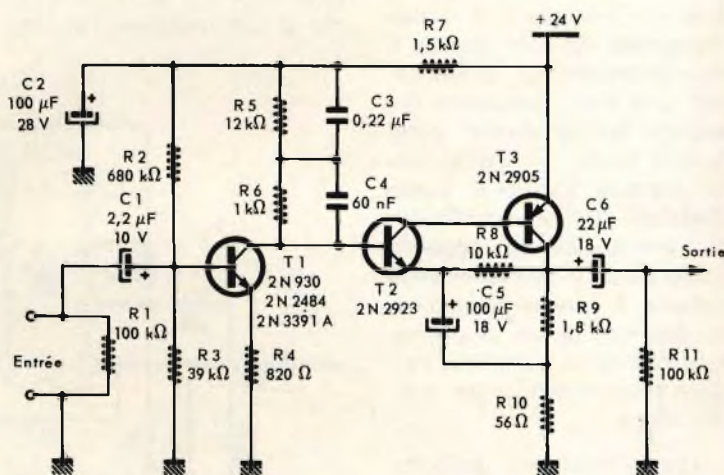
(Da « L'Electricité Electronique Moderne » - N. 25-231)

Sebbene si tratti di un argomento che è già stato elaborato sotto numerosissimi punti di vista, è sempre interessante considerare le realizzazioni di tipo sperimentale, descritte nella vastissima letteratura tecnica disponibile al riguardo.

Il complesso ad alta fedeltà descritto sulla rivista di lingua francese comprende numerosi dispositivi, alcuni dei quali sono stati realizzati in numerose versioni. Si tratta di un complesso che permette di realizzare una catena completa ad alta fedeltà, ad esclusione della testina di lettura e dell'altoparlante.

L'uscita dell'amplificatore è destinata a pilotare un altoparlante avente un'impedenza di 15Ω , in quanto questo è il valore di impedenza che si riscontra nei tipi di altoparlanti di classe più elevata. In totale, l'apparecchiatura è in grado di fornire una potenza di uscita di 15 W.

L'alimentazione prevista per questa apparecchiatura è stata studiata per consentire l'alimentazione di due catene complete di amplificatori e di pre-amplificatori, allo sco-

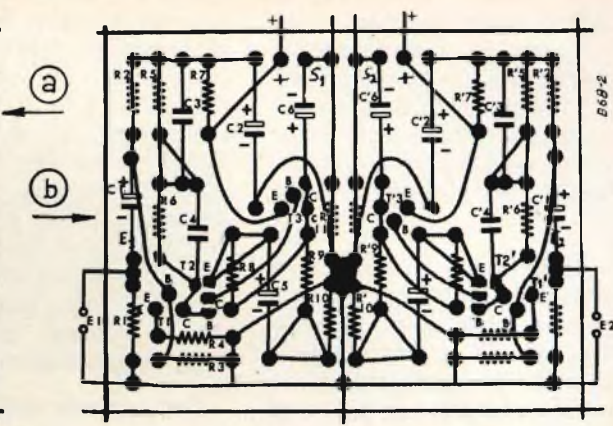
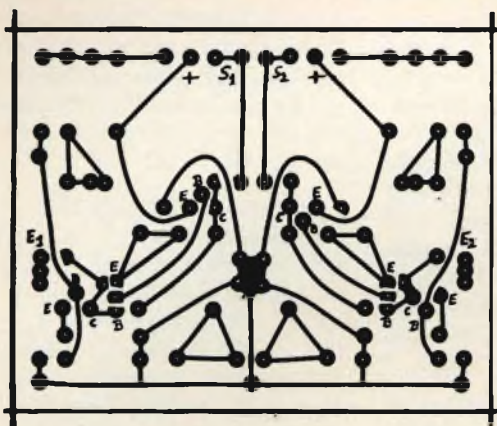


po di realizzare un intero impianto stereofonico.

L'articolo illustra innanzitutto il pre-amplificatore, di cui riportiamo il circuito elettrico, nel quale vengono pre-

cisati i tipi di transistor impiegati, nonché i valori dei diversi componenti.

La seconda e la terza figura rappresentano il circuito stampato mediante il quale è



possibile realizzare in veste pratica il suddetto pre-amplificatore, illustrandolo da entrambi i lati, onde mettere in chiara evidenza la disposizione dei diversi componenti, nonché i contrassegni relativi al collettore, all'emettitore ed alla base dei transistor impiegati.

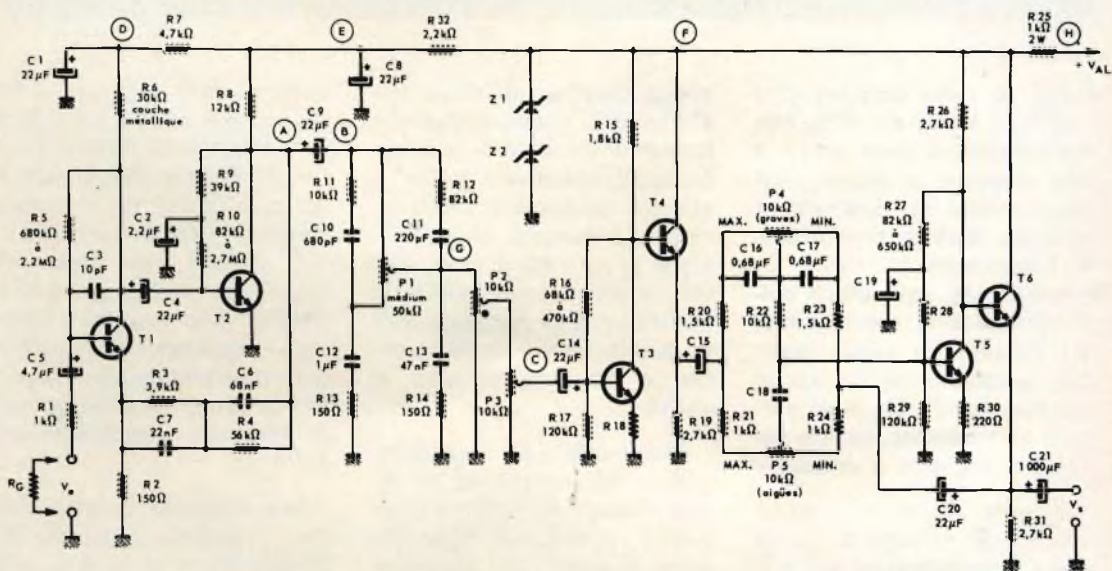
Questo tipo di pre-amplificatore è stato previsto con caratteristiche tali da consentire un guadagno totale di 34 dB alla frequenza di 1.000 Hz, il che permette di impiegare direttamente l'uscita per il collegamento all'amplifica-

tore di potenza che viene più avanti descritto.

Lo stadio di entrata consiste in un transistor a basso rumore di fondo (2N930, oppure 2N2484, o ancora del tipo 2N3391 A) la cui base viene polarizzata con un potenziale positivo ad opera di R2 ed R3, e nel cui circuito di emettitore è presente la resistenza R4, del valore di 820 Ω, grazie alla quale questo stadio si comporta nei confronti del collettore come una sorgente di corrente avente una resistenza interna assai elevata.

La correzione necessaria per ottenere la curva di responso RIAA viene effettuata mediante due cellule RC in serie, nel circuito di collettore del primo stadio, e precisamente tramite R5-C3 per la correzione delle frequenze basse, ed R6-C4 per la correzione delle frequenze elevate.

La quarta figura che qui riproduciamo rappresenta invece lo schema elettrico dell'amplificatore di potenza, consistente complessivamente in sei stadi di amplificazione: l'uscita del pre-amplifi-



catore viene applicata direttamente tra il terminale inferiore di R1 e la massa, mentre l'altoparlante deve essere collegato direttamente tra la massa ed il condensatore C21, avente una capacità di 1.000 μ F.

Osservando lo schema, è possibile notare la presenza di due diodi zener in serie tra loro, Z1 e Z2, aventi il compito di mantenere ad un valore costante la tensione di alimentazione fornita dalla sorgente, e ciò per stabilizzare le caratteristiche statiche e dinamiche di funzionamento dell'intero impianto.

Tutti gli stadi sono oppor-

tunamente disaccoppiati, con lo scopo principale di evitare fenomeni di auto oscillazione. Nella sezione di amplificazione di potenza — inoltre — si nota il doppio controllo di tono, costituito da P4 (per i toni gravi) e da P5 (per i toni acuti) grazie ai quali è possibile attribuire all'amplificatore qualsiasi curva di responso a seconda delle esigenze dell'utente.

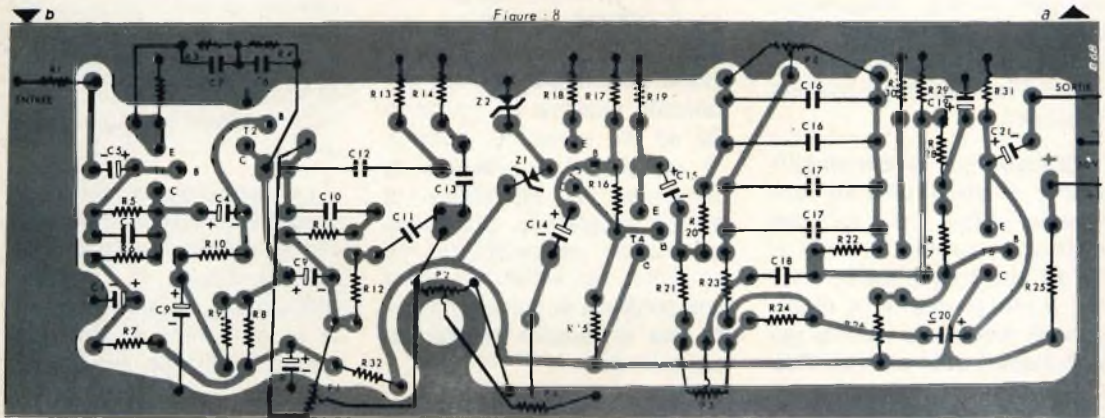
Nei confronti delle curve di responso, vengono forniti alcuni grafici che illustrano le prestazioni eccellenti dello intero impianto.

L'ultima figura che riproduciamo rappresenta infine la

basetta a circuiti stampati dell'amplificatore, di potenza, vista dal lato delle connessioni, con la possibilità di individuare la posizione dei vari componenti.

La nota si conclude con un elenco completo di tutti i valori dei componenti, e con un elenco di informazioni relative alla realizzazione pratica dell'impianto, sufficienti per mettere in grado il lettore di effettuare la realizzazione con sicuro successo.

Una delle caratteristiche più importanti dell'intero impianto di amplificazione consiste nel fatto che esso si basa esclusivamente sull'im-



piego di transistor del tipo « n-p-n », il che significa che l'alimentazione deve avere il polo negativo a massa, così come accade nei confronti di qualsiasi analogo amplificatore funzionante a valvole. Di conseguenza, agli effetti della realizzazione sperimentale del circuito, le prove pratiche possono essere anche eseguite con l'aiuto di un normale alimentatore, avente appunto il negativo a massa.

Un'altra interessante particolarità del circuito è che la intera amplificazione avviene

senza l'impiego di alcun trasformatore, e con esclusione totale di componenti a caratteristica induttiva: grazie a questo particolare accorgimento, i pericoli di introduzione di rumore di fondo per via induttiva sono ridotti al minimo, a tutto vantaggio della qualità di riproduzione anche a massima potenza di uscita.

Giudicando dai numerosi grafici che esprimono le diverse curve di responso ottenibili a seconda delle diverse posizioni dei due con-

trolli di tono separati, il responso può essere considerato praticamente lineare entro i limiti di frequenze compresi tra 10 e 20.000 Hz, coprendo quindi con ottimi margini l'intera gamma utile delle frequenze acustiche. I due controlli di tono separati — infine — consentono un guadagno ed un'attenuazione rispetto alle estremità della gamma di responso rispettivamente di 20 dB.

Non esistono quindi dubbi che — realizzando questa apparecchiatura in base ai dati

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:

- V.c.**
- 1.....500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
 - 0,6 V " " 12 "
 - 1000 V " " 40 "
 - tolleranza 2% f.s.
- V.c.a.**
- 300 mV 1000 V impedenza d'ingresso 1.2 Mohm, 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz20 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 = 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 caricatorie.

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 transistoro senza dissalzarlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistoro con indicazione acustica.

Utile anche per l'identificazione della polarità del transistoro 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)

forniti nell'articolo — è possibile ottenere un ottimo impianto di amplificazione monofonica, oppure — realizzando due unità identiche tra loro — è possibile realizzare un impianto stereofonico in grado di soddisfare anche le esigenze più critiche.

I MATERIALI PER L'ASSORBIMENTO ACUSTICO

(Da «Wireless World» aprile 1969)

La riproduzione di suoni mediante dischi, nastri, pellicole cinematografiche, ecc., viene solitamente effettuata in ambienti chiusi, quali possono essere le sale di audizione, i cinematografi, i teatri, le sale da concerto, oppure i normali locali facenti parte delle abitazioni domestiche. In ogni caso, le caratteristiche acustiche dell'ambiente differiscono a seconda della natura della costruzione e del volume, e costituiscono quindi un problema notevole agli effetti della uniforme propagazione dei suoni.

