

Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

5

LIRE
600

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - MAGGIO 1972

**in
questo
numero:**

**INTERESSANTI
CIRCUITI VHF**

**CONTAGIRI
ELETTRONICO**

R.O.S. - METRO

**AMPLIFICATORE
100W**

**SOMMERKAMP
FT - 277**



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

ARGENTINA . . . Pesos 9
AUSTRALIA . . . \$ Au. 2
AUSTRIA . . . Sc. 32,50
BELGIO . . . Fr. Bg. 61
BRASILE . . . Crs. 10,50
CANADA . . . \$ Can. 2,50
CILE . . . Esc. 25

DANIMARCA . Kr. D. 9,50
EGITTO . . . Leg. 2
ETIOPIA . . . \$ Et. 4,50
FRANCIA . . . Fr. Fr. 7
GERMANIA . . D.M. 6
GIAPPONE . . Yon 650
GRECIA . . . D.Z. 41

INGHILTERRA . Lgs. 0,60
ISRAELE . . . L.I. 4,90
ITALIA . . . Lit. 600
JUGOSLAVIA . . Din. 22
LIBANO . . . L. Lib. 4,20
LIBIA . . . Pts. 45
LUSSEM. . . Fr. Bg. 61

MALTA . . . Lgs. M. 0,60
NORVEGIA . . Kr. N. 9
OLANDA . . . Fr. Ol. 4,50
PERU' . . . Sol. 70
POLONIA . . . Zloty 5,10
PORTOGALLO . Esc. 36
SPAGNA . . . Pts. 90

SUD AFRICA . . R. 1,50
SVEZIA . . . Kr. S. 6,50
SVIZZERA . . . Fr. sv. 5,50
TURCHIA . . . L.T. 20
U.R.S.S. . . . ryb. 2
URUGUAY . . . Pesos 450
U.S.A. . . . \$ 2,10
VENEZUELA . . Bs. 9,50



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

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

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE!!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 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 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portate:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 - 500 e 0 - 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 "Amperclamo" per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.

Prova transistori a prova diodi modello "Transatest - 662 I C.E."

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

Volt - ohmetro a Transistori di altissima sensibilità.

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

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

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

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

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

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

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

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicare

torre ed al raddrizzatore e lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antiurto con spec-

ciali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con spe-

ciale dispositivo per la com-

pensozione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura. **IL**

TESTER SENZA COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE 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

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna
omaggio del relativo astuccio!!!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato
e nella doti meccaniche ma con sensibilità
di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 8200
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.**



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 !



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)

Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)

Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!

Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

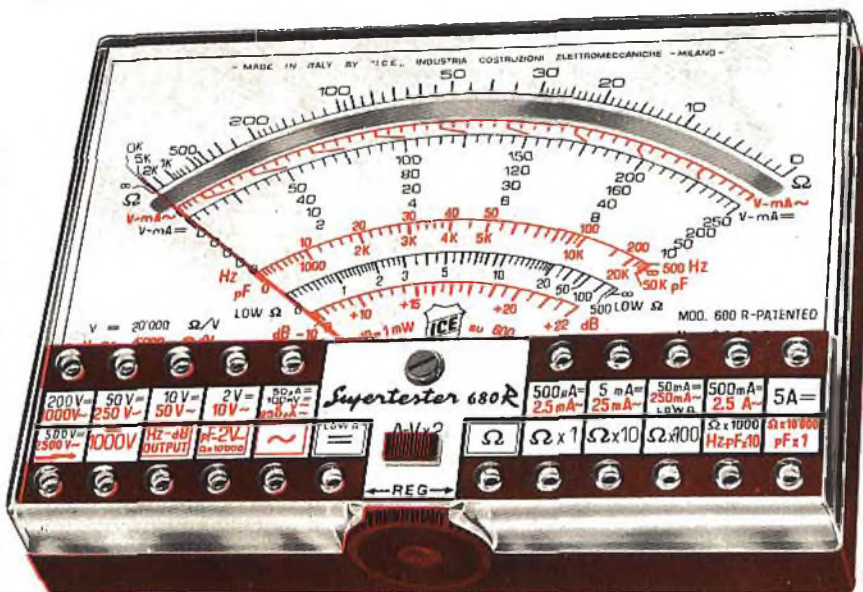
VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V a 2500 V. massimi
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV a 2000 V
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITÀ: 6 portate: da 0 a 500 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 errori anche mille volte superiori alla portata scelta!!

Strumento antirullo 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 franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **antaggio del relativo astuccio** antirullo ed antimacchia in resinopelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Dello 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: I_{cb0} (I_{co}) - I_{eb0} (I_{ec0}) - I_{ceo} - I_{ces} - I_{sc0} - V_{ce sat} - V_{be}

hFE (h_{fe}) per i TRANSISTORS e V_I - I_r per i diodi. Minimo peso: 250 gr. Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. 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

picco-picco: da 2,5 V a 1000 V. - Ohmetria: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E.

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. 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 230 grammi. Tascabile!

completo di astuccio, istruzioni e induttore a spina Mod. 29.



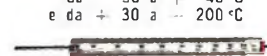
PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V C.C.)



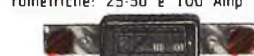
LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



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



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



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

I.C.E.

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554.56

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

più robusto
più sensibile
più piccolo
più economico

GARANZIA 12 MESI

Campi di misura totali:

V_{DC}	25 mV	÷	1000	V
V_{AC}	1 V	÷	1000	V
V_U	1 V	÷	500	V
I_{DC}	25 μ A	÷	0,5	A
R	2 Ω	÷	10	M Ω
dB	-10	÷	-62	dB

NUOVO

ANALIZZATORE UNIVERSALE

Mod. SK-60

50.000 ohm / V



- microamperometro con scala a specchio
- efficiente sistema di protezione
- cambio portate tramite commutatore professionale
- dimensioni 8,5 x 13 x 3,5 cm

raccomandabile per l'industria, per il servizio assistenza
e per l'insegnamento didattico



20121 **MILANO** VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650.884
00182 **ROMA** VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663

SOMMARIO

in copertina: realizzazioni sperimentali

radioamatori

scatole di montaggio

schemi

brevetti

QTC

circuiti per hobbisti radiotecnica

l'angolo del CB rassegna delle riviste estere

i lettori ci scrivono servizio schemi

prontuario delle valvole elettroniche

Sony: vince (di C. Monti)

- 709** un pratico contagiri elettronico
- 712** semplice strumento musicale elettronico
- 715** generatore di segnali campione
- 717** amplificatore di potenza da 100W efficaci
- 723** 6 interessanti circuiti elettronici
- 728** ricevitore audio TV a tre transistori
- 731** invertitore cc/ca per alimentazione da batterie
- 737** I DX si fanno solo col VFO
- 743** tutto ciò che è bene sapere sulle resistenze
- 751** Impariamo ad usare l'oscilloscopio - III parte -
- 757** gli ecoscandagli ultrasonori - I parte -
- 763** alimentatore stabilizzato 25 Vc.c. - 35 mA
- 765** R.O.S. metro
- 769** commutatore elettronico
- 774** possibilità ed applicazioni del semiconduttori
- 780**
- 781** I semiconduttori - VI parte -
- 789** antifurto elettronico ad ultrasuoni
- 793**
- 795** cronistoria del registratore video - II parte
- 801** interessanti circuiti per le VHF
- 807** le micro onde - III parte -
- 811** tecnologia delle lampade solide miniaturizzate
- 823** codici CB e radioamatori - II parte -
- 827**
- 833**
- 837** ricetrasmittitori
- 839** sommerkamp FT-277
- 846**

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.

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

AMTRON	800	CASSINELLI	858	HITACHI	741	MINNESOTA	860	SIEMENS S.I.T.	707
BRIMAR	704	C. B. S.	853-854	ICE	698-699	PHILIPS	703	SONY	708
BRITISH	849	CHINAGLIA	721	I.R.C.I.	819	PRESTEL	855	SPRING	850-851
		FAÇON	852	ITT	849	R.C.F.	857	TENKO	714
		GARRARD	705	KRUNDAAL	761	SICTE	730	TES	700
		G. B. C.	711-750-856	MIDLAND	792	SIEMENS ELETTRA	859	UNAOHM	787

LETTERA AI LETTORI

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di **tecnica**

Con questo numero io lascio la direzione di «Selezione di Tecnica Radio-TV/Sperimentare» per potermi dedicare all'attività editoriale e giornalistica che da tempo ho in animo di svolgere. Può sorprendere che io lasci la rivista che io stesso ho accompagnato fin dai suoi primi vagiti, quando essa è nel culmine della sua affermazione e del suo prestigio rinunziando così ai risultati di tanti anni di lavoro condotto senza pausa e senza pietà verso me stesso.

Lascio non senza commozione questa rivista attraverso la quale io e i miei collaboratori per dodici anni abbiamo cercato di guadagnarci la vostra stima. Arrivai a «Selezione» nell'aprile del 1960, era al suo primo numero ed assomigliava a «Calimero». Avevo allora 25 anni, poca esperienza e molto entusiasmo. (Adesso continuo ad avere poca esperienza e molto entusiasmo). Da una tiratura ed una cerchia di lettori assai esigua, abbiamo, anno per anno, mese per mese, fatto di «Selezione» una rivista, del settore, qualificata e conosciuta in tutto il Mondo che vanta il maggior numero di lettori ed abbonati.

In questi dodici anni ho fatto una corsa appassionante attraverso il tempo, animata da battaglie, condotta su posizioni molto chiare.

Non sarebbe possibile lasciare senza commozione queste pagine. Ma ognuno deve seguire le proprie vocazioni e le proprie aspirazioni. Altri compiti mi aspettano, le battaglie iniziate e condotte qui, continueranno e si svilupperanno per

mandare avanti altre pagine. La commozione è solo una debolezza del momento, perché anche se lascio questa rivista io so, cari lettori, che ci ritroveremo, in altro luogo, in altro tempo, in altro modo, comunque sia, noi ci ritroveremo.

Rivolgo il mio saluto all'editore, ai miei redattori e ai miei collaboratori: i migliori redattori e collaboratori che mai un direttore abbia avuti; un saluto particolare alla mia segretaria che molto mi ha aiutato nel mio duro lavoro; un saluto egualmente affettuoso a chi continuerà il proprio lavoro in «Selezione». Saluto e ringrazio gli stampatori, i tecnici, gli operatori, i distributori, i rivenditori: il grande coro di amici che hanno lavorato con passione e con gioia, insieme a un direttore che vive di passione e di gioia. Ringrazio e saluto i colleghi della stampa in concorrenza che inconsapevolmente mi hanno sempre aiutato a migliorare.

Ringrazio coloro che mi hanno aiutato con i loro consensi e quelli che mi hanno aiutato con i loro dissensi e le loro critiche. In particolare, lettori, ringrazio voi, che mi avete seguito e che mi seguite, che mi avete approvato e che mi avete disapprovato.

Dò qui il benvenuto al direttore che mi succederà, anche se ancora non lo conosco, gli affido una creatura di carta e d'inchiostro che tanto ho amato e tanto continuerò ad amare anche senza dirigerla.

Vi saluto con affetto.