Con ciò, l'autore non intende dire che la riflessione dei suoni negli ambienti di grandi dimensioni non possa essere sempre precisamente valutata: la scienza dell'acustica ambientale implica lo studio dei modi assai complessi con i quali i suoni vengono riflessi in avanti ed indietro dalle pareti di un locale, nonché ad opera degli oggetti in esso presenti. Oltre a ciò, essa permette di misurare gli effetti delle suddette riflessioni, nonché le proprietà dei diversi materiali per l'assorbimento, o almeno il controllo del campo acustico risultante.

In aggiunta a quanto sopra, alcuni fattori di natura psicologica, tra i quali i gusti personali degli ascoltatori, devono essere tenuti nella dovuta considerazione agli effetti del progetto di locali di ascolto o di studi, per cui la misura delle proprietà auspicabili di una sala di ascolto diventa un problema piuttosto arduo, degno cioè di una certa attenzione.

Quando un suono viene irradiato con continuità in un locale, le ripetute riflessioni da parte delle pareti e degli oggetti fanno sì che il campo acustico risultante sia di intensità maggiore di quanto non lo sarebbe in campo libero. L'aumento iniziale della pressione sonora in qualsiasi punto è dovuto in primo luogo all'arrivo diretto dell'energia sonora proveniente dalla sorgente, e quindi alle diverse onde sonore indirette dovute ai fenomeni di riflessione. Queste riflessioni casuali possono avere qualsiasi relazione relativa di fase, per cui l'aumento di energia in ogni determinato punto può non essere uniforme. In corrispondenza di varie frequenze — tuttavia — è possibile riscontrare che alcune onde sonore riflesse arrivano in fase rispetto alle onde dirette, ed altre in opposizione di fase, determinando quindi — in tal caso — una sottrazione di potenza anziché una somma.

Dopo questo preambolo introduttivo, l'autore si addentra in interessanti considerazioni agli effetti del comportamento dei materiali assorbenti. Tra questi, vengono considerati dei semplici materiali a struttura compatta, applicati direttamente sulla superficie riflettente, oppure dei

materiali assorbenti applicati sulla parete riflettente con l'interposizione di una intercapedine, o ancora dei materiali assorbenti a struttura discontinua, unitamente al caso tipico del risonatore cosiddetto di Helmholtz.

Gli argomenti che vengono considerati nell'articolo in successione sono la risonanza di un locale, il tempo di riverberazione, il fenomeno dell'assorbimento, i coefficienti che contraddistinguono i diversi materiali adatti, i tipi di meccanismi di assorbimento, la misura del coefficiente di assorbimento, e vari altri argomenti di carattere teorico e pratico.

A causa del diffondersi sempre maggiore delle apparecchiature ad alta fedeltà, sia ad uso privato, sia ad uso pubblico, questa nota potrà quindi essere assai interessante per tutti coloro che si occupano della realizzazione di auditori, nonché dell'installazione di impianti di amplificazione, qualunque sia la loro natura.

COME RADDOPPIARE LE POSSIBILITÀ DI UN MULTIMETRO

(Da «Haut Parleur» N. 1130, 1969)

Per motivi di economia e di limitazione delle dimensioni, alcuni multimetri non comportano un numero sufficiente di portate di tensione, per la prova e la riparazione di apparecchiature elettroniche. Le quattro o sei portate solitamente disponibili nella maggior parte dei multimetri di tipo commerciale sono sufficienti soltanto per i lavori di tipo normale: tuttavia, si presentano spesso dei casi in cui



MONTAFLEX

LA RISPOSTA A TUTTI I PROBLEMI DI MONTAGGIO

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

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

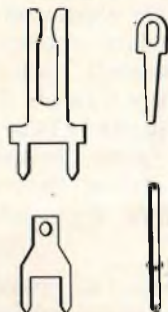


MONTAPRINT

CIRCUITO STAMPATO UNIVERSALE

La base ideale per il progetto di circuiti stampati. Utilissimo per laboratori, piccole officine, studenti e sperimentatori.

Le piste conduttrici del Montaprint sono provviste di interruzioni ad intervalli regolari e possono essere interconnesse mediante saldature o con appositi connettori. Sono disponibili piastre in tutte le dimensioni con piste di 5 o 4 mm.



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

sarebbe opportuno disporre di portate addizionali o intermedie.

Quando, per effetto di una tensione, l'indice dello strumento di misura denota una certa tendenza a spostarsi oltre la posizione limite della scala, in una determinata portata, è necessario impiegare la portata successiva più elevata, il che impone spesso l'esecuzione della lettura nella parte più bassa della scala, dove la precisione è assai minore. Infatti, quando l'indice si trova nella prima parte della sua deflessione, possono prodursi errori di misura che spesso costringono l'operatore a valutazioni del tutto errate.

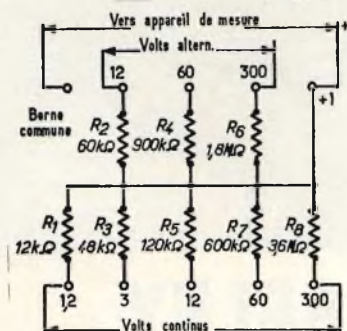
Ciò premesso, il semplice dispositivo che viene descritto nell'articolo, assicura la ripartizione in modo efficace delle diverse portate di tensione, senza modificare internamente l'apparecchio di misura: questo è il motivo particolare per il quale negli Stati Uniti esso è stato definito col nome tipico di « Voltage Range Splitter » (divisore delle portate di tensione).

Lo schema del dispositivo, che qui riproduciamo, è estremamente semplice, e non comporta che l'impiego di una resistenza addizionale in ciascuna portata supplementare che si desidera ottenere; è quindi necessario innanzitutto determinare il valore di ciascuna resistenza in base alla sensibilità dello strumento impiegato, nonché l'estensione desiderata della portata esistente.

Supponiamo, ad esempio, che si desideri controllare delle tensioni fino ad un massimo di 12 V, con un apparecchio previsto per una portata

di 6 V, e che la sensibilità dello strumento di cui disponiamo sia di $20.000 \Omega/V$; in questo caso, il valore necessario della resistenza deve essere di 120.000Ω , ossia di 6×20.000 .

E' semplice notare che la resistenza di ingresso dell'apparecchio di misura per la nuova portata di 12 V viene raddoppiata; da 120.000Ω essa assume infatti il valore di 240.000Ω , col vantaggio ulteriore di impiegare una più elevata, anche se la tensione



da misurare è dell'ordine di 4 o 5 V, specialmente se questa tensione viene prelevata ai capi di un valore di impedenza notevole.

Si tratta dunque di prevedere delle nuove portate, a patto che esse siano compatibili con le divisioni della scala graduata di cui lo strumento è munito. Questo è il motivo per il quale una portata di 6 V può essere estesa fino a 12 V, mentre la suddivisione di una scala avente una portata di 120 V può essere vantaggiosamente usata per effettuare letture in una portata di 12 V. Analogamente, una portata di 30 V può essere estesa a 60 V, permettendo del pari la lettura in una

portata limitata a 6 V, semplicemente moltiplicando per 10 il valore letto.

L'intero dispositivo comporta semplicemente otto resistenze da 0,5 W ciascuna, nei valori precisati nel circuito: tutte le resistenze sono collegate tra loro mediante conduttori di tipo normale.

L'intero dispositivo può essere montato in una scatola metallica, le cui dimensioni dipendono da quelle dell'apparecchio di misura al quale il dispositivo viene aggiunto: tutti i componenti possono essere installati su di una piastrina di bachelite o di fibra, o di qualsiasi altro buon materiale isolante.

I valori delle resistenze precisati nello schema sono previsti per un multimetro avente una sensibilità di $20.000 \Omega/V$ in corrente continua, ed una sensibilità di $10.000 \Omega/V$ in corrente alternata. Quando questo dispositivo viene collegato ad un multimetro, è possibile impiegare l'apparecchio di misura per verificare le tensioni alternate o continue, nel modo consueto.

Per raddoppiare le portate di misura, ad esempio da 30 a 60 V in corrente continua, è sufficiente predisporre il selettore sulla portata più conveniente, e collegare i contatti di prova alle apposite prese dell'apparecchio addizionale. Naturalmente, sarà indispensabile osservare la polarità agli effetti della tensione da misurare, onde evitare di danneggiare il multimetro vero e proprio.

La semplicità di questo particolare dispositivo è tale da consigliarne la realizzazione a chiunque abbia quotidiana-

mente necessità di usare un « tester » con portate limitate.

IMPIEGO NELL'ELETTRONICA DELLE RESINE A BASE DI TEFLON

(Da « Electronique » - marzo '69)

Le resine fluorocarbonate presentano un unico complesso di proprietà meccaniche ed elettriche, che le pongono al di sopra degli altri isolanti noti. Le loro applicazioni nel campo dell'elettronica sfruttano alcune loro prerogative del tutto particolari.

Questo nuovo tipo di materiale solido è stato il primo membro di una famiglia di resine che sono state contraddistinte sotto il marchio di fabbrica Teflon. Le prove effettuate su di esse hanno rivelato le loro numerose caratteristiche assai rare, che non vengono riscontrate contemporaneamente in alcun altro materiale plastico.

Diversi anni sono trascorsi tra la scoperta fortuita di questa sostanza e la fabbricazione con essa di oggetti in quantitativi apprezzabili. Infine, lo sforzo ininterrotto delle ricerche ha determinato la scoperta di un processo di polimerizzazione del tetrafluoretilene, con l'aggiunta di un controllo del mezzo di produzione assai critico e preciso. Gli sviluppi conseguiti in questo campo specifico hanno permesso l'impiego di questo prezioso materiale in diverse branche, come ad esempio la costruzione di aerei per impieghi civili: in questo caso, si fa largo uso di conduttori isolati in Teflon, nelle parti più delicate e cri-

tiche, come ad esempio i reattori, le apparecchiature di navigazione, le macchine accessorie rotanti ed i circuiti idraulici.

Per la protezione complessiva che viene prevista contro gli incendi, la produzione di fumo, il calore, l'invecchiamento, le rotture alle temperature elevate, ecc., il Teflon supera qualsiasi altro materiale isolante disponibile in commercio.



li quella che qui riproduciamo, che mostra l'aspetto tipico di cavi coassiali isolati in polietilene (a sinistra) ed in Teflon (a destra). Da questa illustrazione è possibile osservare che — a parità di caratteristiche — il cavo coassiale provvisto di isolamento in Teflon presenta un diametro pari a meno della metà di quello realizzato con l'impiego del polietilene.

L'articolo considera anche l'impiego del materiale agli effetti della fabbricazione di componenti elettrici ed elettronici, ed è quindi di notevole interesse per tutti i tecnici che si occupano della progettazione, della fabbrica-

L'articolo che recensiamo enumera tutte le prerogative tipiche del Teflon nelle sue diverse versioni, e ne descrive alcune fra le più importanti applicazioni, con l'aiuto di grafici che ne illustrano il comportamento in funzione delle diverse temperature.

La nota fornisce alcune fotografie che illustrano esempi tipici di impiego di questo materiale isolante, tra le qua-

zione e dell'impiego di componenti speciali.

GENERAZIONE DI IMPULSI PER CIRCUITI INTEGRATI CON SEMICONDUTTORI AD OSSIDI METALLICI

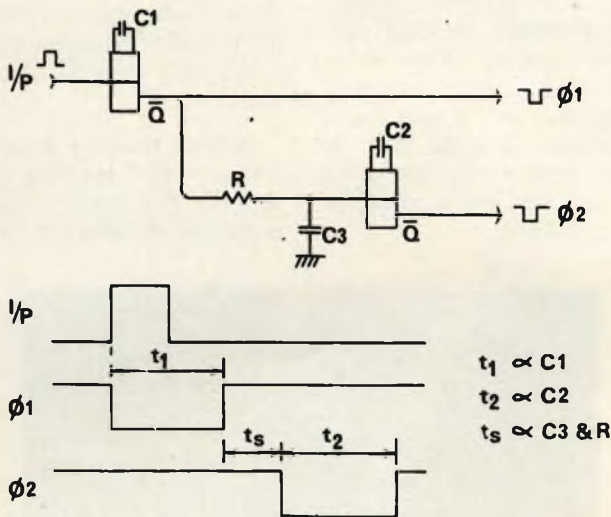
(Da « Microelectronics »
giugno 1969)

I circuiti integrati impieganti semiconduttori ad ossidi metallici di impiego più diffuso sono quelli appartenenti alla categoria dei circuiti logici a frequenza fissa, nonché le unità di memoria, i quali implicano tutti la disponibilità di una o più fasi esterne di impulsi a ritmo prestabilito. In numerosi impianti, l'informazione costituita dai

cosiddetti impulsi « clock » non viene prodotta internamente agli stessi dispositivi a semiconduttori ad ossi metallici, per cui è necessario

prendere in considerazione due aspetti della loro produzione: in primo luogo, è necessario derivare gli impulsi con la fase appropriata, e con

fronti dei quali viene pubblicata una tabella elencante i vari parametri, rispetto ai valori delle capacità in gioco in circuiti a media e ad alta velocità.



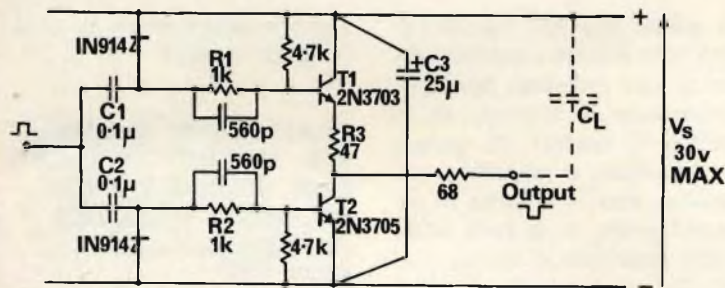
il ritmo di successione adeguato. Oltre a ciò, gli impulsi devono essere prodotti in variazioni di tensione o di corrente, aventi livelli di ampiezza e di polarità conformi alle esigenze specifiche.

Nell'articolo al quale si riferisce questa recensione, entrambi gli argomenti vengono considerati con notevole serietà di intenti, e con particolare riguardo alle applicazioni pratiche, nonché alle

Nei confronti di questi due tipi di circuiti, la nota precisa alcuni dati tipici di funzionamento, con argomenti forniti di illustrazione di elevato valore didattico. Tra queste, riportiamo il circuito che costituisce la settima figura dell'articolo, illustrante lo schema elettrico di un circuito « interface » complementare, ad alta velocità.

A causa dell'impiego sempre più diffuso dei circuiti impieganti semiconduttori ad ossici metallici nella tecnica digitale, la possibilità di produrre impulsi aventi caratteristiche adatte — conclude la nota — è di notevole importanza.

Nella numerosa letteratura tecnica disponibile in proposito su varie riviste del ramo vengono descritti diversi metodi per derivare gli impulsi con entrambe le fasi da un generatore a fase singola, mentre, nella nota recensita, vengono illustrati due circuiti adatti a convertire i suddetti impulsi nella forma necessaria. Il primo di essi impiega pochi componenti, ed è destinato a funzionare fino ad una frequenza massima di 1 MHz, mentre il secondo è del tipo ad alta velocità e ad alto rendimento, ma può essere realizzato impiegando un numero pressappoco doppio di componenti. Entrambi i circuiti — tuttavia — sono assai flessibili dal punto di vista operativo, e sono inoltre suscettibili di modifiche a seconda delle esigenze specifiche.



norme di collaudo ad esse riferite.

L'autore affronta il problema con alcune considerazioni di carattere generico, dopo di che chiarisce i metodi in base ai quali è possibile derivare le due fasi opposte di ogni impulso utilizzato per il funzionamento. A tale riguar-

do, lo schema di principio che qui riportiamo rappresenta il sistema di rilevamento di impulsi con le due fasi opposte, rispetto ad un circuito monostabile.

L'argomento successivo consiste in alcune considerazioni relative ai cosiddetti circuiti « interface », nei con-



INFORMAZIONI TECNICO COMMERCIALI

1 NUOVO SISTEMA DELLA SIEMENS AG PER LA REGOLAMENTAZIONE DEL TRAFFICO

In esperimento a Berlino un impianto di nuova concezione per il controllo automatico del traffico mediante calcolatore elettronico centralizzato

Nella Heerstrasse di Berlino, più precisamente nel tratto a cinque corsie che da piazza Theodor Heuss si dirige ad Amburgo, la Siemens AG (rappresentata in Italia per i settori delle telecomunicazioni dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens s.p.a.) sta sperimentando un nuovo sistema di telesegnalazione elettronica per la regolazione del traffico.

Ad opera ultimata, un tratto di cinque chilometri sarà dotato di appositi segnali collocati su sostegni a portale, posti a cavallo della carreggiata ad un'altezza di sei metri. Tali segnali consentiranno di riservare un maggior numero di corsie al senso di marcia con traffico più intenso.

Per le segnalazioni sono stati adottati nuovi simboli, in quanto i normali semafori rosso/verde non sono adatti allo sco-

po: le corsie interdette a disposizione per il traffico in senso inverso vengono indicate con una croce rossa a « X », mentre quelle transitabili appaiono contrassegnate mediante un segnale con freccia verde. Naturalmente queste segnalazioni vengono variate in relazione all'evolversi del traffico.

Oltre a questi segnali, appositi indicatori di velocità sistemati sui portali stessi e realizzati con lampade a nido d'ape indicano agli automobilisti di volta in volta la velocità ottimale che consente il migliore fluire del traffico.

In tal modo vengono evitati gli ingorghi e le lunghe code che prima si verificavano ad ogni esodo di fine settimana ed in occasione di manifestazioni di massa allo stadio Olympia.

Il comando delle segnalazioni è affidato all'elaboratore SIEMENS VSR 16014 installato a Berlino-Spandau.

Con l'esperimento di questo sistema il Ministero Federale del Traffico vuole offrire all'Amministrazione dei Lavori Pubblici della città di Berlino, un nuovo strumento per la soluzione di un problema comune a tutte le metropoli: il traffico urbano.

Questo impianto pilota è il primo passo verso una regolazione automatizzata del traffico che si estenderà in seguito alle strade federali ed alle autostrade.

2 SOTTO ACCUSA IL SERVIZIO DELLE POSTE

**Novità: manca il timbro
d'arrivo della corrispondenza**

Gli operatori economici tornano a lagnarsi del funzionamento del servizio postale, al quale giustamente essi attribuiscono molta importanza per il normale disbrigo dei loro affari. Anche tra i professionisti di diverse categorie si fa sempre più consistente il numero di coloro che protestano per ritardi e irregolarità. Inconvenienti sorgono nelle relazioni con fornitori, clienti, istituti bancari, enti pubblici.

Il cattivo servizio postale in Italia sta diventando — questo è il senso della preoccupazione colta negli ambienti economici — un ostacolo serio allo sviluppo delle relazioni connesse con la vita produttiva. Certo che gli inconvenienti dovuti a questo disservizio colpiscono direttamente anche gli utenti privati; ma qui interessa sottolineare le ripercussioni sul mondo economico.

Ultime tra le novità segnalateci è quella che riguarda la mancata apposizione del timbro di arrivo della corrispondenza. L'omissione del timbro, dapprima saltuaria e casuale, è diventata un sistema. Tutta la corrispondenza in arrivo — si afferma — non reca più la timbratura. Richiesta conferma e spiegazione, la direzione provinciale di Milano avrebbe risposto che la bollatura è stata sospesa « onde abbreviare le operazioni di ripartizione e recapito in considerazione della attuale carenza di personale ».

Poiché l'omissione del timbro si verifica da più mesi questa nuova procedura, introdotta alla chetichella, assume il carattere di una radicale alterazione di una norma del servizio postale. Con quali conseguenze? Che il destinatario non è più in grado di dimostrare la data d'arrivo della corrispondenza, nei casi in cui per svariati motivi, sorgono contestazioni sulla puntualità e il rispetto di prestabilite scadenze o impegni: si tratti di forniture e di pagamenti.

L'inconveniente è grave perché si ricollega al cronico ritardo col quale la corrispondenza viene fatta viaggiare e recapitata, rispetto alla data del timbro postale di partenza.

Ci segnalano casi di lettere che da Faenza a Milano hanno viaggiato 13 giorni a cavallo da ottobre e novembre dello scorso anno. Sotto il periodo delle festività di fine d'anno la consegna ha richiesto come norma (da Como, da Marsala a Milano) una settimana di tempo. Da Ischia una lettera con timbro postale 23 dicembre è stata recapitata a Milano il 7 gennaio.

Una lettera da Milano con timbro postale 20 gennaio è arrivata a Cinisello B. il 28 dello stesso mese.

Dall'estero l'inoltro della corrispondenza denuncia pure lunghi intervalli. Da Parigi, destinazione Milano, una lettera con timbro postale in partenza del 19 dicembre, è stata recapitata il 27 dello stesso mese.

La mancanza del timbro postale di arrivo della corrispondenza toglie un elemento essenziale per la regolare attestazione della prestazione del servizio. Viennemenò, come ben si comprende, un essenziale elemento di prova agli effetti giuridici nei riguardi dei rapporti fra mittenti e destinatari.

3 TERMOSTATI A PONTE GP A REGOLAZIONE ELETTRONICA

La ditta Italgas ha realizzato dei termostati a ponte per la termostattizzazione di bagni aperti. Il termostato viene fissato su di una piastra di 150 x 270 mm. che può venire adattata a diverse ampiezze d'apertura di bagno, grazie a quattro bracci estraibili (apertura minima: mm. 280, massima mm. 530). Esiste nei tipi con pompa di circolazione da 8 l/min. (GP 8) e da 15 l/min. (tipo GP 15).

I termostati con pompa di circolazione hanno come vantaggio che il liquido del

IOR**INTERNATIONAL RECTIFIER**

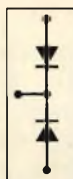
presenta i suoi ultimi prodotti

AEROSTUDIO BORGHI



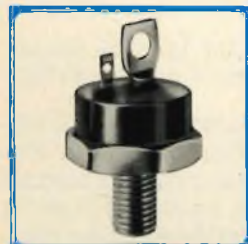
Diodo controllato
Serie 470 PA
(740 A efficaci)

Thyristor studiato appositamente per impianti di grande potenza. Ha un elevato $I^2 t$ ed a richiesta viene fornito selezionato per tensioni fino a 1800 volt di picco. Questo componente offre migliorate caratteristiche di impedenza termica e di portata in corrente.



Ponte controfase
Serie 10 DC

Un prodotto nuovo di bassissimo costo, incapsulato in resina, viene costruito nei tipi fino a 400 volt per un'erogazione di 1,8 Amp. Adatto in particolare modo per circuiti stampati e per qualunque applicazione nella quale vi sia poco spazio a disposizione.



Thyristor economico
Tipo 40 RCS

Diodo controllato da 40 A incapsulato in plastica, particolarmente adatto in applicazioni dove si desidera impiegare materiale di basso costo. Quest'ultima caratteristica non impedisce di avere ugualmente un prodotto di elevata affidabilità. La serie viene costruita fino a tensioni di 600 V.



Diodo di potenza per tensioni elevate
Serie 301 UR

E' un nuovo diodo di potenza per tensioni fino a 2400 volt. Viene impiegato su impianti di grande portata, quali le sottostazioni di conversione per trazione ferroviaria. Nonostante le caratteristiche professionali il prezzo è decisamente competitivo.

IOR**INTERNATIONAL RECTIFIER**

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE
via Liguria 19 - Telefono 4984 84 (5 linee)Bologna - Geom. Paolo Rodondi
via Galea 5 - Tel. 47 88 75UFFICIO DI MILANO
v. Medardo Rosso 16 - T. 60 08 36 - 67 07 82Roma - Ing. Pier Luigi Lombard
via Albricci 9/11 - Tel. 32 76 4 65

bagno viene non solo rimosso, come nel caso di un agitatore, ma risulta intimamente mescolato e termicamente omogeneo.

In quanto alla pompa di circolazione, essa è studiata per regolazione di portata da 0 al massimo; è dotata di motore speciale « PAPT » con ventilazione ottima. Isolamento termico fra la parte superiore e quella inferiore della pompa all'altezza della flangia di attacco, onde permettere un esercizio continuato e con la massima sicurezza fino a 300° C.

4 LA SICILIA S'AVVIA A DIVENTARE «POLO ELETTRONICO»

Alla installazione in Sicilia dell'istituzione « polo elettronico » gli ambienti economici di Palermo e Catania guardano con particolare attenzione e fiducia perché i prodotti elettronici degli stabilimenti palermitani e catanesi hanno già ripreso la via dell'esportazione.

Si fa rilevare, infatti, che la quasi completa cessazione delle correnti d'esportazione registratasi negli ultimi diciotto mesi, a causa delle agitazioni sindacali e della smobilitazione dell'Elsi di Palermo, è soltanto un ricordo. Infatti, con l'intervento dell'UCI e con la relativa acquisizione da parte dell'Etel della Elsi di Palermo, e con la riorganizzazione in corso dello stabilimento Ates di Catania (pure del gruppo IRI), l'industria elettronica in Sicilia è in netta ripresa.

Basti considerare che nel 1967 le esportazioni all'estero di tubi catodici, valvole, transistor ed altri apparecchi per telecomunicazioni prodotti in Sicilia avevano raggiunto 2.400 tonnellate per un valore di 3.200 milioni di lire, e quelle verso il resto d'Italia avevano sfiorato le 4.500 tonnellate; un anno dopo, l'anno della crisi, furono spedite all'estero appena 339 tonnellate di prodotti elettronici isolani per 755 milioni, mentre le spedizioni nel resto d'Italia non superarono le 90 ton-

nellate; nel primo semestre 1969 infine le vendite all'estero si ridussero a quantitativi assolutamente trascurabili, per un valore globale di appena sei milioni di lire.

Il progressivo rafforzamento dello stabilimento catanese della Ates ha consentito però nel 1969 di porre le premesse per un concreto rilancio delle produzioni elettroniche isolane in campo internazionale: è stato segnalato infatti che a fine dello scorso anno tale società ha concluso accordi per l'esportazione di partite di propri transistor nella Repubblica Federale Tedesca, Austria, Danimarca, Finlandia, Olanda, Spagna, Inghilterra e Nuova Zelanda.