Vostro

Antonio MARIZZOLI

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatrice
IVANA MENEGARDO

Segretaria di Redazione
MARIELLA LUCIANO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Serafini Domenico
Sergio d'Arminio Monforte

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 600

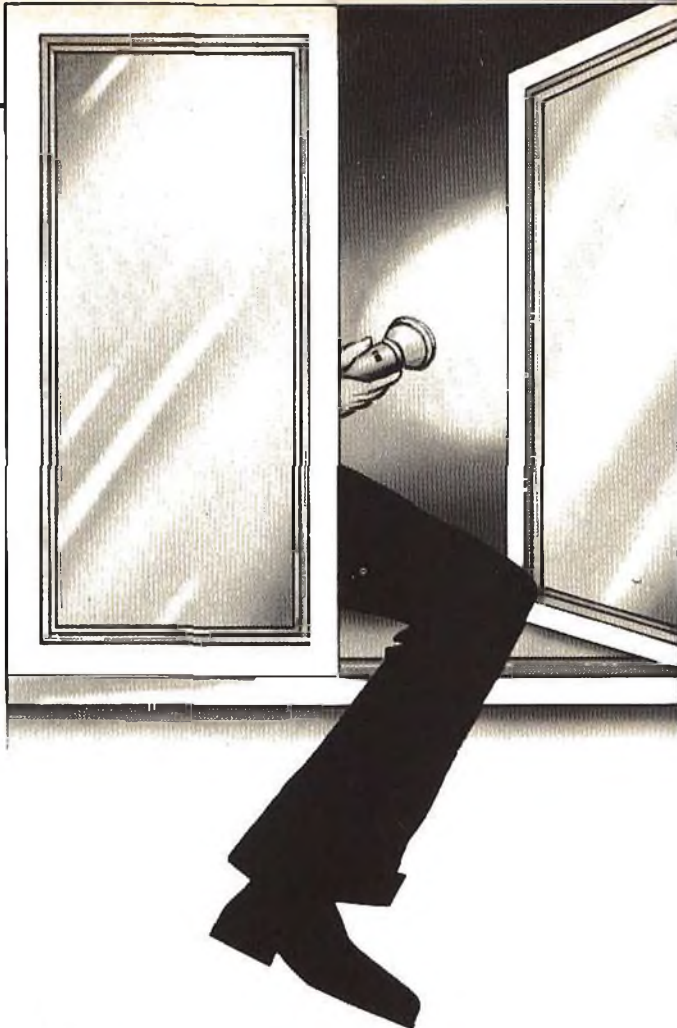
Numero arretrato L. 1.200

Abbonamento annuo L. 5.500

Per l'Estero L. 8.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/40678

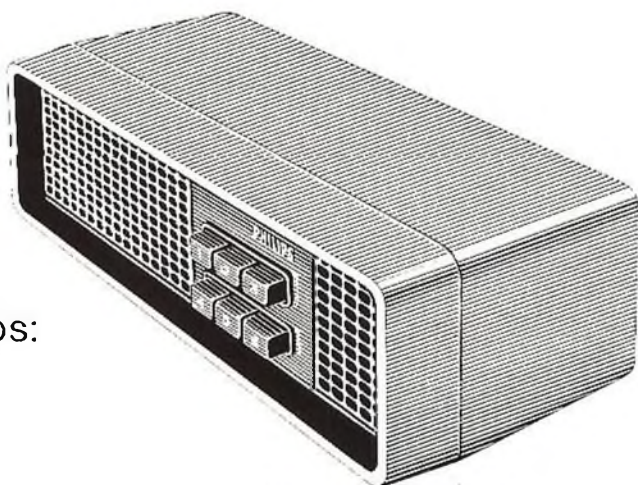
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.



DIFENDITI CON ANTIFURTO PHILIPS

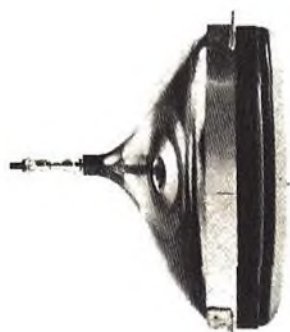
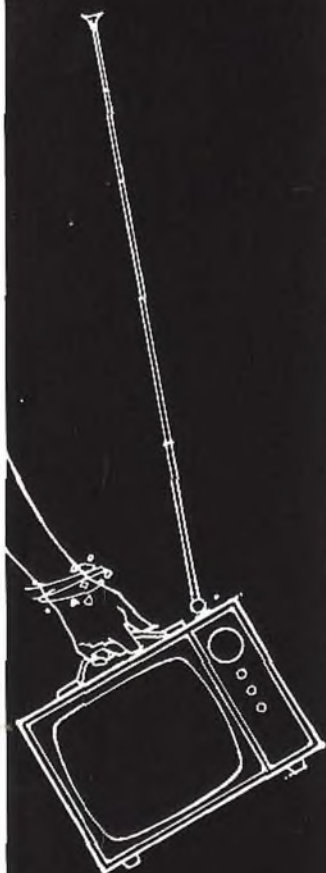
Semplice e completo,
ad un prezzo ridotto.
È adatto per abitazioni,
negozi, uffici, magazzini,
laboratori. Antifurto Philips:
la Guardia Elettronica.

PHILIPS



Divisione Sicurezza Philips. Tanti apparecchi per proteggervi.

BRIMAR completa la gamma



– Il cinescopio Brimar A38-160 W offre ai costruttori qualcosa di assolutamente nuovo: un 15" con deflessione a 110° e collo da 20 mm., con uno schermo piatto ed estremamente squadrato.

– Questo tubo è stato appositamente sviluppato per completare la gamma attualmente esistente.

– Grazie inoltre alla esecuzione push-through è possibile realizzare un portatile tutto schermo, moderno e leggero. Il basso consumo consente anche l'alimentazione a batteria.

Thorn Radio Valves and Tubes Limited

7 Soho Square, London, W1V 6DN
Tel. 01-437 5233

Rappr. per l'Italia:

S.G.E. Italiana Via Gluck, 55 – 20125 Milano –
Tel. 680.085



Garrard

cambiadischi per alta fedeltà

Nella scelta dei componenti per un complesso ad Alta Fedeltà uno degli elementi più importanti da scegliere è il cambiadischi o il giradischi. E per sceglierlo bene bisogna tener presenti alcune sue caratteristiche molto importanti per un buon ascolto della musica.

Prima di tutto il « rumble » cioè un rumore di sottofondo che può mascherare i passaggi più delicati in un disco e, alla lunga, stancare l'ascoltatore.

Il « rumble » è causato dalle vibrazioni verticali od orizzontali delle parti rotanti quali il motore, i cuscinetti o le pulegge.

Bisogna fare poi attenzione al « wow » e al « flutter », cioè alle variazioni lente o rapide della rotazione del piatto. Ambedue, causate da imperfezioni nella lavorazione dei vari componenti, possono essere assai fastidiose durante l'ascolto del disco.

Garrard costruisce su macchine appositamente ideate e costruite per lei i pezzi che richiedono maggior precisione. Viene garantito, in tal modo, un livello di precisione tale da soddisfare tutte le esigenze degli appassionati di Alta Fedeltà.

Per queste ragioni — e molte altre — il nome Garrard è famoso nel mondo da oltre 50 anni.

Vi sono, oggi, 10 modelli Garrard, dai più economici ai più perfezionati.

Quelli sotto illustrati sono particolarmente adatti ad un ottimo impianto HI-FI.



SP 406



Mod. 2025 T

Cambiadischi a 4 velocità. Nuovo braccio tubolare permette il funzionamento con pressioni leggerissime della puntina sul disco. Motore ad induzione perfettamente bilanciato e silenzioso. Regolazione fine del peso del pick-up. Riproduce automaticamente fino a 8 dischi della stessa dimensione comunque mescolati. Munito di soppressore di disturbi sull'interruttore.



Mod. 40B

Cambiadischi automatico a 3 velocità. Dotato di levelta per il sollevamento ed abbassamento pneumatico del pick-up su qualsiasi punto del disco. Dischi singoli possono essere suonati sia manualmente che automaticamente ed un disco può venir riascoltato tante volte quanto si desidera. Portacartuccia a slitta. Regolazione micro-metrica del peso.



Mod. 60B

Cambiadischi automatico a 3 velocità con motore ad induzione a 4 poli. Braccio del pick-up in alluminio tubolare e contrappeso regolabile. Portacartuccia a slitta. Regolazione calibrata del peso del pick-up e del compensatore anti-skating. Corredato di leva per il sollevamento del braccio del pick-up a discesa frenata.



SIPREL

via s. simpliciano, 2
20121 milano tel. 861096/7

un Garrard qualifica il vostro impianto!

LIBERTA' E TV A COLORI

Solone, questa volta, si chiama Ugo La Malfa. Se il settore dell'industria elettronica va in malora, se ha già lasciato sul terreno dei semi-cadaveri tenuti faticosamente in vita dal Cipe come, per esempio, Lesa, Magnadyne, Condor; se fabbriche nuove fiammanti come l'Admiral di Sessa Aurunca restano chiuse in attesa che Dio la mandi buona, se le casse integrazione sono ingolfate (vedi Ergon che fabbrica i tubi a colori) il merito è tutto suo. Può farsene un vanto, un'aureola, un gonfalone se vuole.

Nessuno toglie al Signor La Malfa la chiarezza di idee nel campo strettamente politico che, una volta di più, mostra di essere fine a se stesso. Misero colui che attende solamente dai politici il risanamento economico. Per cui, appunto, quando il signor La Malfa ha ficcato il naso nel primo piano economico nazionale, e nessuno è stato capace di dirgli che imboccava la strada sbagliata per l'economia italiana, ha combinato niente altro che un disastro. Come verrebbe a proposito l'esortazione, che una volta si diceva in latino e oggi, fortunatamente, la si può dire in libera traduzione italiana e con adattamento alle circostanze, così la capiscono tutti, anche il Signor La Malfa: — O ciabattino, occupati solamente di ciabatte.

In un servizio particolare da Roma, «La Stampa» di Torino del 21 marzo ha sintetizzato la situazione tragica cui siamo giunti, sotto il titolo: «L'Anie denuncia la crisi del settore — Non si faranno due mostre dei produttori radio-TV».

Che le mostre fossero ormai inutili lo abbiamo scritto e riscritto in questa rivista. Il più recente articolo è apparso nel numero di ottobre 1971, sulla pagina di contro-sommario. E non è detto che l'ANIE sia soltanto vittima della situazione. Se i politici sono incompetenti e talvolta presuntuosi, l'ANIE non ha mai avuto energia. Finalmente si è accorta che le mostre non servono a niente, ma ciò non le dà alcun merito.

Che cosa ha fatto per difendere il settore quando avrebbe potuto? Niente.

Ora batte in ritirata lanciando solo delle sterili lamentazioni.

Il punto, dicevamo, è descritto con molta chiarezza in un breve articolo de La Stampa del 21 marzo. Dopo avere annunciato che non si terranno nel 1972 né la Mostra Europea Radio Televisione né il IX Salone Internazionale Componenti perché la ANIE ha annunciato che il settore è in crisi e che «tale crisi sarebbe sanabile se fosse autorizzata la trasmissione televisiva a colori» il quotidiano torinese continua così:

«Il primo piano economico nazionale, approvato per legge, sottrasse alla RAI-TV e al Ministero delle Poste — responsabile del settore — la facoltà di decidere il sistema e la data per le trasmissioni televisive a colori. Queste responsabilità vennero demandate al governo e per esso al Cipe. La decisione fu presa dal Parlamento per condizionare una delle maggiori spese per consumi privati, in base a una richiesta specialmente sostenuta dall'on. La Malfa. L'ANIE lamenta che si tratti d'uno dei pochissimi vincoli rispettati fra quelli posti dal «piano» e ritiene pure che il vincolo non abbia più senso.

Il blocco della TV a colori obbediva a questa logica: minore spesa privata è uguale a maggior risparmio delle famiglie; il maggior risparmio delle famiglie equivale a maggior afflusso di denaro agli investimenti produttivi. Si osserva, ora, al momento, la somma risparmiata e inutilizzata nelle banche è altissima. Il settore elettronico, carente di domanda, non solo non può fare gli investimenti che necessitano al suo sviluppo, ma non può neppure più lavorare al ritmo necessario a tenere occupate le maestranze».

Più chiaro di così! E noi che possiamo fare? Cercare di liberarci (ecco il concetto di libertà) dalle incrostazioni che non ci lasciano né vivere né progredire. Il nostro non è un giornale politico ma, vivaddio, quando ci vuole ci vuole. Difendiamoci dagli incapaci coi mezzi consentiti dalla legge.

R.C.