5 SINGAPORE: PROGRESSI E PROGETTI

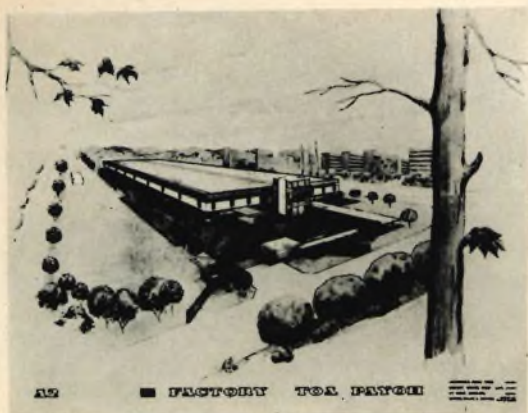
Nell'aprile 1969 la Società Generale Semiconduttori, SGS annunciò la creazione di una nuova fabbrica di semiconduttori a Singapore. Con questo primo passo la SGS, appena passata sotto il controllo interamente italiano, si è avviata direttamente verso una struttura mondiale.

Singapore infatti rappresenta un punto chiave per entrare in un mercato in crescente sviluppo, il mercato orientale. Inoltre il nuovo stabilimento ha ottime possibilità dal punto di vista competitivo, per facilitare l'introduzione della SGS nel mercato del Nord America.

Il 1970 sarà, quindi, per la SGS Singapore, un anno di impegno e di possibilità.

La nuova fabbrica, costruita su 10.000 mq. sarà completata entro il corrente anno e sarà dotata delle più moderne attrezzature. Nel frattempo in locali provvisori, sono stati avviati l'addestramento del personale operaio locale e la produzione sotto la guida di tecnici italiani.

Contemporaneamente molti tecnici locali sono venuti ad Agrate per apprendere le raffinate tecniche di produzione di semiconduttori planari al silicio. Questi si avvicenderanno con molti altri in modo



da costituire a Singapore una solida base di personale altamente specializzato.

Entro l'anno è in programma l'addestramento di oltre 1000 nuovi dipendenti e la produzione comprenderà, oltre ai transistori in resina epossidica, anche circuiti integrati in dual-in-line plastico.

Le previsioni ottimistiche si basano sulla crescita e sul successo della SGS Singapore dal giugno 1969 a questi giorni.

Iniziata allora, la produzione è giunta entro 90 giorni, a ben 1.000.000 di dispositivi al mese. Citiamo le parole del Direttore della SGS Singapore, che attribuisce questa rapida crescita « all'elevato rendimento dei dipendenti ed alla eccezionale cooperazione del Governo e delle altre autorità locali ».

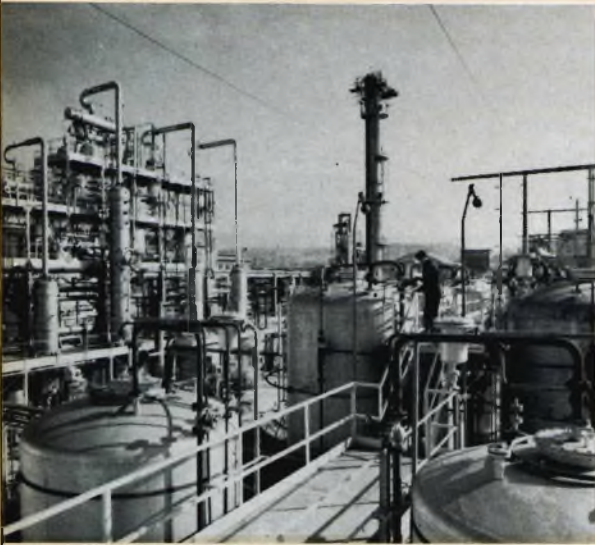
6 IL "GAP" DELL'EUROPA NEI CONFRONTI DEGLI STATI UNITI

Si dice spesso che esiste un « gap » fra l'Europa e gli Stati Uniti per indicare che l'Europa è rimasta indietro rispetto agli Stati Uniti in termini di « sviluppo tecnologico »; ma il parlare semplicemente di « divario tecnologico » indurrebbe a presupposti errati, atti a portare facilmente fuori strada. Studi recenti hanno ad esempio attestato che, su di un centinaio di principali invenzioni tecnologiche realiz-

zate in « campo civile » dopo la seconda guerra mondiale, ben cinquantadue hanno avuto origine in Europa e solamente trentatré negli Stati Uniti d'America. Per realizzare queste invenzioni, i programmi di ricerca in termini percentuali del reddito nazionale sono all'incirca della stessa entità; quello che invece è stato notevolmente diverso concerne l'investimento negli Stati Uniti in ricerche di carattere « speciale » e militare (e l'impatto dell'applicabilità delle esperienze attraverso la ricerca di carattere militare alla produzione nel campo civile — il cosiddetto « spinoff » — è di importanza determinante). Infatti, l'area in cui effettivamente si riscontra il più profondo divario tecnologico tra l'Europa e gli USA è appunto quella che è stata definita « nuova tecnologia », ossia quella che comprende innovazioni originate dalla seconda guerra mondiale e che sono state poi sviluppate.

Oggi l'Europa sopravanza notevolmente gli Stati Uniti nel problema tecnico della trasmissione elettrica ad altissimo potenziale ed è sullo stesso piano in altri sei settori: processo ad ossigeno per l'acciaio, fusione continua nell'industria siderurgica, materie plastiche in generale (si ricordi, ad esempio, l'invenzione del polipropilene « Moplen » ad opera del premio Nobel prof. Giulio Natta, sviluppata industrialmente nei laboratori di ricerca della Montecatini Edison), fibre sintetiche (tra le quali il versatissimo « Meraklon », pure derivato dagli studi del prof. Natta ed oggi prodotto negli impianti di Terni della Polymer, consociata della Montecatini Edison), disinfettanti e detergenti sintetici, produzione elicotteristica. L'Europa è rimasta invece in svantaggio, ossia in ritardo, in tredici settori, fra cui l'elettronica in genere, le comunicazioni via satellite, la produzione di aviogetti, la produzione di calcolatrici elettroniche, i microcircuiti a stato solido, la fluidica. Ma anche qui non tutte le scoperte della nuova tecnologia sono state fatte negli Stati Uniti, pur essendovi state realizzate e poste in pratica produzione più rapidamente, con minor spesa e con maggior successo.

Il cosiddetto « gap » tra l'Europa e gli USA dev'essere pertanto inteso come « ritardo tecnologico » anziché come « divario tecnologico ». Ed è in gran parte deter-



minato dal fatto che gli Stati Uniti d'America hanno saputo raccogliere anche i frutti della ricerca scientifica di base eseguita in Europa (Gran Bretagna, Francia, Italia), importandoli ed applicandoli alla produzione in scala sempre più crescente.

7 CHI VIGILERÀ IL VIGILE ELETTRONICO

L'apparecchio ufficialmente non ha nome ma i romani lo hanno subito battezzato « paparazzo spione ». In pratica è una grossa macchina fotografica montata su un palo alto 3 metri e mezzo. L'obiettivo è grandangolare, la pellicola ha 400 fotogrammi. In più c'è un flash elettronico, un orologio perpetuo e un datario. Il tutto installato a non più di 5 metri da un semaforo. Quando un'automobile brucia il rosso l'apparecchio scatta una fotografia sulla quale compaiono il semaforo, l'automobile, l'orologio e la data. L'infrazione risulta così incontestabile.

Incoscienti. Messo a punto dalla società Siemens, l'apparecchio è stato presentato all'inizio dell'anno al ministero dei Lavori pubblici per l'omologazione e ha fatto la sua comparsa il 25 gennaio, a Roma, sul viale maresciallo Pilsudsky, che dai Parioli porta al quartiere Flaminio. Ven-

ne montato di notte, senza pubblicità. Il primo giorno scattò 400 fotografie, nonostante fosse rimasto inattivo per 3 ore per un guasto al flash. Il secondo giorno le foto furono 350, il terzo giorno si dovette addirittura cambiare pellicola: le foto furono 500.

La notizia della spia elettronica per automobilisti indisciplinati è uscita su tutti i giornali giovedì 12 febbraio. Quel giorno le fotografie sono state 24, il giorno dopo, 13 febbraio, appena 8. « Questo dimostra che gli automobilisti sono degli incoscienti e che vanno terrorizzati », dice l'ingegner Fernando Cecilia, capo del servizio tecnico dell'Ispettorato della motorizzazione, « e dimostra pure che, siccome i vigili sono o insufficienti o inefficienti, è meglio affidarsi alle macchine ».

Per ora l'apparecchio è in fase di esperimento; se continuerà a funzionare bene come ha fatto fino a oggi, fra tre mesi sarà ufficialmente omologato e consigliato a tutti i comuni d'Italia. A Roma, nel 1968, le infrazioni accertate alle segnalazioni dei semafori sono state 181.512 e di queste solo 17.690 sono state conciliate senza discussione.

Il costo della spia elettronica è di un milione, e per ogni incrocio ce ne vorranno per lo meno due. Una spesa non in-



differente: a Roma, per esempio, ci sono 2 mila incroci con semaforo, il che significa 4 mila apparecchi per una spesa di quattro miliardi. Ma, dicono al ministero, considerato che l'importo della contravvenzione per chi passa col rosso è di 3 mila lire, basterebbero 700 multe per ammortizzare la spesa di un incrocio. « E se qualche comune trovasse il costo eccessivo », aggiungono, « potrà adottare il sistema messo in pratica a Worms, in Germania, dove hanno installato sei apparecchi veri e 25 finti, in tutto e per tutto eguali agli altri ».

Pericoli notturni. C'è un unico inconveniente: fino a oggi in Italia la sola fotografia non è sufficiente per elevare contravvenzione, può soltanto essere presentata a controprova dell'affermazione del vigile, che in ogni caso fa testo.

La validità legale delle prove fotografiche, però, sarà probabilmente accolta nel nuovo codice della strada in preparazione al ministero dei Lavori pubblici. « Affidando certe incombenze alle macchine », dicono al ministero, « si otterrà anche un altro risultato: avere più vigili a disposizione per tutti gli altri compiti imposti dal continuo aumento del traffico ».

L'unico pericolo, hanno detto al Comune di Roma, è che qualcuno vada a rubarsi di notte la macchina fotografica, con annessi flash elettronico, orologio e datario: e così di vigili ce ne vorranno due, uno di giorno e uno di notte.

8 LA MOSTRA GIAPPONESE DI APPARECCHIATURE AUDIOVISIVE ED ELETTRONICHE A MILANO

La grande Mostra di apparecchi elettronici e audiovisivi, che il Japan Trade Center (Centro Commerciale Giapponese) ha tenuto lo scorso marzo nelle proprie sale di esposizione permanente di

Via S. Paolo 7, ha suscitato vivissimo interesse.

Diversi fattori hanno concorso nel fare di questa Mostra un avvenimento di eccezionale importanza. Prima di tutto, essa è stata la prima manifestazione di attività del nuovo organismo creato dalla Japan External Trade Organisation (Jetro) in Italia, con sede a Milano in via Agnello 6/1, in sostituzione dell'ufficio di collegamento già da diversi anni operante nel nostro paese, e destinato ad incrementare e facilitare gli scambi e i contatti col Giappone. In secondo luogo, tale manifestazione ha fatto leva sui prodotti di una industria, come appunto quella elettronica, che ha raggiunto un grado di perfezione tecnica elevatissimo e che, proprio in virtù di questo alto livello qualitativo, contribuisce ormai per oltre il 10% al valore complessivo delle esportazioni giapponesi. Infine, v'è il fascino di un apparato produttivo che registra tuttora ritmi di incremento annui sconosciuti in tutto il mondo (+11,25% previsto per il 1970) e che, in campo elettronico, ha tenuto un passo anche superiore raggiungendo nel 1960-68 la media annua del 20% e più. Non a caso, oggi, il Giappone occupa uno dei primi posti nella graduatoria delle potenze industriali, mentre contribuisce in misura ragguardevole alla dinamica degli scambi internazionali in tutti i settori.

La Mostra milanese è stata dunque una rassegna aggiornatissima delle conquiste realizzate da un popolo geniale e laborioso in uno dei campi più suggestivi della civiltà contemporanea, come nessun altro proiettato nel futuro. Se ne può avere una idea dal rapido scorcio che qui ne diamo soffermandoci su tutti gli espositori e sui loro principali prodotti nei tre campi: radio-tv, attrezzature industriali, calcolatori.

Cominciando dai **radioricevitori, televisori, registratori, radiofonografi ed altri apparecchi del settore consumo**, hanno figurato alla Mostra:

la HITACHI, con le sue ultime novità nel campo dei ricevitori radio stereo di alta precisione, dei registratori a rete e batteria con adattatore incorporato, dei televisori portatili a 9 pollici, delle autoradio ad onde lunghe, medie, corte e MF in diverse dimensioni (mm. 322 x 230 x 220 e

180 x 50 x 150), e dei registratori a cassetta, a rete e batteria, anch'essi in dimensioni variabili e con adattatore incorporato.

La YAMAHA, con i suoi giradischi e amplificatori stereo NS (natural sound) YP-70 e AA-70, in una grande varietà di modelli capaci di conseguire il massimo rendimento in termini di modulazione e amplificazione del suono.

La SONY, che, fedele al motto « Di tutto ciò che si fa, dobbiamo fare il meglio », ha messo in particolare evidenza il più piccolo radiorecettore del mondo, dalle dimensioni inferiori a quelle di un accendino, denominato ICR-120, che impiega i circuiti integrati e quindi concilia una prestazione di classe con un minimo volume, e l'apparecchio radiorecettore CRF 230 a 23 gamme d'onda, con 30 transistor e 32 diodi più 18 transistor per le funzioni ausiliarie, che può invece considerarsi uno dei più grandi finora esistenti, nonché televisori a transistor da 5 pollici e registratori a nastro tascabili.

La CROWN, di cui si è ammirato in particolare il microtelevisore portatile dallo schermo di 4,5 pollici con ricezione in VHF e UHF, combinato con apparecchio radiorecettore in AM/FM (mod. 5TV-204), e il complesso registratore-giradischi-radio a 3 gamme, stereofonico, incorporato in una elegante valigetta portatile; insomma, un completo centro audio per l'uomo moderno e un gioiello per facilità di trasporto.

La SANSUI, che ha esposto il giradischi SR 3030 BC, l'amplificatore AU 777 A, il sintoamplificatore 600 L, le casse acustiche 2 SP 100 CA e la cuffia stereofonica SS-2, tutti studiati al fine di ottenere la più alta fedeltà di riproduzione.

La SHIBADEN, che ha presentato le telecamere tipo HV 50 e FP 100 con zoom Pujinon, registratori e monitor di diverso modello, trepiedi pesanti e leggeri, intesi a soddisfare tutte le esigenze degli utilizzatori e a rendere possibile una vasta gamma di combinazioni: notevole specialmente il modello SU 700-EC di registratore di alta qualità completamente transistorizzato, progettato in particolare per l'utilizzazione nei settori industriali, pubblicitari, dell'insegnamento ed anche domestico.

Nel settore industriale:

L'ANRITSU Electric Co., specializzata in apparecchiature telefoniche, radio-telefoni, strumenti di misura, e rappresentata in Italia dalla Herman Michaelis, ha messo in vetrina la sua ultima novità: il modello K-502 A per il controllo del peso in continuo di barattoli, bustine, scatole, bombole, che, mentre soddisfa esigenze tecniche e di mercato, permette di realizzare il massimo controllo della qualità negli imballaggi.

La OMRON, ha presentato ai visitatori i tipi fondamentali dei suoi temporizzatori, relé, microinterruttori e regolatori di livello di estrema sensibilità, già in uso nel nostro paese (fra l'altro, per quanto riguarda un tipo di finecorsa, a Milano nei sistemi di sicurezza delle vetture della MM), e ha indicato a titolo esemplificativo particolari applicazioni di temporizzatori e relé a macchine utensili e a sistemi di automazione navale integrata.

La TEC ha dato lo spazio dovuto alla presentazione dei suoi temporizzatori elettronici e impianti di sincronizzazione pneumatica.

Al settore calcolatori elettronici e attrezzature da ufficio hanno contribuito infine:

la CANON, con la gamma completa dei suoi modelli di calcolatrici da tavolo a circuiti integrati, fra i quali merita particolare menzione, oltre alla già nota Canola 162, la piccola e compatta Canola 1210 con totalizzatore di accumulato, alle cui preziose doti tecniche si aggiungono come elementi pratici di rilievo le piccole dimensioni (cm. 26,5 x 33,5 x 9,9) e il peso modestissimo (4 kg.).

La SHARP, con la calcolatrice tascabile Micro-Compet QT-8D, la calcolatrice a 2 memorie e 1 registro, 16 colonne di capacità e radice quadrata automatica, modello Compet 361 R, e l'elettronica scrivente a larga diffusione Compet 661, nonché col modello a 4 operazioni con una memoria ed un registro Compet CS 23.

E', quello che abbiamo dato, soltanto una sintesi sufficiente tuttavia a suggerire al pubblico interessato e anche al pubblico generico l'importanza e soprattutto l'attualità che ha riscontrato la Mostra.

Qualità • Tradizione • Progresso tecnico

CHINAGLIA

Sede: Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Telefono 25.102

analizzatore a 59 portate

CORTINA sensibilità 20 kΩ - V c.c. e c.a.

SCATOLA: In ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

QUADRANTE: a specchio antiparalasse con 6 scale a colori; indice a cottello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto CI. 1/40 μA.

CIRCUITO AMPEROMETRICO c.c. - c.a.: bassa caduta di tensione 50 μA - 100 mV / 5 A - 500 mV.

OHMMETRO in c.c.: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ω a 100 MΩ.

OHMMETRO in c.a.: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10-100 MΩ.

CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento, contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.

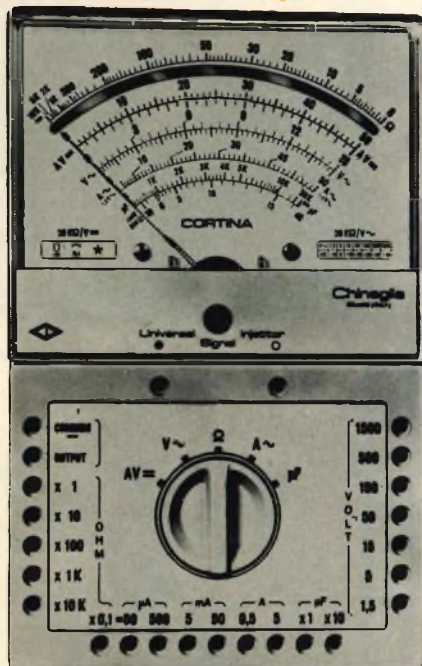
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capcimitro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA USI).

PRESTAZIONI - GAMMES DE MESURE - SPECIFICATIONS - MESSEBEREICHE

A =	50	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
A ~		500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
V =	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da	-20	a	+66	dB				
Ω =	1	10	100	KΩ	1	10	100	MΩ	
Ω ~						10	100	MΩ	
pF	50.000	pF	500.000	pF					
μF	10	100	1000	10.000	100.000	μF	1	F	
Hz	50	500	5000	Hz					

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV



mod. Cortina L. 12.400
Cortina USI L. 14.900



PRESTAZIONI GAMMES DE MESURE SPECIFICATIONS MESSEBEREICHE

A =	50 μA	5	50	500 mA	2,5 A			
A ~	25	250 mA	2,5 - 12,5 A					
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da	-10	a	+69				
Ω =	10	KΩ	10	MΩ				
μF	100	μF	100.000	μF				

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

Minor L. 8.900

Minor USI L. 10.900

analizzatore CORTINA Minor

38 portate 20 kΩ - V.c.c. 4 kΩ - V.c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 65 x 40. Peso gr. 350.

QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a cottello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto CI. 1,5/40 μA.

OHMMETRO: completamente alimentato con pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MΩ.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.

BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.

COMPONENTI elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI: in dotazione, coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio in materiale antiurto.

INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA Minor USI).



VIDEO RISATE



« Stia calmo, signore, non stiamo perdendo quota: quello è solo un televisore! »



« E' tremendamente condizionato dalla pubblicità televisiva: se non si fa così non c'è verso di fargli inghiottire un boccone!... »



« Sono io, sono io... ho semplicemente messo il lenzuolo in lavatrice... »

VOCABOLARIO

INGLESE
ITALIANO
FRANCESE
SPAGNOLO
TEDESCO



**dei termini tecnici
relativi alla televisione e le antenne**

Il parte

Lettera C

- 199 **camera coverage** - campo della camera (angolo di ripresa) - *angle de prise de vue* - campo de la cámara - Kamerabereich.
- 200 **camera dolly** - carrello per la camera - *chariot pour camera* - portacámara, *pie rodante* - Kamerawagen.
- 201 **camera hood** - paraluce per camera - *pare-soleil* - *visera de cámara* - *Kameralicktkappe*.
- 202 **camera man** - operatore di camera - *cameraman*, *opérateur* - *operador de cámara* - *Kameramann*.
- 203 **camera monitor** - monitore, camera di prova - *moniteur*, *précontrôle* - *monitor de primera visión* - *Kameramonitor*, *Kamerakontrollgerät*.
- 204 **canted shot** - ripresa obliqua - *bascule* - *plano oblicuo* - *verkantete Aufnahme*.
- 205 **capacitance beam switching** - commutazione capacitativa dei lobi - *commutation capacitativa du faisceau* - *conmutación capacitativa de lóbulos* - *kapazitive Leitstrahl-drehung*.
- 206 **capacitive sawtooth generator** - generatore capacitativo a dente di se-
ga - *générateur capacitif de dents de scie* - *generator capacitivo de diente de sierra* - *kapazitiver Sägezahngenerator*.
- 207 **capture area** - piano di assorbimento - *plan d'absorption* - *plano de absorcion* - *absorptionsfläche*.
- 208 **cardioid diagram** - diagramma a cardioide - *diagramme cardioïde* - *diagrama de cardioide* - *herzförmiges diagramm*.
- 209 **carrier-reference white level** - portante di riferimento del livello del bianco - *niveau du blanc porteur*, *niveaux du blanc maximum* - *nivel de blanco de portadora* - *Weisspegel*, *Trägerwellenamplitude für maximum Weiss*.
- 210 **cartoon set** - scena disegnata - *décoration dessinée* - *decoracion pintada* - *gezeichnete Dekoration*.
- 211 **cartwheel antenna** - antenna radiale, a ruota - *antenne en forme de roue* - *antena radial* - *Radantenne*.
- 212 **cascode amplifier** - amplificatore cascode, in serie - *amplificateur cascode* - *amplificador en cascode* - *Kaskodenverstärker*.
- 213 **cathode compensation** - compensazione catodica - *compensation cathodi-*

- que - compensación catodica - *kathodenkompensation*.
- 214 **center feed** - alimentazione a presa centrale - *alimentation médiane, attaque médiane - alimentación en el centro - Mittelpunktspeisung*.
- 215 **central control desk** - banco centrale di controllo, regia - *centrale, pupitre de commande centrale, régie - banco central de control - zentrales-Mischpult*.
- 216 **central control room** - vedi sopra n. 215.
- 217 **centre stub** - adattatore centrale - *téton central - adaptador central - Mittelstab - zentraler Blindschwanz*.
- 218 **chaff** - carta metalizzata (strisce di ...); *bandelette métallisée - cintas de papel metalizado - Düppel*.
- 219 **channel selector** - selettore (commutatore) di canale - *sélecteur de canal - selector de canal - Kanalwähler*.
- 220 **checker board pattern** - immagine di prova (monoscopio) a scacchiera - *mire en forme d'échiquier - imagenpatrón en tablero de ajedrez - Schachbrettmuster*.
- 221 **cheese antenna** - antenna a formaggio - *antenne à cornet, a fromage - antena de queso - Käse-antenne*.
- 222 **christmastree antenna** - antenna a spina di pesce - *antenne en arête de poisson - antena en espina de pescado - Tannenbaumantenne*.
- 223 **chromatic aberration** - aberrazione cromatica - *aberration chromatique - aberración cromática - chromatische Aberration*.



central control desk - tavolo centrale di comando; tavolo della regia - *régie centrale - pupitre central de control - Zentrales Mischpult*.

- 224 **circular scanning** - ricerca, esplorazione circolare - *balayage circulaire - exploración circular - Kreisabta- stung*.
- 225 **clamping** - bloccaggio del livello, livellamento - *blocage du niveau - blo- queo de nivel, nivelacion - Schwarz- wertrückgewinnung*.
- 226 **clipper circuit** - circuito limitatore di ampiezza - *circuit d'écrêtage, limi- teur d'amplitude - circuito limitador de amplitud - Amplitudengrenzer*.
- 227 **closed-circuit television** - televisione a circuito chiuso, televisione indu- striale - *télévision industrielle - televi- sion industrial - Fernsehverfahren für Industrieüberwachung*.
- 228 **close scanning** - esplorazione, anali- si, ad alta definizione - *balayage à haute définition - exploración cerca- na - Feinabtastung*.
- 229 **cloud** - effetto d'ombra - *moirages, ombres et plages claires - efecto de sombreado - Schattenfleck*.
- 230 **clutter** - riflessioni parassite - *signaux parasites - ecos parásitos - Störungs- zeichen*.
- 231 **coarse scanning** - analisi grossolana, approssimativa - *balayage approxi- matif - exploración basta - Grobab- tastung*.
- 232 **coastal refraction** - rifrazione costie- ra, per effetto della costa - *réfraction d'une onde au passage de la côte - refracción costera - Küstenbrechung*.
- 233 **coaxial antenna** - antenna coassiale - *antenne coaxial - antena coaxial - Koaxialantenne*.
- 234 **cobs** - distorsione dell'immagine a forma di campana - *distorsion d'ima- ge en forme de cloche - distorsión de imagen en forma de campana - glockenähnliche Bildverzerrung*.
- 235 **code sign** - segnale in codice - *signal de code - señal de código - Codenam*.
- 236 **coin-freed television** - televisione a gettone, a moneta - *télévision à pré- paiement - televisón a pago adelan- tado - Fernsehsystem mit Gebühre- nautomat*.
- 237 **collapsible mast** - palo, sostegno smontabile - *mât démontable - mástil desmontable - Steckmast, ausfahr- barer Mast*.
- 238 **collector** - collettore - *colecteur - co- lector - Sammelelektrode, Kollektor*.