- commutazione per telefonia e telegrafia
- apparecchi telefonici e citofonici di ogni tipo
- sistemi di trasmissione via cavo e via radio, anche tramite satelliti artificiali
- apparecchiature per trasmissione dati
- impianti ad onde convogliate
- trasmissione per teleoperazioni
- elettroacustica
- stazioni di energia per impianti di telecomunicazioni
- componenti e parti staccate per telecomunicazioni

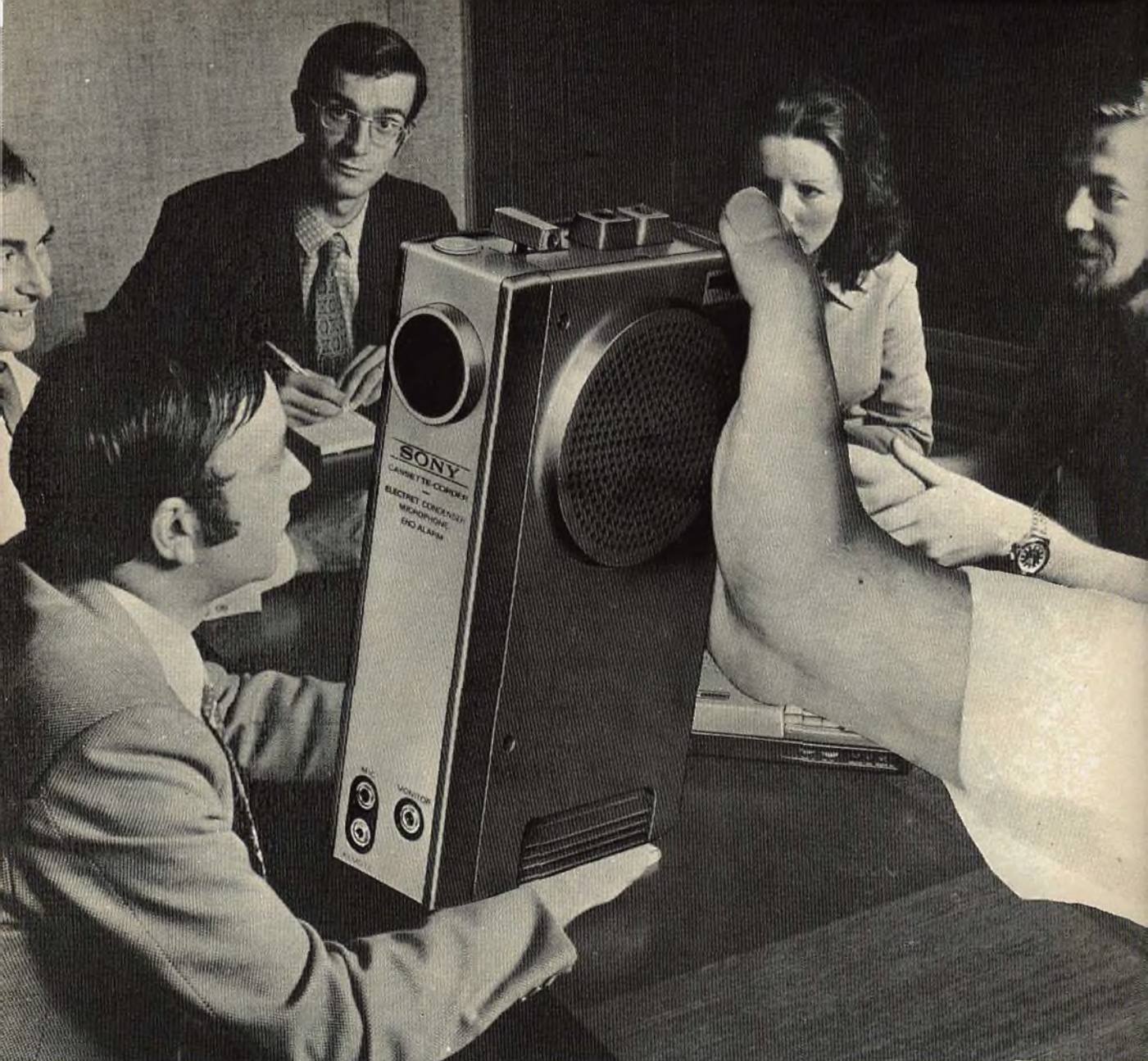
**telecomunicazioni
elettronica**

**un vasto raggio d'azione
che assicura
il progresso**



SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. 4388



HANDY, COMPACT CASSETTE CORDER WITH "SWING-BALANCE" MECHANISM PERFECT FOR PEOPLE ON THE-GO

TC-40:

Un piccolo registratore di grandi prestazioni: una vera e propria segretaria tascabile a cui affidare lettere, telefonate, discorsi, appunti...

- Adatto per cassette di tipo standard
- Microfono a condensatore incorporato ad altissima sensibilità
- Eccezionale silenziosità e linearità di registrazione
- Estrema maneggevolezza e facilità d'uso
- Fedeltà sorprendente per un apparecchio di così ridotte dimensioni
- Controllo automatico del livello di registrazione
- Dispositivo per il comando a distanza
- Presa per alimentazione esterna in c.c.
- Batterie ricaricabili al nichel cadmio fornibili a richiesta
- Potenza d'uscita: 400 mW
- Semiconduttori: 1 circuito integrato, 1 FET, 9 transistori, 7 diodi
- Dimensioni: 50 x 178 x 111
- Peso: 0,77 kg

un pratico contagiri foto-elettronico

a cura del Dott. A. RECLA

realizzazioni sperimentali

I contagiri meccanici presentano varie deficienze che spesso sono causa di errori nella valutazione del numero dei giri. Vengono perciò vantaggiosamente sostituiti dal tipo foto-elettronico che ha invece il vantaggio di non disturbare la rotazione dell'organo da misurare.

Non sempre l'albero di cui si vuole conoscere il numero dei giri fa parte di una macchina relativamente potente, per cui l'applicazione del contagiri meccanico non turba il funzionamento del complesso.

Nei casi in cui l'albero rotante è dotato di una energia di movimento relativamente piccola, ossia quando la massa di rotazione è minima, l'applicazione del contagiri meccanico produce un rallentamento dell'albero con relativo errore di valutazione. Ciò avviene con i motorini elettrici, meccanici ed a scoppio utilizzati soprattutto nei giocattoli e negli aeromodelli.

In questi casi si impone il contagiri elettronico a fotocellula il quale non sottrae alcuna energia per il suo funzionamento, essendo sufficiente solo avvicinare la fotocellula all'albero rotante, convenientemente illuminato, per leggere direttamente sullo strumento il numero dei giri.

Esso è composto da una fotocel-

lula, da una piastra con relativo circuito stampato, da sei transistori, da uno strumento indicatore del numero dei giri; l'apparecchio è alimentato per mezzo di una pila ed è inseribile mediante un interruttore.

Il tutto è racchiuso in una custodia che risulterà facilmente reperibile.

LO SCHEMA ELETTRICO

La parte elettrica è montata su di un circuito stampato rappresentato in grandezza naturale in figura 2.

Il circuito si compone di sei transistori BC108 oppure 2N929 e da un corrispondente numero di resistori e condensatori chiaramente vi-

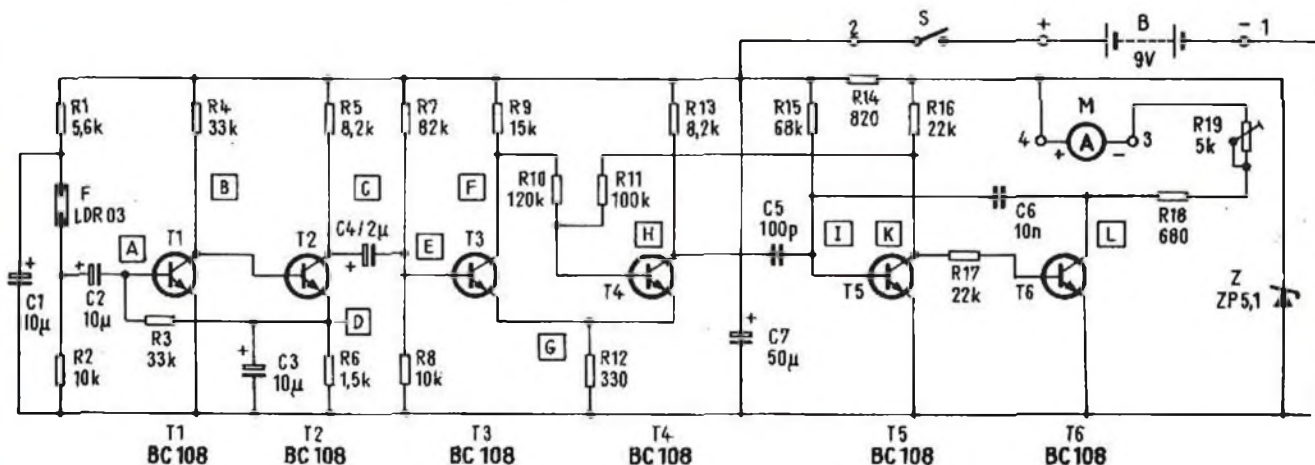


Fig. 1 - Schema elettrico del contagiri foto elettronico impiegante sei transistori; l'alimentazione viene effettuata mediante una pila da 9 V, inseribile con un interruttore.

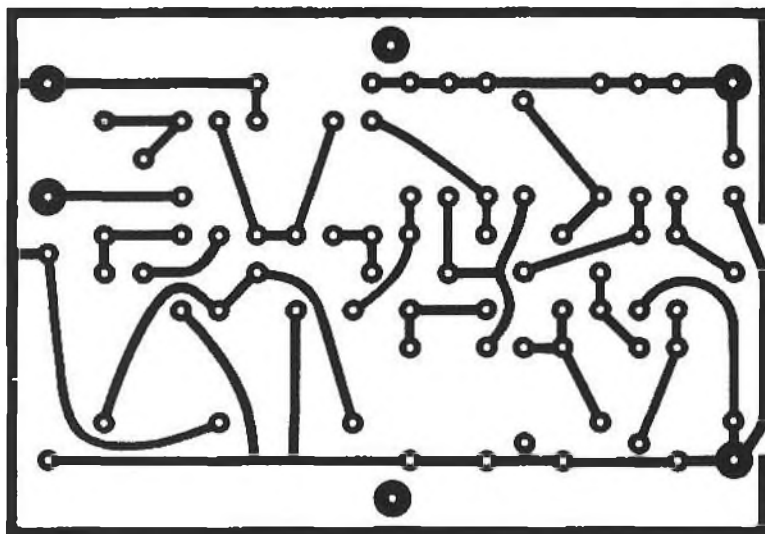


Fig. 2 - Connessioni del circuito stampato rappresentate in grandezza naturale.

sibili sullo schema elettrico di fig. 1 e su quello costruttivo di fig. 3.

All'ingresso del circuito si trova la fotocellula F.

Come è noto la fotocellula ha la proprietà di variare il suo valore resistivo a seconda delle variazioni di luminosità che la colpiscono. Nello schema la fotocellula è alimentata, assieme col resto del circuito, dalla tensione, proveniente da una pila a secco da 9 V, convenientemente stabilizzata mediante il diodo Zener Z, che arriva alla cellula tramite il resistore R1; detta tensione è convenientemente disaccoppiata e ulteriormente stabilizzata mediante il condensatore elettrolitico C1. Le variazioni di resi-

stenza che intervengono nella cellula fanno variare la corrente e perciò la tensione ai capi di R2.

Tramite C2 dette variazioni di tensione passano all'amplificatore, a due transistori T1/T2. Questo amplifica l'impulso e lo invia, attraverso il condensatore C4, ad un trigger di Schmitt T3/T4 il quale funziona da formatore di impulsi a forma rettangolare.

Detti impulsi vengono poi differenziati tramite un gruppo, C5 e R15, che ha lo scopo di trasformare gli impulsi da rettangolari in agghiformi; questi sono necessari per comandare il successivo stadio costituito dai due transistori T5/T6, funzionante come multivibratore.