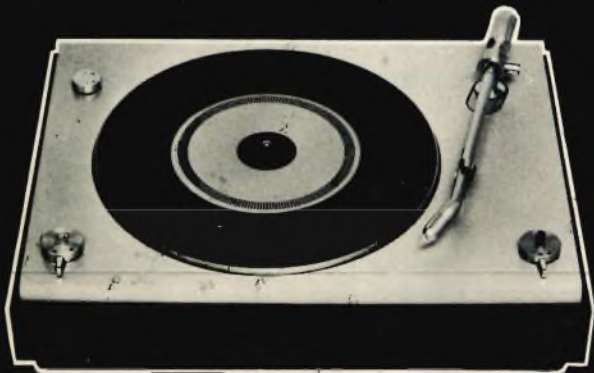
B&O iniziali di alta fedeltà



Registratore stereo « B. & O. »
 Mod. Beocord 1800 - 4132 - A 32 transistori
 A 4 tracce di riproduzione e registrazione
 Mobile in legno pregiato
 Controllo del livello di registrazione mediante amperometro
 su ciascun canale
 Controllo di volume e tono
 Comandi a cursore lineare
 Ingressi per microfono - radio - giradischi
 Uscita per cuffia e amplificatore
 Bobine da 7"

Velocità : 4,75 - 9,5 - 19 cm/s
 Risposta di frequenza : 40 ÷ 6000 Hz a 4,75 cm/s
 30 ÷ 13000 Hz a 9,5 cm/s
 20 ÷ 20000 Hz a 19 cm/s

Wow e flutter : 0,07 a 19 cm/s
 Rapporto segnale/disturbo: 60 dB
 Separazione tra i canali : 55 dB
 Sensibilità micro : 35 µV
 Radio - giradischi : 2,5 mV su 47 kΩ
 Impiego con altoparlanti esterni
 Alimentazione: 110 - 130 - 220 - 240 V 50 Hz
 Dimensioni: 450 x 355 x 225 (con coperchio)
 SS/0154-00



Giradischi stereo « B. & O. »
 Mod. Beogram 1800

2 velocità: 33 - 45 giri/min.
 Braccio in lega leggera bilanciato
 Dispositivo di discesa frenata
 del braccio
 Pressione d'appoggio regolabile
 da 1 - 3 g
 Regolazione fine della velocità
 Completo di base in legno pregiato
 e coperchio in plexiglass
 Corredato di cartuccia tipo SP 10
 Alimentazione: 110 - 220 V 50 Hz
 Dimensioni con coperchio:
 435 x 320 x 140
 RA/0295-00



- 239 **colour break-up** - scomposizione dei colori - *décomposition des couleurs* - *decomposición de colores* - *Farbenzerlegung, Farbenlosbrechen.*
- 240 **colour disk** - disco cromatico - *disque chromatique* - *disco cromático* - *Farbenscheibe.*
- 241 **colour fidelity** - fedeltà del colore - *fidélité des couleurs* - *fidelidad de color* - *Farbentreue.*
- 242 **colour filter disk** - disco (ruotante) a filtri cromatici - *disque à filtre chromatique* - *disco con filtro cromático* - *Farbfilterscheibe.*
- 243 **colour flicker** - scintillamento dei colori - *scintillement des couleurs* - *centelleo de colores* - *Farbenflimmern.*
- 244 **colour frame** - quadro a colori - *cadre, trame chromatique* - *cuadro de colores* - *Farbenraster.*
- 245 **colour fringing** - flangia dei colori - *frange de couleurs* - *franja de colores* - *Farbensaum, Farbentransen, Randaufbruch.*
- 246 **colour level** - livello del colore - *niveau des teintes* - *nivel de color* - *Farbenpegel.*
- 247 **colour picture screen** - schermo a colori - *écran chromatique* - *pantalla de colores* - *Farbenschirm.*
- 248 **colour picture tube** - tubo per televisione a colori - *tube TV en couleurs* (*à canon unique*) - *cromoscopio* - *Cromoskop, Farbfernsehbildröhre.*
- 249 **colour sampling frequency** - frequenza di commutazione dei colori - *fréquence de commutation des couleurs* - *frecuencia de commutación de colores* - *Farbenumschaltfrequenz.*
- 250 **colour sampling sequence** - sequenza di commutazione dei colori - *séquence de commutation des couleurs* - *orden de commutación de colores* - *Farbenumschaltfolge.*
- 251 **colour superimposition** - sovrapposizione di colori - *superposition des couleurs* - *superposición de colores* - *Farbenüberdeckung.*
- 252 **colour television** - televisione a colori - *télévision en couleurs* - *television en colores* - *Farbfernsehen.*
- 253 **colour transmission** - trasmissione a colori - *transmission en couleurs* - *transmisión en colores* - *Farbübertragung.*
- 254 **coma** - coma - *coma* - *coma* - *Koma.*
- 255 **commercial television** - televisione commerciale - *télévision commerciale* - *televisión comercial* - *Werbefernsehen.*
- 256 **community antenna** - antenna collettiva - *antenne collective* - *antena colectiva* - *Gemeinschaftsantenne, Zentralantenne.*
- 257 **compatible colour television** - sistema di televisione a colori compatibile - *système compatible de télévision en couleurs* - *sistema compatible de television en colores* - *kompatibles Farbfernsehverfahren.*
- 258 **compatibility** - compatibilità - *compatibilité* - *compatibilidad* - *Kompatibilität, Universalität.*
- 259 **compensated scan** - analisi compensata - *balayage compensé* - *exploracion compensada* - *kompensierte Abtastung.*
- 260 **compensation circuit** - circuito di compensazione - *circuit de compensation* - *circuito de compensacion* - *Kompensationskreis.*
- 261 **composite video signal** - segnale video complessivo, completo - *signal video total* - *videosignal compuesta* - *zusammengesetztes Bildsignal.*
- 262 **cone antenna** - antenna conica, a rami conici - *antenne conique* - *antenna en cone* - *Kegelantenne, Konusantenne.*
- 263 **cone of silence** - cono di silenzio (zona a forma di cono, di silenzio) - *cône di silence* - *cono de silencio* - *Schweigekegel.*
- 264 **confusion region** - zona di confusione (nella ricezione) - *zone de confusion* - *zona de confusion* - *Verwaschungsbereich.*
- 265 **console receiver** - ricevitore tipo console (a mensola) - *téléviseur console* (*en meuble*) - *receptor modelo de mueble* - *Fernsehtruhe, Standempfänger.*
- 266 **contour** - contorno - *contour* - *contorno* - *Kontur.*
- 267 **contour map** - carta della zona utile (di ricezione) - *carte de la zone utile* - *mapa de la zona util* - *Karte des Wirkungsgebietes.*
- 268 **contrast** - contrasto - *contraste* - *contrast* - *traste* - *Kontrast.*

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. MARCHETTI G. - Monza **Controllo di un ricevitore** **a transistori in avaria**

Il controllo del ricevitore a transistori in suo possesso, che a quanto afferma è muto, dovrà essere eseguito nel seguente modo:

1) Il ricevitore è completamente muto.

a) Controllare l'efficienza della batteria di alimentazione. Questo tipo di anomalia, dovuto alla batteria scarica, è il più comune.

b) Qualora l'inconveniente si manifesti frequentemente, controllare l'efficienza dell'interruttore. Se invece la batteria risulta efficiente le ricerche dovranno essere orientate nel seguente modo:

c) trasformatore di uscita, che probabilmente è interrotto;

d) condensatore di disaccoppiamento o resistenza interrotti;

e) corto circuito del jack destinato all'inserimento della cuffia o di un eventuale altoparlante. supplementare;

f) condensatore di filtraggio in corto circuito;

g) transistor difettoso.

2) Il ricevitore è muto, ma all'altoparlante è udibile qualche rumore di fondo, anche sotto forma di debolissime scariche, ronzio o crepitio.

Ammesso che la batteria di alimentazione fornisca una tensione normale, e che di conseguenza siano pure normali le tensioni applicate ai collettori dei vari transistori interessati al circuito, si inizieranno i controlli inviando tramite il signal-tracer, un segnale alla base del transistor di uscita.

In mancanza del signal-tracer sarà sufficiente toccare con le dita la base del transistor di uscita stesso. Si possono verificare le due seguenti condizioni:

a) non si sente alcun rumore: quasi certamente il transistor, o uno dei transistori di bassa frequenza, sono difettosi oppure è difettoso un componente di tale circuito;

b) si sente rumore; in questo caso si ha la conferma che il circuito di bassa frequenza funziona regolarmente. Avverandosi questa se-

conda ipotesi, si passerà a toccare la base del secondo e del primo transistor di media frequenza e di eventuali altri, sempre interessanti questo circuito. Qualora all'altoparlante non sia percepibile alcun rumore ciò significa che l'anomalia può attribuirsi alle seguenti cause:

c) ad un transistor difettoso;

d) all'interruzione dell'avvolgimento di base di uno dei trasformatori di media frequenza;

e) all'interruzione dell'avvolgimento di collettore di uno dei trasformatori di media frequenza;

f) ad un difetto di un condensatore di disaccoppiamento o di una resistenza.

Qualora all'altoparlante sia udibile il solito rumore, anche dopo il controllo del primo stadio di media frequenza, si passerà a toccare la base del transistor oscillatore convertitore. Non sentendo rumore il guasto può essere attribuito:

g) agli avvolgimenti del circuito oscillatore che possono essere interrotti o comunque difettosi;

h) al transistor difettoso;

i) a qualche elemento interrotto, od in corto circuito, ad esempio un condensatore od una resistenza.

Nel caso in cui il rumore sia udibile all'altoparlante occorre estendere le ricerche al circuito d'aereo, tenendo però presente che nei circuiti oscillatore possono sussistere gli stessi difetti segnalati in assenza di rumore, dato che tale stadio pur non funzionando regolarmente, può dare, se sollecitato, qualche rumore all'altoparlante.

Sig. MARENGHI T. - Roma

Abitando nelle vicinanze di un trasmettitore radiofonico e possedendo parecchie capsule rivelatrici a galena, vorrebbe costruire un ricevitore atto a ricevere in cuffia i programmi locali.

Nel 1969 rispolverare un circuito ricevente nel quale si impieghi la galena, di buona memoria, sarebbe come circolare per Roma con il famoso biciclo del nonno, a ruote dissimetriche.

La ricezione a galena presenta sensibili difficoltà in relazione alla sensibilità del contatto (detto a baffo di gatto) sia nei confronti del tempo sia a seguito di urti anche debolissimi. Pertanto le consigliamo la costruzione di un circuito più moderno e facilmente realizzabile nel quale la rivelazione dei segnali sia effettuata tramite un diodo al germanio.

In figura 1 è riportato, ad esempio, lo schema di un apparecchio del genere particolarmente adatto ad essere usato nelle vicinanze della stazione trasmittente. Tenuto conto della forte intensità del segnale potrà essere usata la bobina di antenna della G.B.C. tipo OO/0189-05 in pa-

rallelo alla quale si collegherà un condensatore variabile da 8 a 135 pF. Come diodo rivelatore potrà essere impiegato il tipo al germanio 1N34, od altro equivalente. In parallelo alla cuffia si metterà un condensatore da 0,002 µF.

Un circuito molto interessante e che consente buone prestazioni, specialmente se

collegato ad una antenna esterna, è quello mostrato in figura 2.

Si tratta di un montaggio nel quale sono impiegati due diodi in push-pull e con le due sezioni del secondario della bobina di antenna entrambe accordate, fatto questo che presenta diversi pregi permettendo, fra l'altro,

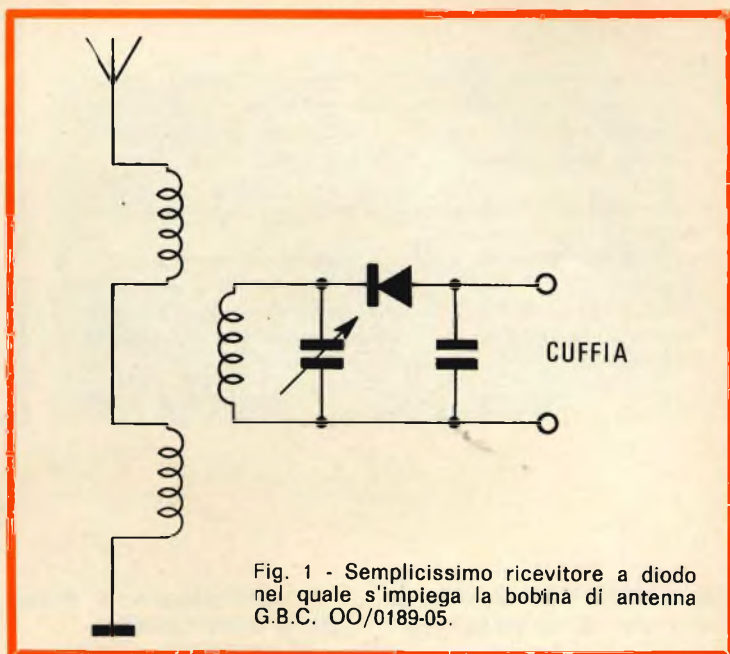


Fig. 1 - Semplicissimo ricevitore a diodo nel quale s'impiega la bobina di antenna G.B.C. OO/0189-05.

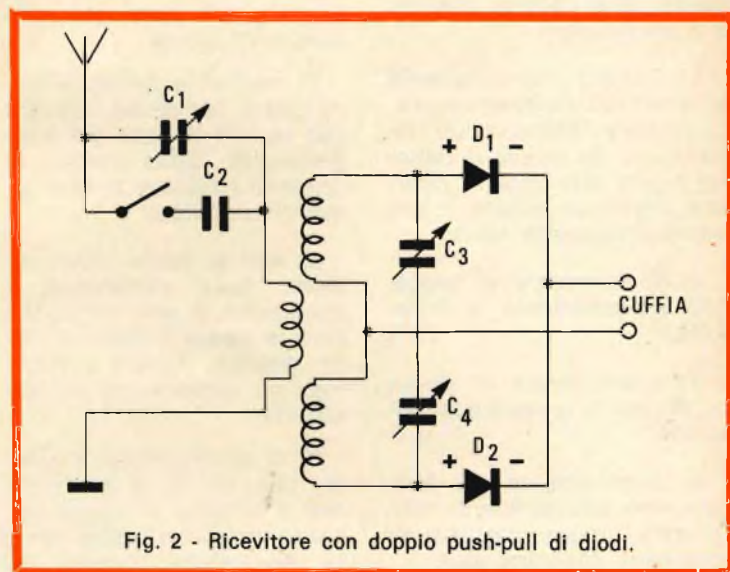


Fig. 2 - Ricevitore con doppio push-pull di diodi.

una migliore selettività e facilita le operazioni di sintonia.

La bobina dovrà essere avvolta su un tubo di polisterolo (od anche di ebanite) avente il diametro di 25 mm ed una lunghezza di 100 mm, adoperando per tutte e tre le sezioni, del filo smaltato da 2/10.

L'avvolgimento di L_1 sarà composto da 43 spire unite quello di L_2 e L_3 da 137 spire, pure unite. La distanza fra ciascun avvolgimento dovrà essere di 3 mm. Naturalmente L_1 sarà avvolta nella posizione centrale cioè fra i due avvolgimenti L_2 e L_3 .

Il condensatore variabile del circuito primario dovrà avere la capacità di 365 pF mentre i condensatori variabili C_2 e C_4 (condensatore a due sezioni) saranno scelti preferibilmente del tipo miniatura.

Anche per questo circuito si useranno preferibilmente due diodi 1N34 od altri equivalenti.

Il condensatore C_2 da 0,001, sarà inserito nel circuito, tramite un interruttore, qualora si debbano ricevere delle stazioni aventi la frequenza superiore a 840 kHz.

Inutile dire che la polarità dei diodi dovrà essere rispettata.

Fig. MARIANI N. - Como Sui circuiti oscillanti

Un oscillatore può essere definito come un dipolo messo in condizioni di fornire una tensione variabile senza che al suo ingresso sia stata applicata alcuna tensione. In genere la classificazione degli oscillatori viene fatta in funzione della forma d'onda della tensione di uscita e di conseguenza si possono ave-

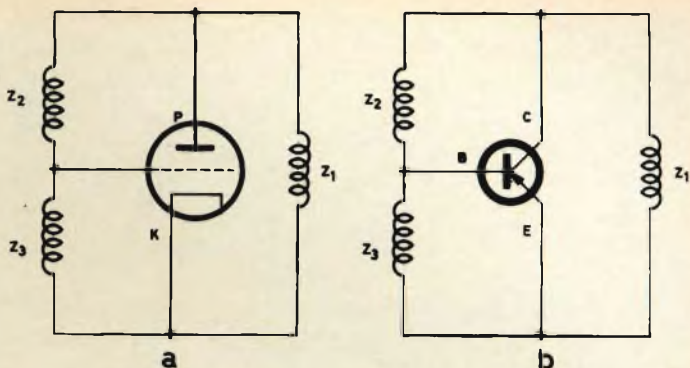


Fig. 3 - Circuiti a valvola (a) e a transistor (b) di oscillatori A.F. sinusoidali con regione positiva.

re due distinte categorie:

- 1) Oscillatori sinusoidali i quali forniscono una oscillazione di tipo sinusoidale.
- 2) Oscillatori a rilassamento che forniscono delle tensioni non sinusoidali.

Gli oscillatori del primo tipo, al quale si riferisce in particolare il suo quesito, a loro volta possono essere suddivisi in: a) oscillatori con reazione positiva, b) oscillatori con resistenza negativa.

Gli oscillatori con reazione positiva sono quelli di più vasto impiego, mentre gli oscillatori con resistenza negativa sfruttano la resistenza differenziale negativa di una valvola, generalmente un tetrodo, nella zona di emissione secondaria ed in tal caso sono detti oscillatori del tipo dynatron.

Anche negli oscillatori in cui si impiegano i diodi di Esaki, cioè i diodi Tunnel viene utilizzato il fenomeno della resistenza negativa.

Gli oscillatori sinusoidali possono essere del tipo ad alta frequenza oppure a bassa frequenza.

X_1	X_2	X_3
+	-	+
-	+	-

Fig. 4 - Condizioni di segno delle tre reattanze relative al circuito di fig. 3 affinché sia possibile la generazione di oscillazioni.

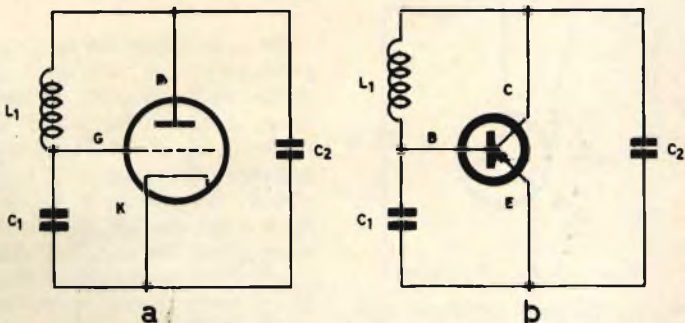


Fig. 5 - Classici circuiti oscillatori tipo Colpitts (a) oscillatore a valvola, (b) corrispondente circuito a transistori.

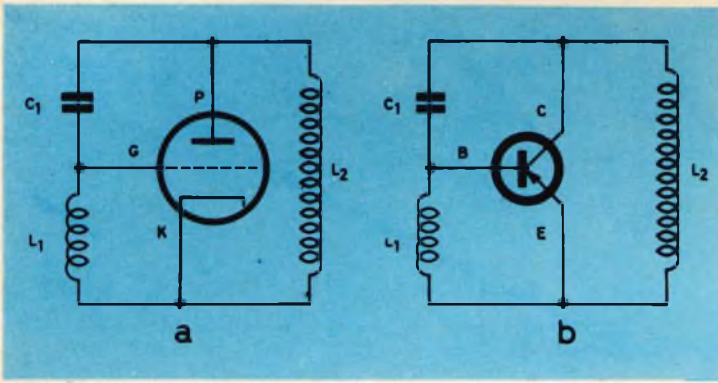


Fig. 6 - Circuiti oscillanti tipo Hartley (a) circuito oscillante a valvola (b) corrispondente circuito a transistori.

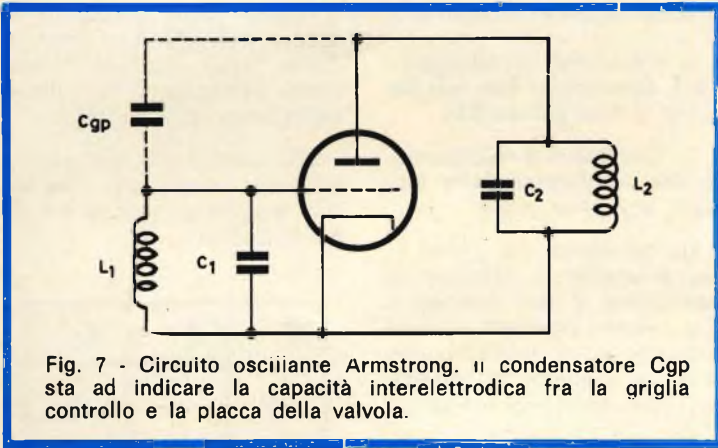


Fig. 7 - Circuito oscillante Armstrong. Il condensatore Cgp sta ad indicare la capacità interelettrodica fra la griglia controllo e la placca della valvola.

Gli oscillatori di questo ultimo genere, cioè quelli sinusoidali ad alta frequenza, con reazione positiva si contraddistinguono in oscillatori liberi (oscillatori di Meissner ed oscillatori a tre punti), ed oscillatori a tre punti controllati a quarzo.

In figura 3 a e 3 b riportiamo lo schema di un oscillatore a tre punti sinusoidale con reazione positiva. Nel circuito a valvola i tre punti corrispondono al catodo alla griglia ed alla placca, nel circuito a transistori all'emettitore, alla base e al collettore.

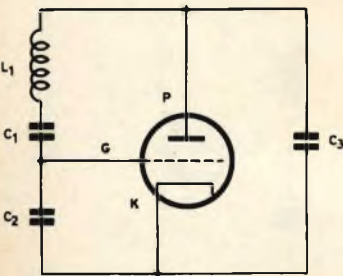


Fig. 8 - Circuito oscillante tipo Clapp. L'oscillazione si manifesta quando la reattanza di L1, C1 è induttiva.

Se si suppone sia zero l'assorbimento di corrente da parte della griglia, o della base, e considerando le impedenze Z1, Z2 e Z3 formate soltanto da reattanza, cioè che Z1 sia uguale a X1, Z2 a X2 e così via, un oscillatore a tre punti da luogo a delle oscillazioni persistenti soltanto nel caso in cui la reattanza X1 e X3 sia dello stesso segno e la reattanza X2 di segno contrario (vedere figura

4). Quando le impedenze Z1, Z2 e Z3 sono reattive il valore della frequenza di oscillazione, è determinato dalla somma algebrica delle reattanze eguagliate a zero, cioè: $X_1 + X_2 + X_3 = 0$.

La frequenza per la quale la suddetta relazione viene soddisfatta è detta frequenza di risonanza.

Fra i principali oscillatori del tipo a tre punti dobbiamo citare l'oscillatore Colpitts, nel quale la frequenza di oscillazione è data dalla relazione:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Questo circuito è illustrato in figura 5.

Il circuito Hartley, figura 6, si ottiene invece mediante due induttanze ed una capacità poste simmetricamente rispetto all'oscillatore Colpitts. In tal caso per calcolare la frequenza di risonanza occorre tenere conto anche della mutua induzione fra L1 e L2.

L'oscillatore Armstrong che è adatto a generare delle frequenze molto elevate sfrutta la capacità interelettrodica che si ha fra la placca e la griglia controllo delle valvole ed è analogo al circuito Hartley (figura 7).

L'oscillatore Clapp, al quale il suo quesito fa particolare riferimento, deriva direttamente dal circuito Colpitts ed ha la proprietà di essere notevolmente più stabile in frequenza rispetto agli oscillatori di cui abbiamo già parlato (figura 8).

Dato che l'argomento è alquanto impegnativo pensiamo che sarà oggetto di un articolo che pubblicheremo prossimamente nella rivista.

Termostato elettronico a transistori

Su SELEZIONE RADIO TV abbiamo già pubblicato alcuni schemi relativi ad apparecchi del genere. La regolazione continua della temperatura specialmente dei liquidi attualmente è effettuata con dei termostati elettronici dato che quelli di vecchia concezione, del tipo a lamina, ormai sono da considerarsi nettamente superati.

In figura 9 è indicato lo schema di un termostato a transistori nel quale è impiegato, come elemento rivelatore, un termistore il quale avendo un coefficiente di temperatura negativo, diminuisce la propria resistenza con l'aumentare della temperatura. Si tratta di un circuito dimensionato in modo tale che quando viene raggiunta la temperatura desiderata il contatto viene interrotto.

Questo termometro permette di fare scattare un relé qualora si raggiunga un determinato valore di temperatura compreso fra 30°C e 90°C.

La temperatura può essere prefissata su qualsiasi valore, nell'intervallo sopra detto tramite una manopola graduata a regolazione continua oppure mediante un commutatore a scatti, nel caso che si preferisca fissare dei valori standard. In ambedue i casi il comando può essere eseguito a distanza mediante un opportuno cavetto di collegamento.

La potenza di eccitazione del relé è stata fissata in modo da consentire l'impiego di un relé che azioni con sicurezza un contatto capace di interrompere una corrente di 10 A a 220 V.

Lo stadio di potenza che comanda il suddetto relé è

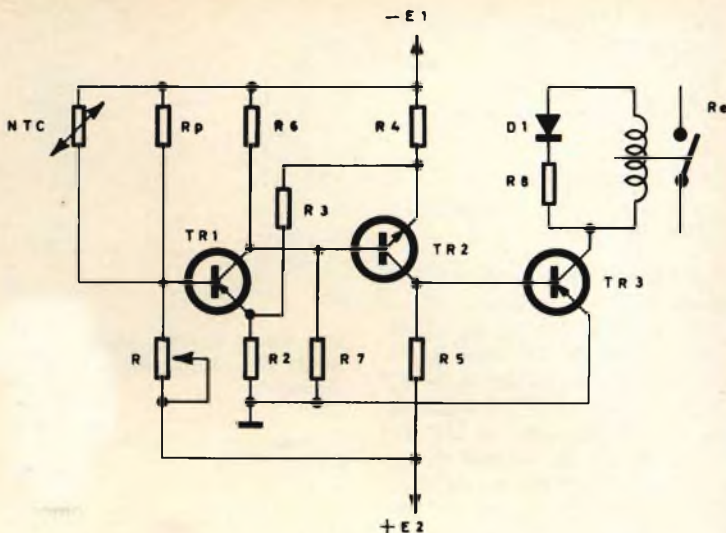


Fig. 9 - Schema elettrico di termostato a transistori completo di sonda per il controllo della temperatura da 30°C a 90°C.

equipaggiato con un transistor di tipo PNP AC128.