Il numero degli impulsi che escono dall'ultimo stadio corrisponde perciò al numero degli impulsi che arrivano alla fotocellula. Sul collettore del T6 è derivato uno strumento a corrente continua M, del normale tipo a bobina mobile. Quanto maggiore è il numero degli impulsi forniti dal multivibratore, altrettanto maggiore risulta la corrente che attraversa lo strumento; in definitiva la corrente è direttamente proporzionale al numero degli impulsi che colpiscono la fotocellula. Ciò è particolarmente importante perché conferisce alla taratura dello strumento un andamento lineare.

LA TARATURA

Dato quanto sopra, per la taratura è perciò sufficiente fissare un solo punto sulla scala, mentre tutti gli altri punti risultano di conseguenza. La taratura è perciò eseguibile ad esempio illuminando la fotocellula con una normale lampadina ad incandescenza la quale, se è connessa ad una rete con frequenza 50 Hz risulta, come è noto, illuminata 100 volte al secondo.

Impiegando uno strumento con una sensibilità di 1 mA — fondo scala — è possibile trasformare la taratura nel corrispondente numero di giri al minuto. Infatti 100 impulsi luminosi al secondo provenienti dalla lampadina, corrispondono a $100 \times 60 = 6000$ impulsi al minuto. Regolando il potenziometro semifisso R19, l'indice dello strumento può venir spostato fino a che coincide con l'indicazione 0,6 mA e così la taratura è già effettuata su tutta la scala dato che la relazione fra gli impulsi luminosi e la corrente che attraversa lo strumento è lineare.

Così: 0,1 mA corrisponderà a 1000 giri/min, 0,2 mA a 2000 giri/min e infine 1 mA a 10.000 giri/min.

LA CREAZIONE DEGLI IMPULSI LUMINOSI

Dato che alla cellula devono arrivare degli impulsi, ossia delle variazioni luminose, dovendosi misurare il numero dei giri di un albero occorre che esso, durante la rotazione, generi variazioni luminose che siano corrispondenti al nu-

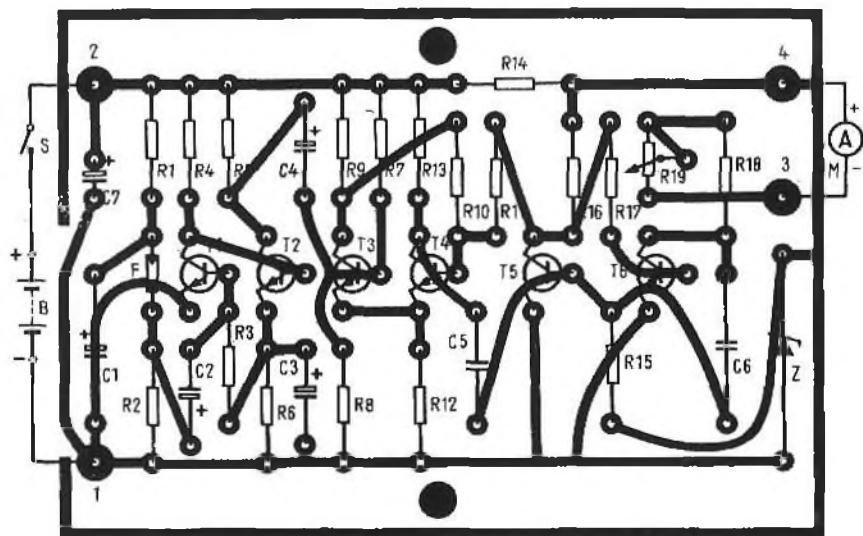


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

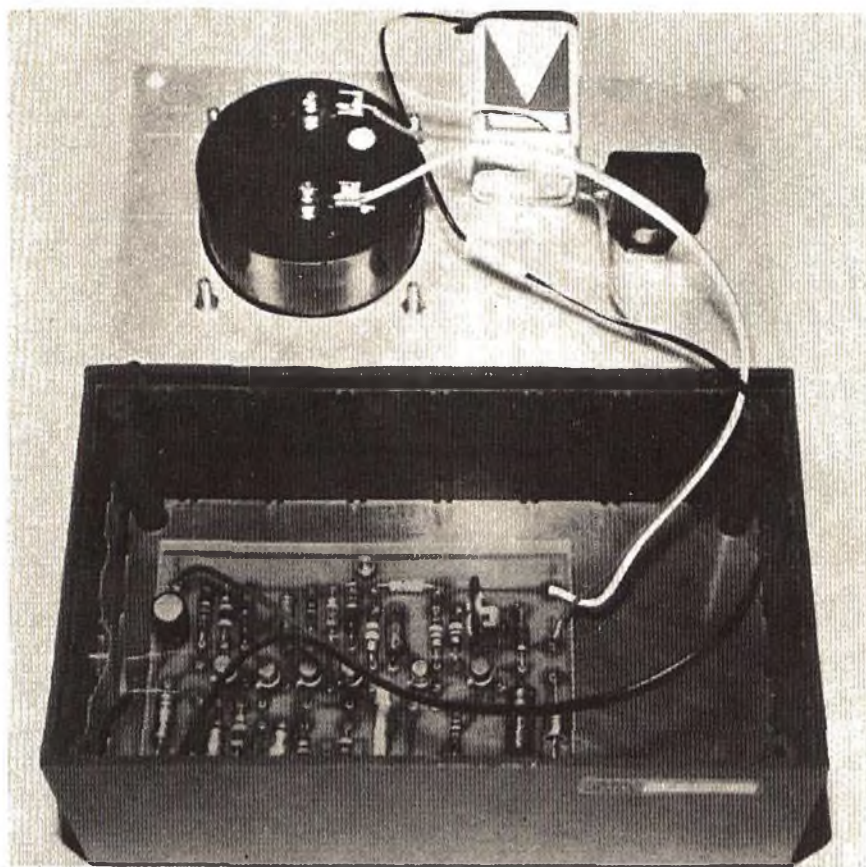


Fig. 4 - L'aspetto interno della realizzazione pratica del contagiri fotoelettronico presentato in questo articolo.

mero dei giri. Trattandosi di un albero ciò è facile da ottenere ricoprendolo, per circa metà della sua circonferenza, con un nastro adesivo nero. La mezza circonferenza, ovvero la superficie non ricoperta rifletterà la luce rinviandola alla fotocellula. Occorre però che l'albero sia sufficientemente illuminato; inoltre che la luce sia naturale e non proveniente da una lampadina alimentata dalla rete luce. Se ciò non fosse possibile, occorre illuminare l'albero con una lampadina alimentata in corrente continua, praticamente mediante una lampadina tascabile. Per delimitare la provenienza dei raggi luminosi dall'albero rotante, la cellula è opportunamente posta in fondo ad una piccola canna profonda un paio di cm circa e annerita internamente. Negli impieghi pratici occorre ricordare che lo strumento è un indicatore di impulsi luminosi; per cui se dall'albero in rotazione per ogni giro arrivassero due impulsi (potrebbe darsi che per delle ragioni qualsiasi fosse necessario applicare due

tratti di nastro lasciando scoperte due zone di albero) occorre tener presente che il numero dei giri risulta metà di quello indicato dalla scala.

Questo è il caso riscontrato per esempio nelle misure sugli aeromodelli, con un'elica a doppia pala. L'elica durante la rotazione produrrà due impulsi luminosi per ogni giro dell'albero.

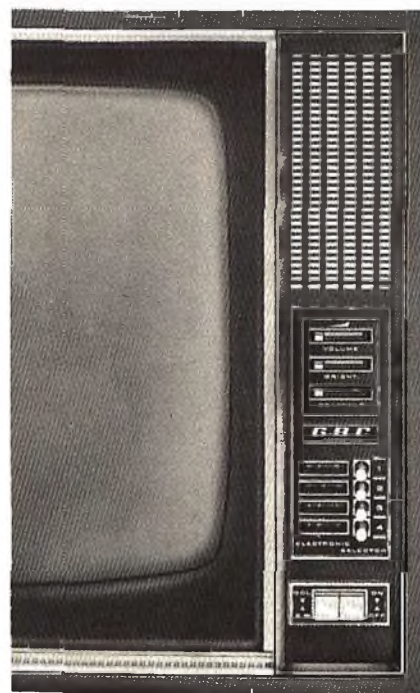
Trattandosi di un'elica a tre pale, impiegata ad es. nei battellini, arriveranno tre impulsi per ogni giro e la lettura sullo strumento dovrà essere divisa per tre.

In questi casi potrà essere conveniente incidere le scale secondo il numero di impulsi per giro; oppure mediante un commutatore adottare tre valori diversi di R19.

Lo strumento è molto sensibile per cui per funzionare correttamente occorre eliminare le cause di disturbo che possono essere date soprattutto dalla presenza di lampadine sia a filamento che a luminescenza anche se sono poste a diversi metri di distanza.

dalle
telecamere
ai
televisioni
questa
è la
forza

GBC



gratis
cataloghi televisori e telecamere
richiedendoli a
GBC italiana c. p. 3988
20100 Milano

SEMPLICE STRUMENTO MUSICALE ELETTRONICO

a cura di E. WEBER

Lo scopo di questo articolo non è quello di fornire elementi utili alla realizzazione di un complesso organo elettronico, costituito da molteplici oscillatori e dispositivi annessi per le variazioni dei timbri e delle armoniche, ma molto più semplicemente quello di descrivere un modesto, e tuttavia efficiente apparecchietto musicale di tipo «monofonico». Si tratta, in altre parole, di uno strumento che consente il suono di una sola nota per volta. L'apparecchio,

comunque, permette di ottenere un suono piacevole e, per questa ragione, può essere definito un piccolo strumento musicale. Il circuito è concepito per una ottava che potrà coprire in scala diatonica (8 note le cui frequenze sono indicate in tabella I).

CIRCUITO ELETTRICO

Il cuore dell'apparecchio è costituito da un generatore di frequenze variabili a due transistori del tipo BC108A (NPN).

I due transistori sono disposti in modo che i rispettivi emettitori risultino accoppiati. Il collettore del transistor T2 è direttamente collegato al +9 V, si tratta in pratica di un montaggio in collettore comune. Il transistor T3, invece, è montato in circuito con base comune con un ponte di polarizzazione costituito da R17, R18 ed il condensatore C5 che collega, dal punto di vista dell'alternata, la base al -9 V. Il resistore comune R14, assicura il collegamento entro i due stadi, mentre un condensatore (C4) è posto fra la base di T2 e il collettore di T3. La percentuale di armoniche può essere variata agendo appunto sul valore del condensatore C4.

Le differenti note generate dall'oscillatore vengono successivamente regolate tramite resistori variabili, prendendo come riferimento le note emesse da uno strumento musicale.

Questo apparecchio presenta anche un dispositivo di vibrato o «tremolo» che permette di far variare l'intensità dei suoni, secondo un ritmo determinato; provocando così un piacevole effetto musicale.

Simili circuiti sono utilizzati negli amplificatori di chitarre elettriche e in numerosi altri strumenti musicali.

Il circuito di vibrato, propriamente detto, impiega un solo transistor di tipo BC109A. Si tratta in definitiva di un oscillatore a resistenza - capacità - a cellule di sfasamento che genera una frequenza di qualche hertz. Le diverse cellule provocano un affievolimento soste-

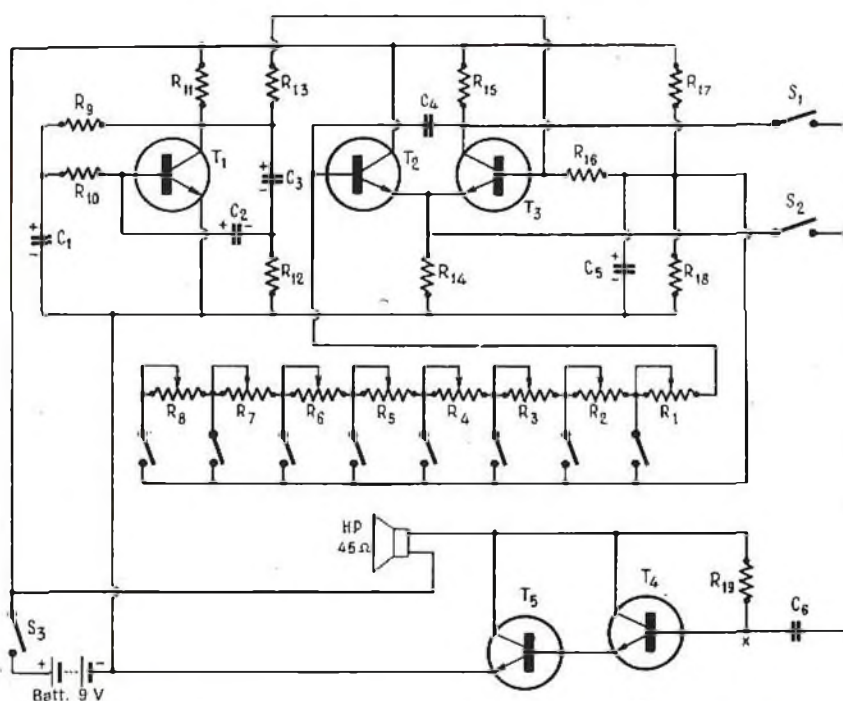


Fig. 1 - Schema elettrico del semplice strumento musicale elettronico adatto per una ottava.

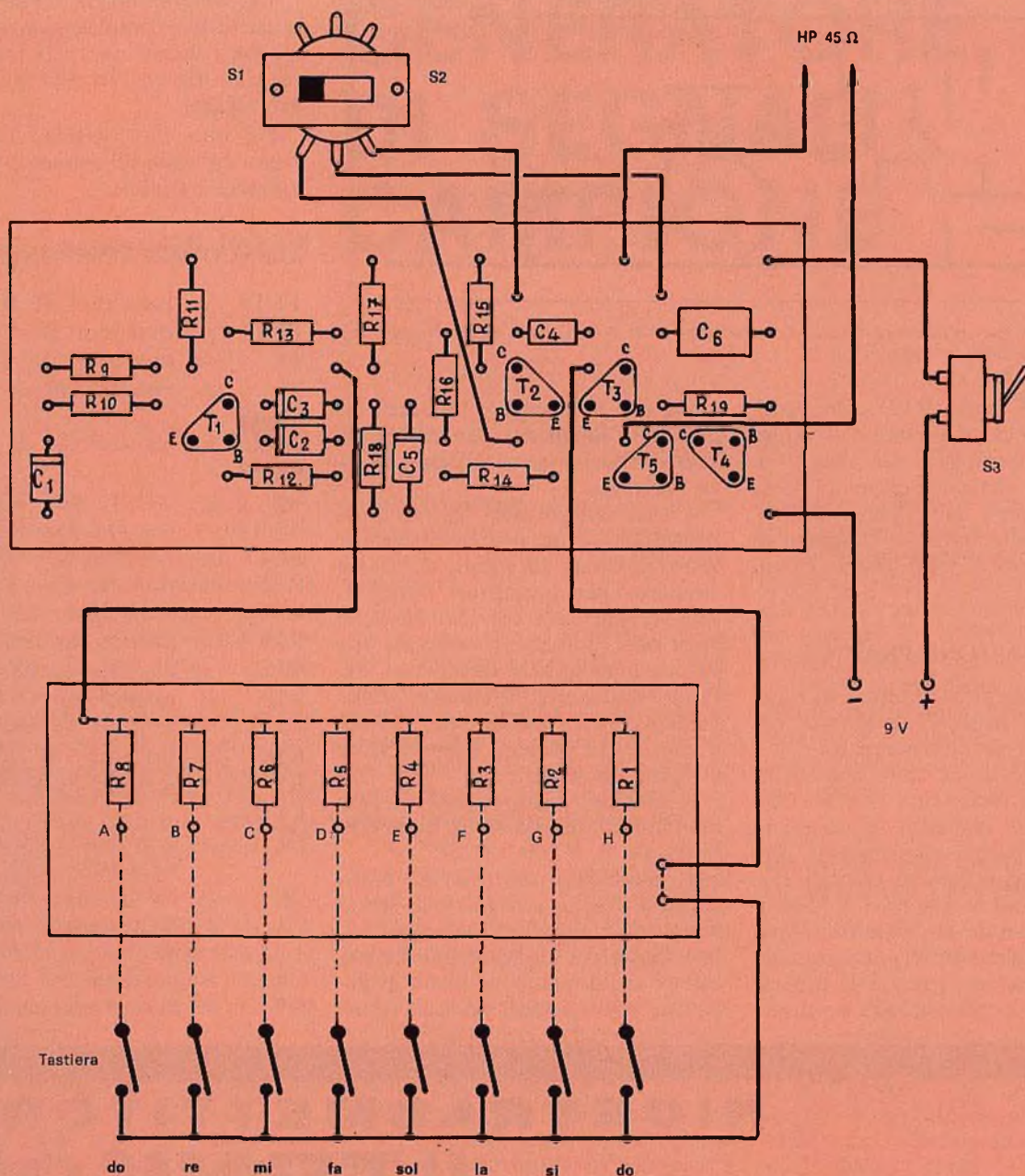


Fig. 2 - Disposizione dei componenti dello strumento musicale; per semplicità i resistori variabili R1 ÷ R8 sono rappresentati come normali resistori.

nuto e, per questa ragione, è necessario impiegare un transistor ad alto guadagno ($\beta \geq 100$).

Il segnale, raccolto sul collettore di T1 il cui carico è costituito dal resistore R11, viene in seguito applicato al livello di base del transistor T3 tramite un resistore da $100 \div 300 \text{ k}\Omega$, che agisce sulla profondità di modulazione.

Il circuito è completato da una parte amplificatrice, ma si può tut-

tavia collegare un amplificatore esterno all'uscita del condensatore C6. Questa uscita si effettua sull'emettitore, o anche al livello del collettore del transistor T3, grazie al commutatore che costituisce un dispositivo supplementare di variazione dei timbri. L'amplificatore è estremamente semplice: essenzialmente è costituito da due transistori NPN montati in circuito «Darlington» e da un resistore di polariz-

TABELLA I

do 3 261,6 Hz	sol 3 392 Hz
re 3 293,7 Hz	la 3 440 Hz
mi 3 329,6 Hz	si 3 493,9 Hz
fa 3 349,2 Hz	do 4 523,3 Hz

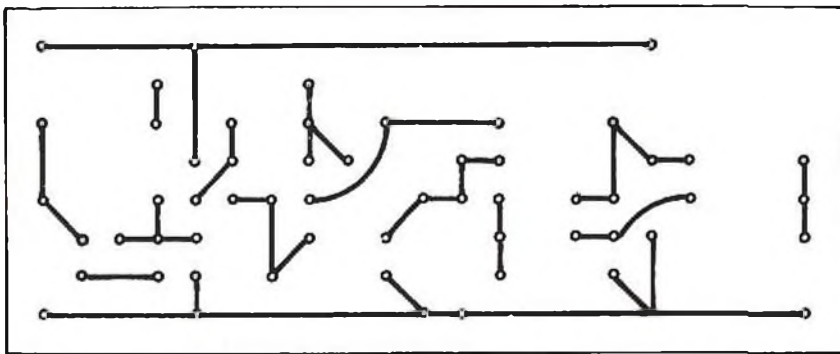


Fig. 3 - Disegno illustrante i collegamenti relativi ai componenti disposti sulla basetta in alto dello schema di fig. 2.

zazione di base (R19). Una cosa importante da rispettare è il valore della bobina mobile del piccolo altoparlante che deve essere di 45 Ω .

Il consumo dell'apparecchio, infine, è molto basso e l'impiego di una pila da 9 V è più che sufficiente.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il cablaggio si effettua su una basetta di bachelite perforata oppure su un circuito stampato.

La disposizione dei componenti può essere facilmente ricavata dall'esempio di cablaggio illustrato in figura 2. Tutti i condensatori elettrolitici devono essere disposti verticalmente ad eccezione di C5, mentre i resistori devono essere sistemati orizzontalmente. Per quanto concerne i transistori non è il caso di impiegare degli zoccoli, a condi-

zione che si tengano i terminali ad una certa lunghezza per evitare eccessivi riscaldamento durante la loro saldatura.

I vari collegamenti fra i componenti, dal lato opposto della basetta, sono illustrati in figura 3. Come supporto per i resistori variabili, che servono alla regolazione delle varie note, può essere utilizzata una basetta analoga alla precedente. Ciò fatto è sufficiente effettuare i collegamenti fra le due basette, il commutatore, la tastiera, l'altoparlante e l'interruttore.

L'insieme potrà quindi essere montato all'interno di un mobiletto in legno.

Il montaggio non presenta particolari difficoltà a condizione che si rispettino i valori dei componenti, la polarità dei condensatori elettrolitici e della pila, e la giusta disposizione dei terminali dei transistori.

La tastiera rimane senza dubbio la parte più complessa da realizzare, ma i meno esperti potranno ricavarla da un vecchio giocattolo per ragazzi.

Gli otto tasti, infine, dovranno essere collegati all'estremità di ogni resistore variabile.

ELENCO DEI COMPONENTI

T1-T4	= transistori BC 109A
T2-T3	= transistori BC 108A
T5	= transistor AC 187
R1	= resistore var. da 5 k Ω
R2-R3	
R4-R5	= resistori var. da 1 k Ω
R6-R7	
R8	= resistori var. da 10 k Ω
R9-R10	= resistori da 47 k Ω
R11	= resistore da 6,8 k Ω
R12	= resistore da 1,8 k Ω
R13	= resistore da 220 k Ω
R14	= resistore da 1,2 k Ω
R15	= resistore da 300 Ω
R16	= resistore da 5 k Ω
R17	= resistore da 560 Ω
R18	= resistore da 2,2 k Ω
R19	= resistore da 470 k Ω
C1-C2	
C3	= condensatori elettrolitici da 2 μ F - 15 V
C4	= condensatore da 250 nF
C5	= condensatore elettrolit. da 5 μ F - 15 V
C6	= condensatore da 0,5 μ F
HP	= altoparlante da 45 Ω

RICETRASMETTITORE

"TENKO"

23 canali equipaggiati di quarzo - Indicatore per controllo S/Rf - Controllo volume e squelch - Presa per microfono, antenna esterna, altoparlante esterno e altoparlante per P.A. - Completo di microfono parla-ascolto - Banda di emissione: 27 MHz

Potenza di ingresso stadio finale: 5 W
Alimentazione: 12 Vc.c. - **Dimensioni: 160 x 195 x 62.**

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA IN ITALIA

GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE

a cura di R. PARINI

Quando ci si accinge a sintonizzare un ricevitore su di una stazione di cui è nota, anche esattamente, la frequenza, a meno che detta stazione non sia molto potente o vicina, la sua ricerca richiede un certo tempo e spesso risulta laboriosa.

Ciò accade con tutti i ricevitori attualmente esistenti dato che, fino ad oggi, non esiste ancora il «ricevitore frequenzimetro» che consenta una possibilità di lettura tanto precisa da poter permettere una immediata sintonizzazione.

Tenuto conto di ciò risulta vantaggioso disporre di un generatore di segnali campione affiancato al ricevitore. Un semplicissimo tipo di generatore viene descritto nel presente articolo.

L'amatore della radioricezione deve purtroppo constatare che quanto su detto corrisponde alla realtà, ossia mentre le stazioni trasmettono con una elevatissima precisione di frequenza, i ricevitori, finora esistenti in commercio, sono ben lontano dal consentire nella sintonizzazione una precisione altrettanto elevata.

Come è noto la precisione di frequenza di una stazione si esprime con un numero che indica le cifre esatte della frequenza.

Ad esempio se una stazione trasmette una frequenza di 1 MHz con la precisione di 10^{-7} , significa che l'errore ammissibile è 0,1 periodi al secondo. Infatti $10^6 \text{ Hz} \times 10^{-7} = 0,1 \text{ Hz}$.

Di fronte ad una così elevata precisione che, nelle trasmissioni, fu

possibile ottenere sfruttando la costanza del quarzo usato come pilota, quale precisione si riscontra nei ricevitori?

Data la necessità di dover disporre di una sintonia continua per tutta la gamma ricevibile, un solo quarzo che controlli l'oscillatore di conversione sarebbe evidentemente insufficiente; occorrerebbe invece un numero... infinito di quarzi o per lo meno corrispondente al numero delle stazioni da ricevere.

Per questa ragione il ricevitore frequenzimetro è rimasto allo stato utopistico.

Solo recentemente grazie alla possibilità offerta dai circuiti integrati di poter effettuare in un piccolo spazio un gran numero di demoltiplicazioni si può, partendo da un quarzo, disporre di frequenze demoltiplicate fino a 1 Hz e 0,1 Hz.

Esiste inoltre il problema della scala che non permette, coi normali sistemi costruttivi, di spingere la precisione di lettura oltre all'1%. Infatti per poter disporre di precisioni di solo per es. 10^{-3} , ossia 1 su mille, occorrerebbe una scala lunga un metro sulla quale fosse

possibile leggere un mm., cosa che sui normali ricevitori non avviene.

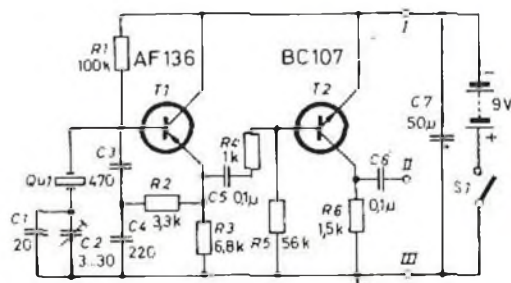
Anche qui recenti progressi realizzati nella tecnica dei circuiti digitali permettono (o permetteranno) di arrivare al ricevitore frequenzimetro ideale, che consenta cioè la lettura diretta della frequenza ricevuta direttamente con cifre in numero di sei o di sette, come avviene negli attuali contatori di frequenza ad impulsi.

UN SEMPLICE GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE

Un espediente adottato finora anche nei ricevitori professionali è quello di accoppiare al ricevitore un generatore di segnali precisi. Un tale generatore, che nel gergo tecnico viene pure denominato «marker», è costituito da un oscillatore a quarzo che fornisce oltre alla sua oscillazione fondamentale, relativamente bassa rispetto alle frequenze da ricevere, una estesissima serie di frequenze multiple ovvero di armoniche.

Se ad es. il quarzo oscilla con la frequenza fondamentale di 100 kHz

Fig. 1 - Schema del generatore con frequenza fondamentale 100 kHz.



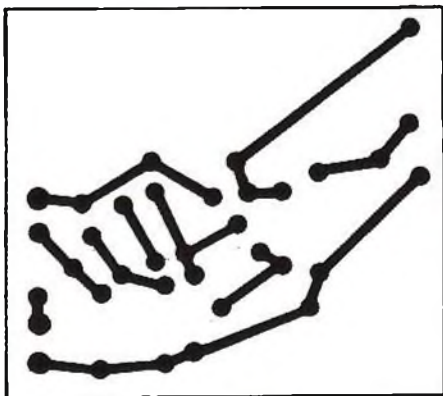


Fig. 2 - Circuito stampato (grandezza naturale).

esso può emettere, in un circuito speciale, una estesissima serie di frequenze distanti 100 kHz una dall'altra che si estende fino a oltre a 1000 kHz.

Ciascuna di queste armoniche potrà venir utilizzata per la taratura del ricevitore. Nel caso presente nella gamma delle onde medie saranno disponibili 11 punti, partendo da 600 fino a 1600 kHz che potranno essere contrassegnati sulla scala, la quale risulterà in tal modo tarata esattamente.

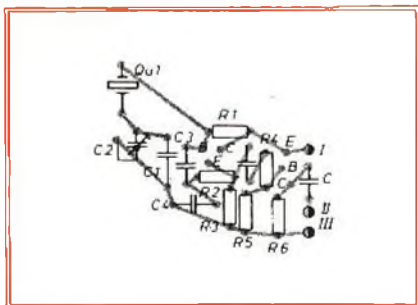


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

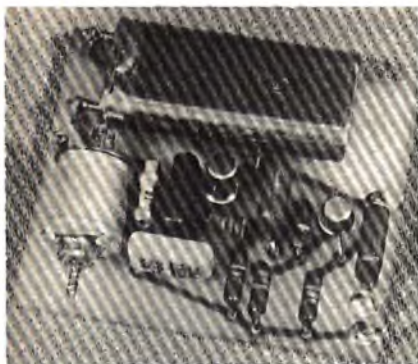


Fig. 4 - Vista del generatore a montaggio ultimato.

Nel campo delle onde corte si riscontrerà che detti segnali risultano troppo riavvicinati e perciò di difficile identificazione. In questo caso il quarzo, oppure tutto il circuito, potrebbe venir sostituito con un altro avente una frequenza fondamentale di 1000 kHz cosicché i segnali, risultando più distanziati, saranno di più facile identificazione.

LO SCHEMA DEL GENERATORE

Il semplice generatore di segnali qui descritto (fig. 1) è costituito da due transistori dei quali il T1 funziona da oscillatore, mentre il T2 serve per l'amplificazione con la relativa distorsione del segnale, necessaria per la creazione della serie di armoniche.

Fra la base del T1 e la massa è posto il quarzo. Come è noto questo è assimilabile ad un circuito oscillante che, con la L e C proprie, può funzionare da circuito oscillante in serie o in parallelo; nel presente caso viene utilizzata la risonanza in parallelo.

Il transistor T1, del tipo PNP funziona con collettore comune che è perciò «freddo»; il tipo di oscillatore somiglia al Colpitts di vecchia memoria, dato che la tensione di reazione necessaria per il funzionamento del transistor come oscillatore è prelevata utilizzando un potenziometro capacitivo formato da C3 e C4, rispettivamente da 470 pF e 220 pF. In serie col quarzo esiste un compensatore che permette di portare la frequenza fondamentale esattamente su 100 kHz.

In parallelo a detto compensatore esiste un condensatore da 20 pF del tipo con coefficiente termico negativo, per la compensazione della deriva di frequenza al variare della temperatura. Il punto di funzionamento del T1 è determinato da R1 e R3; l'uscita è effettuata sull'emettitore e perciò è a bassa resistenza.

Il secondo transistor T2 del tipo NPN è disposto con emettitore comune. Il segnale arriva alla base del T2 tramite C5 e R4.

Oltre a C5 per la componente continua, anche R4 agisce da disaccoppiatore, per evitare trascina-

ti da parte del secondo transistor e la formazione di oscillazioni spurie. Il punto di funzionamento del secondo transistor è determinato dai resistori R5 e R6; l'amplificazione è spinta in modo che l'oscillazione emessa risulta rettangolare e perciò ricca di armoniche.

L'alimentazione è ottenuta mediante una batteria da 9 V, ai capi della quale è derivato un condensatore elettrolitico da 50 μ F. La tensione di uscita da irradiare è prelevata ai capi del resistore di collettore R6 tramite il condensatore C6; dato che il secondo transistor viene sovraccaricato, la tensione di uscita picco-picco è uguale pressoché alla tensione di alimentazione; essa risulta infatti di 8,5 Vpp; il solo terminale II è perciò sufficiente ad irradiare! però volendo aumentare l'irradiazione si può collegare a questo uno spezzone di filo, avvicinandolo eventualmente al morsetto di antenna.

IL MONTAGGIO E LA TARATURA

Tutto il generatore può venir montato su una piastra stampata delle dimensioni di 57 x 51 mm, come è visibile in fig. 2 che porta anche il disegno delle connessioni; la fig. 3 rappresenta la disposizione dei singoli componenti, mentre la fig. 4 la forma definitiva.

Per la taratura è necessario disporre di una frequenza di confronto sufficientemente esatta, come potrebbe essere quella proveniente da una stazione trasmittente di frequenza ben nota oppure avente una frequenza multipla di 100 come potrebbe essere ad es. la stazione di Droitwich la cui frequenza è esattamente 200 kHz. Sia la frequenza della stazione che quella del generatore vengono ricevute contemporaneamente e il fischio del battimento viene portato a zero agendo sul compensatore C2.

Data la semplicità dell'esecuzione definitiva visibile in fig. 4 è conveniente disporre di due di tali oscillatori per facilitare, come già detto, la taratura nelle gamme delle onde corte. Il consumo del generatore è di 24 mA.

AMPLIFICATORE DI POTENZA DA 100 W EFFICACI

a cura di M. ROBINSON

E' stato già precisato in numerosi altri articoli, che un amplificatore per essere catalogato nella categoria HI-FI, deve possedere, oltre ad una percentuale di distorsione molto bassa, una riserva di potenza sufficiente ad evitare dei sovraccarichi (picchi di modulazione) che si possono avere durante una riproduzione musicale. L'amplificatore di potenza che presentiamo in questo articolo risponde, senza dubbio, a questi requisiti; caricato con una impedenza di $8\ \Omega$, infatti, permette di disporre di una potenza di 100 W efficaci (200 W musicali) con una percentuale di distorsione dello 0,1%.

Il circuito di questo amplificatore è stato studiato secondo le più avanzate concezioni tecniche, basti guardare i componenti impiegati nel circuito per rendersene conto.

STUDIO E FUNZIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE

L'amplificatore utilizza all'ingresso il circuito integrato $\mu A709C$ montato come amplificatore di tensione.

Il segnale da amplificare, proveniente da una sorgente di B.F., è

applicato per mezzo del condensatore C01 da $2\ \mu F$ all'ingresso non invertitore del circuito integrato.

La polarizzazione è assicurata per mezzo del resistore R01 da $10\ k\Omega$, mentre l'ingresso invertitore è polarizzato con il resistore R02 anch'esso da $10\ k\Omega$. Questo ingresso permette la controreazione sull'amplificatore effettuata per mezzo del resistore R04 da $1\ M\Omega$, tra l'uscita dell'altoparlante e il terminale n. 2 del circuito integrato $\mu A709C$.

Tra il terminale 1 e 8 troviamo una rete di compensazione composta del resistore R03 da $1,5\ k\Omega$ e

dal condensatore C02 da $470\ pF$, montati in serie tra loro. Allo stesso modo, tra il terminale 5 e 6, troviamo una piccola capacità di compensazione, da $47\ pF$.

Il circuito integrato è alimentato con due tensioni simmetriche $\pm 15\ V$, queste tensioni sono ottenute a partire dall'alimentazione generale $\pm 45\ V$.

La tensione $+15\ V$ applicata al terminale 7 è disaccoppiata per mezzo di un condensatore da $47\ \mu F/22\ V$. Altrettanto dicasi per la tensione $-15\ V$ che è disaccoppiata con il condensatore C04 da $47\ \mu F$.

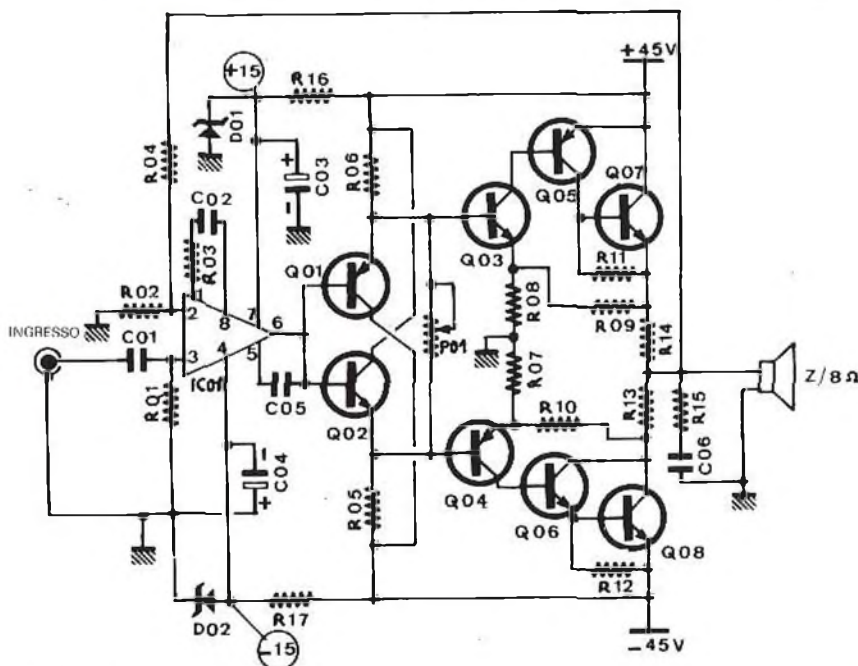
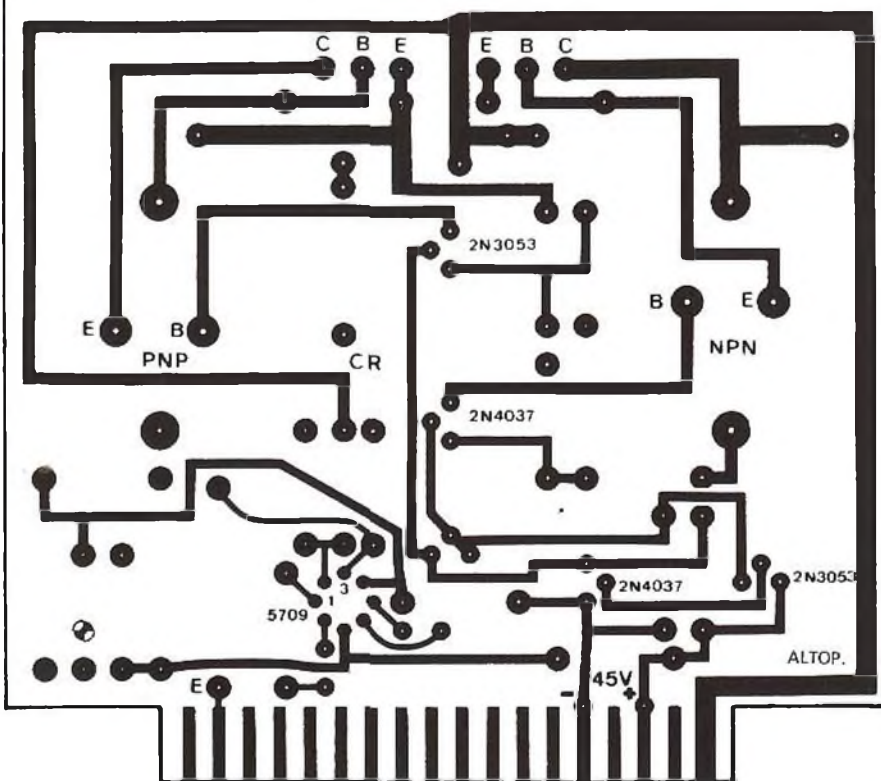


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza. Il circuito integrato IC01 svolge la funzione di amplificatore di tensione.

Fig. 2 - Circuito stampato in grandezza naturale dell'amplificatore di potenza.



μF , mentre la tensione -22 V è applicata al terminale 4.

Il segnale amplificato dal circuito integrato IC01, disponibile sul terminale 6, viene applicato alle basi dei due transistori: Q01 transistor PNP 2N4037 e Q02 transistor NPN 2N3053. Questi due transistori formano una coppia complementare ed entrambi sono montati a collettore comune (uscite sugli emettitori). Il collettore di Q01 è collegato al -45 V ed il collettore di Q02 al $+45\text{ V}$.

Lo stadio a simmetria complementare Q01 e Q02 fornisce sugli emettitori dei segnali in opposizione di fase.

Lo stadio seguente è un push-pull, la parte superiore comprende Q03/2N3053 seguito da Q05/ASZ16, entrambi montati ad emettitore comune. Il collettore di Q05 è in collegamento continuo con la base di Q07/MJ2841.

La parte inferiore, identica alla precedente, comprende il transistor Q04/2N4037 seguito da Q06/180T1 e da Q08/MJ2841.

I transistori di potenza sono montati in serie.

L'uscita è effettuata tra la massa e i resistori R14 e R15, entrambi da $1\ \Omega - 10\text{ W}$.

Una rete RC, composta dal resistore R15 da $2,2\ \Omega - 2\text{ W}$ e dal condensatore C06 da $0,22\ \mu\text{F}$, è montata in parallelo all'altoparlante.

REALIZZAZIONE DEL CIRCUITO STAMPATO

Le figure 2 e 3 mostrano le due superfici del circuito stampato in scala 1 : 1. Tutti gli elementi collegati alla massa sono saldati dal lato componenti (piano di massa). Ciò permetterà di disporre di un buon ritorno a massa e di diminuire i collegamenti effettuati dal lato rame. Questa superficie, inoltre, offre una schermatura molto effica-

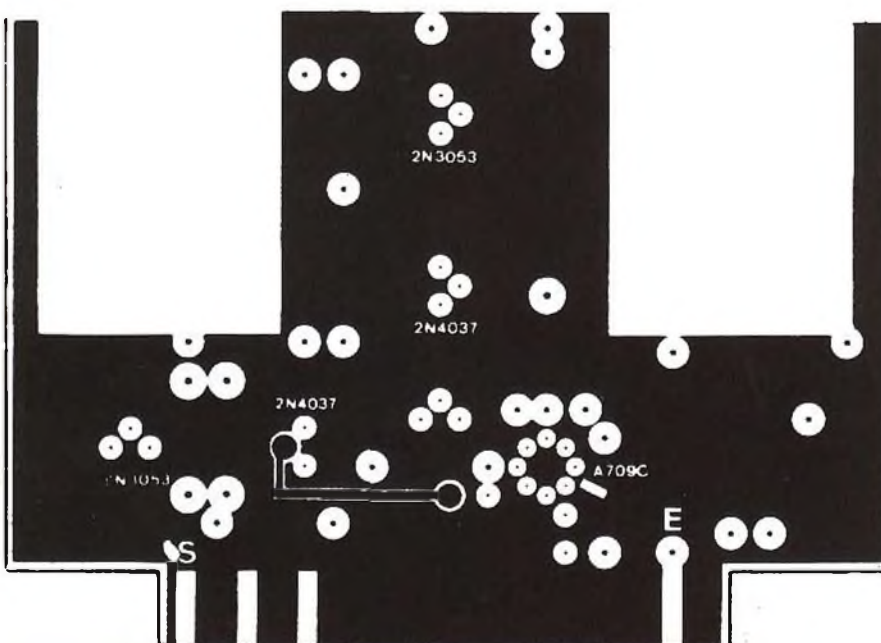


Fig. 3 - Lato posteriore del circuito stampato: anch'esso è riprodotto in grandezza naturale.

ce al collegamento, tra l'uscita del circuito integrato e le basi di Q01 e Q02, visibile in figura 3.

Tutti i componenti non collegati a massa sono distanziati dalla piastra per evitare dei cortocircuiti.

REALIZZAZIONE DELLE DUE SUPERFICI DEL CIRCUITO STAMPATO

In figura 2 è visibile il circuito stampato, che per migliore comodità di riproduzione è stato riportato in scala 1 : 1. Numerosi sistemi potranno essere usati per la sua realizzazione:

1) - Su di una piastrina di bachelite o vetroresina si dovranno disegnare i collegamenti con dell'inchiostro speciale per circuiti stampati.

Questo procedimento però non è consigliabile a coloro che vogliono ottenere anche una buona estetica.

2) - Un altro procedimento pratico e di miglior estetica, per realizzare i circuiti stampati, consiste nell'usare delle piste e dischetti autoadesivi da applicare alla piastrina facendo attenzione che la loro aderenza sia perfetta; in questo modo si eviterà che il percloruro si possa infiltrare rovinando i collegamenti.

3) - Per i più esigenti diciamo che in commercio si trovano anche dei circuiti stampati fotosensibili. Il loro impiego porterà, senza alcun dubbio, ai migliori risultati.

Per non avere delle sorprese finali quando si forerà il circuito stampato, sarà bene tener conto del suo spessore che è di 1,6 mm.

FORATURA DEL CIRCUITO STAMPATO

La foratura del circuito stampato si effettuerà con una punta da 0,8 mm di diametro. Questi fori andranno bene per tutti i componenti all'infuori dei 2 transistor di potenza.

Per fissare questi ultimi, sarà necessario praticare un foro del diametro di 4,2 mm e un altro foro del diametro di 1,2 mm per i terminali di uscita (Base e Emittitore).

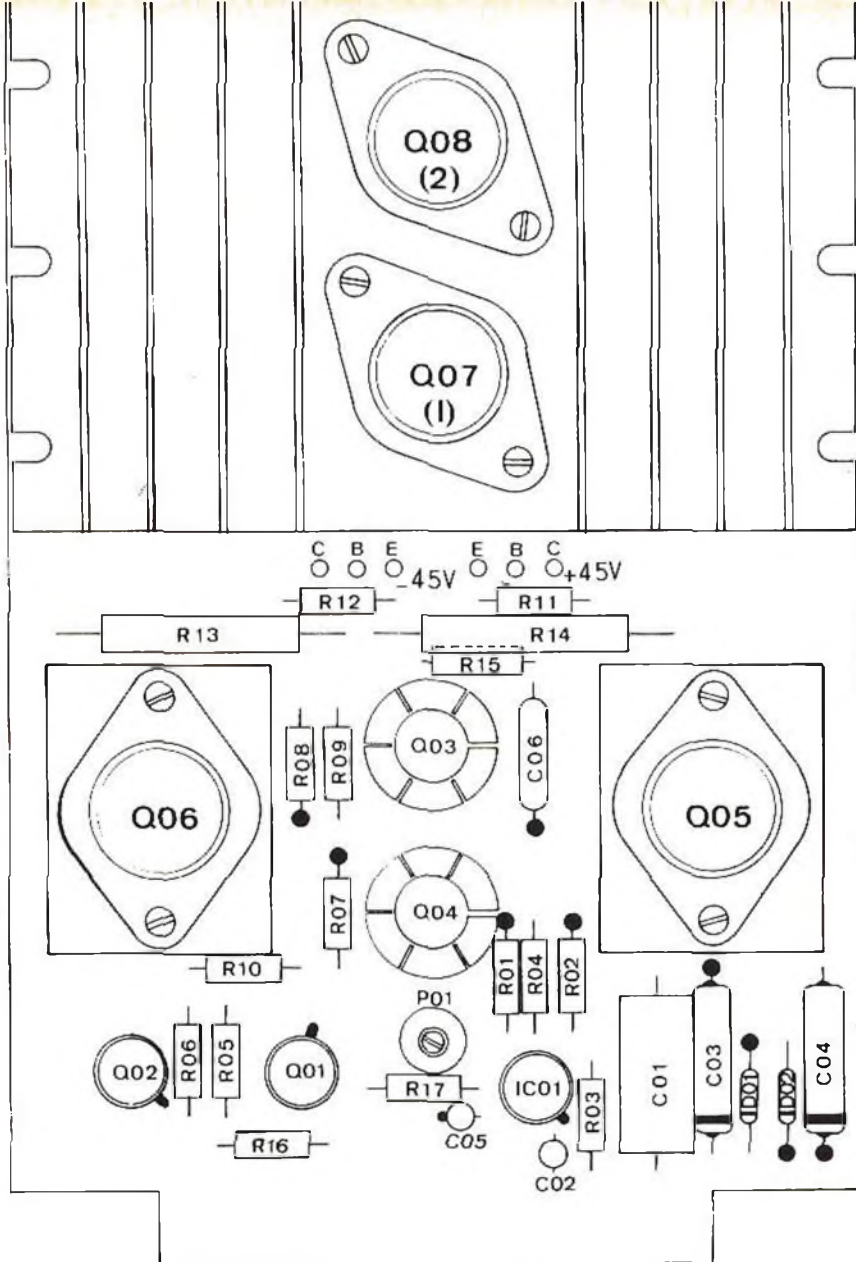


Fig. 4 - Disposizione dei componenti montati sulla piastrina. I componenti contrassegnati con un punto nero hanno una connessione a massa.

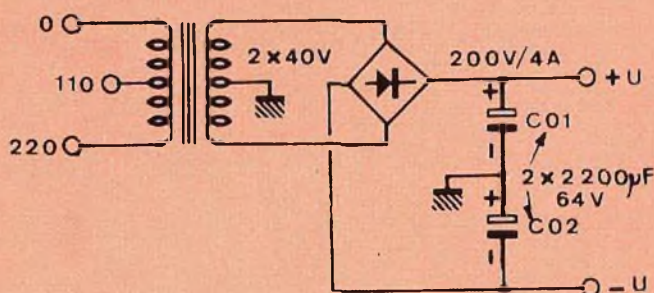


Fig. 5 - Schema elettrico di una alimentazione abbastanza semplice.

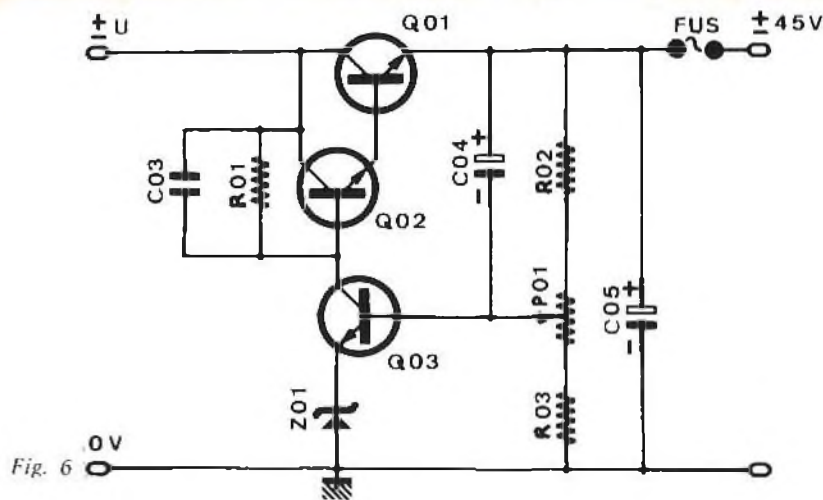


Fig. 6

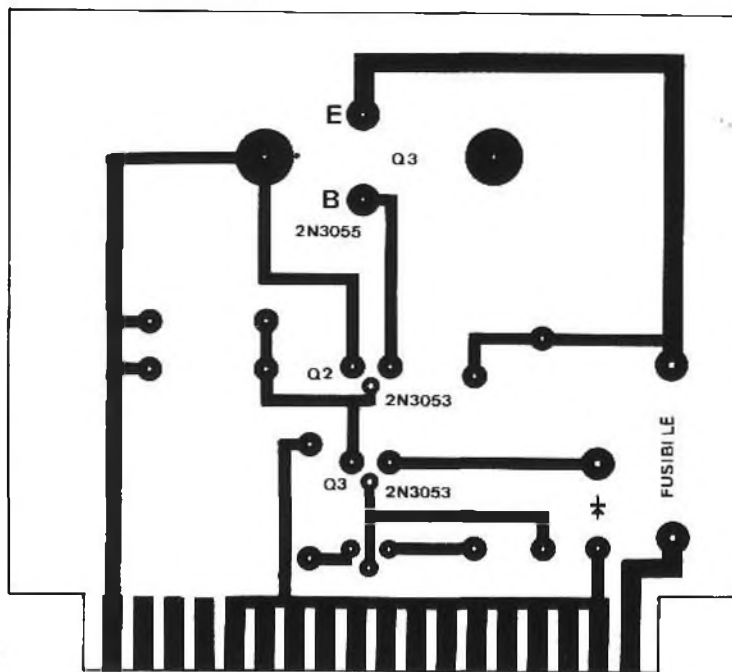


Fig. 7

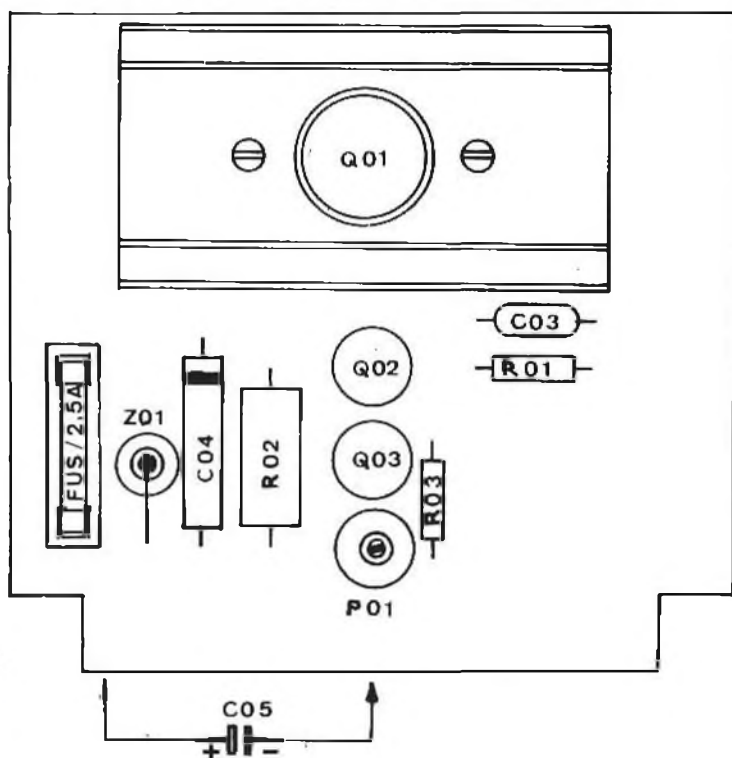


Fig. 8

CABLAGGIO DELLA PIASTRINA

Consigliamo di iniziare il cablaggio dagli elementi che hanno una connessione a massa, contrassegnati con un punto nero in figura 4.

Per il montaggio del circuito integrato IC01 bisogna fare attenzione che lo stesso risulti orientato nella maniera esatta, il riferimento indica il terminale numero 8.

Per un funzionamento a potenze elevate i transistori Q03 e Q04 dovranno essere muniti di dissipatori di calore.

I resistori R13 e R14 saranno staccati di circa 10 mm dalla piastrina per evitare il surriscaldamento del circuito stampato e facilitare la dispersione del calore.

Riguardo ai transistori di potenza Q07 e Q08, sarà opportuno montarli su di un dissipatore, fissato da una parte all'altra della piastrina, e non come indica la figura 4. I terminali di uscita di questi componenti saranno saldati ai punti CBE da una parte e EBC dall'altra.

ALIMENTAZIONE SIMMETRICA $\pm U$

Lo schema dell'alimentazione, peraltro molto semplice, è illustrato alla figura 5.

Un trasformatore fornisce al secondario 2 tensioni di 40 V, e sopporta un carico di 4 A. Il punto medio è collegato alla massa e le estremità sono collegate ad un raddrizzatore a ponte. Le tensioni positive e negative raddrizzate sono filtrate per mezzo di 2 condensatori da 2200 $\mu F/64 V$.

A partire da queste 2 alimentazioni $\pm U$ è possibile far funzionare l'amplificatore di potenza.

Fig. 6 - Schema elettrico di una alimentazione stabilizzata. Questa alimentazione è preferibile per i due primi stadi e soprattutto per il circuito integrato.

Fig. 7 - Circuito stampato in grandezza naturale del circuito di alimentazione illustrato in figura 6.

Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla piastrina del circuito di figura 6. I transistori Q01 - Q02 e Q03 devono essere PNP per una tensione stabilizzata positiva +45 V. Per l'alimentazione stabilizzata negativa -45 V, Q01 - Q02 - Q03 devono essere PNP. Invertire anche la polarità dei condensatori C04 - C05 e del diodo Zener Z01.



L'UOVO DI COLOMBO

DINO - 51 portate 200 K Ω /V cc 20 K Ω /V ca

Analizzatore elettronico con transistor ad effetto di campo (F.E.T.). Dispositivo di protezione e alimentazione autonoma a pile.

Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela più esigente in Italia e nel mondo, il DINO è uno strumento moderno, robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.

PRESTAZIONI - A cc: 5 μ A ÷ 5A - **A ca:** 0,5mA ÷ 5A - **V cc:** 100 mV ÷ 1500 V (30 KV)*
- **V ca:** 5 ÷ 1500 V - **VBF:** 5 ÷ 1500 V - **dB:** -10 ÷ +66 dB - **Ohm:** 1 K Ω ÷ 1000 M Ω -
Cap. balistico: 5 μ F ÷ 5 F.

* Mediante puntale AT 30 KV a richiesta.

CHINAGLIA



Richiedere catalogo a: CHINAGLIA DINO ELETTROCoSTRUZIONI sas.
Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Tel. 25.102



NOTA

Nel presente caso non bisognerà dimenticare di collegare il ± 45 V del connettore (vedere figura 2), con del filo di cablaggio, ai 2 punti corrispondenti ± 45 V (vedere figura 4) —45 V punto E e +45 V punto C.

Una alimentazione stabilizzata, tuttavia, sarà preferibile per i primi 2 stadi, soprattutto per IC01.

La figura 6 illustra lo schema di principio di questo alimentatore.

Il circuito è valido per le 2 tensioni simmetriche, modificando solamente qualche elemento, come spiegheremo in seguito. I raddrizzatori non sono inseriti su questo schema poiché si dispone già di 2 tensioni continue $\pm U$ (figura 5).

In figura 7 è visibile la traccia del circuito stampato, che sarà realizzato nel sistema che ognuno riterrà più opportuno.

Di questo circuito stampato dovranno essere fatte 2 copie.

La figura 8 indica la disposizione dei componenti in funzione dello schema di principio, tuttavia bisognerà, nel medesimo tempo, riferirsi alla tabella 1 che determina il giusto valore dei componenti del cablaggio dell'alimentazione positiva +U oppure dell'alimentazione negativa —U.

COLLEGAMENTI ALL'AMPLIFICATORE DI POTENZA

Queste due alimentazioni stabilizzate, regolabili con l'aiuto dei potenziometri P01 ai valori di ± 45 V, saranno collegate al connettore ai punti corrispondenti a ± 45 V, e la massa. Quanto ai punti $\pm U$ (alimentazione semplicemente filtrata), essi saranno collegati direttamente al punto E (—45 V) e al punto C (+45 V).

MESSA A PUNTO

La sola regolazione da fare si effettua con il potenziometro P01.

Questo componente permette di inviare alle basi di Q03 e Q04 2 segnali di identica ampiezza ma, evidentemente, in opposizione di fase. Esso infatti, compensa lo squilibrio che si può produrre se i transistori Q01 e Q02 non sono rigorosamente accoppiati.

TABELLA I

Componenti	Alimentazione Positiva (+45 V)	Alimentazione Negativa (—45 V)
Transistore Q01 Transistore Q02 Transistore Q03	MJ 2841 2N3053 2N3053	MJ 2941 2N4037 2N4037
Zener Z01	112ZA	112ZA
Resistore R01 Resistore R02 Resistore R03	3,3 k Ω - 0,5 W 3,9 k Ω - 2 W 1 k Ω - 0,5 W	3,3 k Ω - 0,5 W 1 k Ω - 2 W 3,9 k Ω - 0,5 W
Potenzimetro P01	1 k Ω	1 k Ω
Condensatore C03 Condensatore C04 Condensatore C05	3,5 nF - 160 V 10 μ F - 64 V 2200 μ F - 64 V	3,5 nF - 160 V 10 μ F - 64 V 2200 μ F - 64 V

ELENCO DEI MATERIALI

R01	: resistore a strato da	10 k Ω - 1/2 W - 5%
R02	: resistore a strato da	10 k Ω - 1/2 W - 5%
R03	: resistore a strato da	1,5 k Ω - 1/2 W - 5%
R04	: resistore a strato da	