La sonda, cioè l'organo sensibile alle variazioni di temperatura, come abbiamo detto è costituito da un resistore a coefficiente negativo della temperatura incapsulato in un tubetto di rame riempito con del materiale elettricamente isolante ma termicamente buon conduttore.

Questa sonda può essere immersa perciò nella vasca contenente il liquido mediante una flangia applicata alla parte del recipiente.

Il circuito è realizzato con il transistor PNP, OC44 e il transistor NPN, AC127 che pilota a sua volta lo stadio interruttore realizzato con il transistor AC128. Il criterio seguito nella progettazione di questo circuito è stato quello di ricercare la minima variazione di tensione possibile sulla base del primo transistor capace di far scattare il relé, conservando in ogni caso una resistenza dinamica interna del circuito superiore alla resistenza equivalente della sorgente della tensione di pilotaggio che

in questo caso è costituita dal potenziometro da 5 kΩ e dalle due resistenze da 150 kΩ in parallelo.

Il comportamento del circuito può essere illustrato dall'andamento della caratteristica di ingresso $v_{b1} = f(i_{b1})$, per diversi valori della tensione di alimentazione. Tenendo conto che la resistenza interna della sorgente è sempre maggiore di zero e che le variazioni di massima potenza corrispondenti al punto della caratteristica è di circa 35 mV, si reduce che la deviazione di cui sopra avrà un valore sempre inferiore a:

$$T' = \frac{35 \text{ mV}}{S_{\min}} = \frac{35 \text{ mV}}{34 \text{ mV}^\circ\text{C}} = 1^\circ\text{C}$$

nella quale S_{\min} (mV/°C) rappresenta la sensibilità minima del partitore. Criterio analogo può essere usato per valutare la differenza massima tra la temperatura di eccitazione e la caduta del relé. Dall'esame grafico si rileva

che tale differenza può essere al massimo di:

$$T'' = \frac{95 \text{ mV}}{S_{\min}} =$$

$$= \frac{95 \text{ mV}}{34 \text{ mV/}^\circ\text{C}} = 2,8^\circ\text{C}$$

Il valore dei componenti il circuito è il seguente: $R_1 =$ potenziometro da $5 \text{ k}\Omega$; $R_n =$ Termistore da $150 \text{ k}\Omega$; $R_p = 150 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 18 \Omega$; $R_3 = 82 \Omega$; $R_4 = 1800 \Omega$; $R_5 = 1500 \Omega$; $R_6 = 47 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 39 \Omega$; $R_8 = 33 \Omega$; $R_e =$ relé 50Ω ; $Tr_1 = \text{OC } 44$; $Tr_2 = \text{AC } 127$; $Tr_3 = \text{AC } 128$; $D_1 = \text{OA } 85$; $E_1 = 21 \text{ Vcc}$; $E_2 = 1 \text{ Vcc}$; $E_3 = 12 \text{ V}_{\text{eff}}$ onda piena.

Sig. DE GIULI R. - Milano

Sulle prove dei prototipi di apparecchi radioelettrici

Le prove di sicurezza e di resistenza meccanica dei prototipi di apparecchi radioelettrici, come abbiamo precisato a suo tempo nella rubrica SERVIZIO RADIO TV (appuntati per costruttori), sono esattamente quelle contemplate dal CNR e dal CEI.

Possiamo assicurarla che dette norme sono applicate regolarmente dalle case costruttrici, note per la loro serietà, le quali in genere sottopongono i loro apparecchi a delle prove ancor più severe.

Vediamo ad esempio come venga eseguito il collaudo dei prototipi di televisori e di apparecchi radio presso una casa molto conosciuta: la Radiomarelli.

Un televisore, come primo collaudo deve superare la prova del traballero, che consiste in una lunga serie di violente vibrazioni, di frequenza variabile fra i 10 ed i 150 Hz, provocate da un enorme volano che è tenuto saldamente sbilanciato.

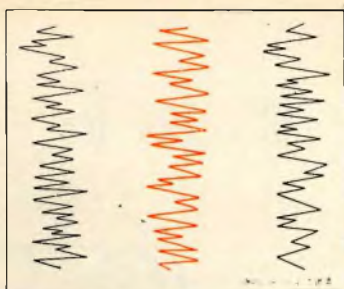


Fig. 10 - Grafico relativo alla prova del traballero di un televisore.

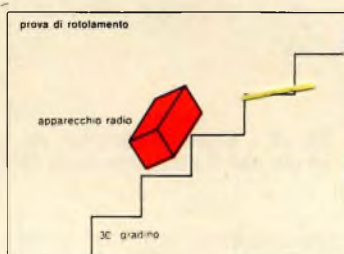


Fig. 11 - Prova di rotolamento di un apparecchio radio imballato.

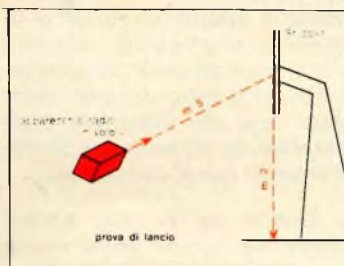


Fig. 12 - Prova di volo e di caduta di un apparecchio radio.



Fig. 13 - Prova di resistenza agli urti di un cinescopio.

Si tratta di una prova che dura parecchie ore e la cui progressione è messa in evidenza dai grafici di figura 10.

Molto interessante la prova di caduta durante la quale i televisori, e gli apparecchi radio, completi di imballo vengono lasciati cadere a terra da una altezza di circa 50 cm trattamento che è riservato a qualsiasi altro tipo di apparecchio radioelettrico.

Come si può osservare in figura 11 le radio soprammobili dopo essere fatte cadere da un'altezza di 80 cm, vengono fatte rotolare su una scala di oltre trenta gradini!

Naturalmente dopo aver eseguite le suddette prove l'imballo viene aperto e si controlla l'efficienza dell'apparecchio eliminando qualsiasi genere di alterazione, anche meccanica, che si dovesse riscontrare.

Per gli apparecchi radio che devono affrontare lunghi viaggi ferroviari, postali od aerei, le prove sono ancor più severe. Infatti, come si può osservare in figura 12 gli apparecchi vengono sottoposti alla prova di volo con relativa caduta.

In pratica l'apparecchio viene fatto letteralmente volare orizzontalmente per quattro o cinque metri dopo di che cade, a peso morto, dall'altezza di due metri.

La figura 13 si riferisce invece alle prove alle quali è soggetto un tubo a raggi catodici per televisione: sulla sua parte frontale viene lasciato cadere più volte un peso di 500 grammi dall'altezza di 3 metri.

Sig. GALLI G. - Firenze

V.F.O. e transistori per onde corte

La figura 14 si riferisce ad un oscillatore a frequenza va-

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

VIA MOSCOVA, 40/7

TEL. 667.326 - 650.884



ROMA

VIA F. REDI, 3

TELEFONO 84.44.073

NUOVO OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 0336



CARATTERISTICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Banda passante: dalla cc a 7 MHz (3 dB).

Sensibilità: 20 mVpp/cm fino 1 MHz.

50 mVpp/cm fino 7 MHz.

Tempo di salita: circa 50 n Sec.

Divisore d'ingresso: da 20 mV a 20 V/cm.

Calibratore y: calibratore DC.

Resistenza d'ingr.: 1 MOhm costante.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Banda passante: da 10 Hz a 500 kHz.

Sensibilità: 100 mVpp/cm.

Espansione: equival. 5 diametri.

Asse tempi: da 10 m Sec a 1 μ Sec/cm.

Sincronismo: interno \pm , esterno, rete.

Asse Z: soppress — 20 Vp.

Tubo impiegato: tipo 5UP1F (5 pollici)

schermo piatto, alta luminosità.

Valvole e diodi: complessivamente n. 17.

Dimensioni: 19 x 28 x 39 cm.

Accessori a richiesta:

Probe divisore PD 366.

Probe rivelatore PR 366.

PREZZO DI LISTINO TES L. 125.000 - Sconto ai rivenditori

Garanzia 12 mesi compreso tubo e valvole

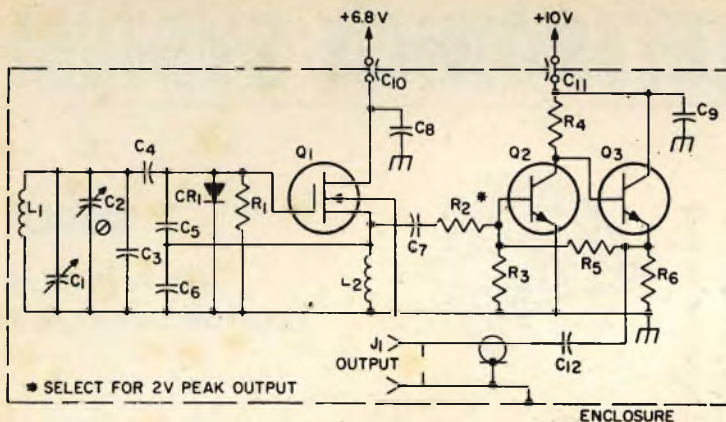


Fig. 14 - Schema elettrico di un V.F.O., circuito Colpitts a transistori R.C.A., per onde corte.

TABELLA RELATIVA AL CIRCUITO DI SINTONIA

Frequenza MHz	1,75-1,9	2,5-2,7	3,5-4	5-5,5	8-9
L ₁ induttanza μH	18,3	9,6	5,4	4,4	2,2
L ₁ spire	32	19	17	14,½	11,½
L ₁ n° filo	24	24	20	20	18
L ₁ spire/pollice	32	32	16	16	8
L ₁ diametro in pollici	1	1	1	1	1
C ₁ pF	75	75	100	50	50
C ₂ pF	50	50	25	25	25
C ₃ pF	100	120	100	—	—
C ₄ pF	470	470	390	390	270
C ₅ pF	1000	1000	1680	680	560
C ₆ pF	1000	1000	680	680	560

riabile (V.F.O.) realizzato con dei transistori della RCA dei quali il primo è del tipo ad effetto di campo.

Si tratta di un classico oscillatore Colpitts la cui costruzione non presenta eccessive difficoltà per chi, come Lei, abbia in tale genere di montaggi una lunga esperienza. Naturalmente si dovranno impiegare i transistori originali i quali, nel modo più assoluto, non possono essere sostituiti con altri definiti equivalenti.

Riportiamo anche i dati costruttivi relativi la gamma 5-5,5 MHz e quella 8-9 MHz che pensiamo possano essere di interesse generale.

Il valore degli altri componenti è il seguente:

C₁ = condensatore variabile (vedere tabella) - C₂ = trimmer ad aria (vedere tabella) - C₃, C₄, C₅, C₆ = condensatori a mica argentata 300 V (vedere tabella) - C₇ = 2200 pF, 300 V mica argentata - C₈ = 0,05 pF 50 V, disco ceramico - C₉ = 0,1 pF 50 V, disco ceramico - C₁₀ = C₁₁ = 1500 pF 500 V - C₁₂ = 0,25 μF 50 V, disco ceramico. - R₁ = 22 kΩ ½ W, 10⁰/0 - R₂ = 12 kΩ fino a 47 kΩ ½ W, 10⁰/0 valore adatto per ottenere 2 volt di picco in uscita - R₃ = 12 kΩ ½ W, 10⁰/0 - R₄ = 820 Ω ½ W, 10⁰/0 - R₅ = 47 kΩ ½ W, 10⁰/0 - R₆ = 240 Ω ½ W, 10⁰/0. - Q₁ = transistor MOS-3N128 - Q₂ = transistor RCA 40245 - Q₃ = transistor RCA SK 3020. L₁ = vedere testo - L₂ = 2,5 mH impedenza tipo miniatura.

Hanno ripreso il lavoro gli ultimi dipendenti della ex Raytheon-Elsi di Palermo che venne chiusa circa due anni fa per fallimento.

Con questo atto è stato assolto con due mesi di anticipo sul previsto l'impegno che la Eltel — una azienda costituita nell'ambito del Gruppo STET attraverso la Società Italiana Telecomunicazioni Siemens — aveva assunto di avviare nuovamente l'attività produttiva e di riassorbire tutti i dipendenti in forza all'atto della chiusura.

Attualmente lo stabilimento palermitano, oltre alle precedenti attività nel settore dei cinescopi per TV, dei magnetron e degli scaricatori, sta avviando altre produzioni nei settori delle telecomunicazioni e in particolare dell'elettroacustica, apportando così un notevole contributo tecnico ed occupazionale nell'ambito palermitano.



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



vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore ?

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico **Scotch DYNARANGE**

- **minimo rumore di fondo**
- **maggior fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.

Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.

Maggior fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.

Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,76 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA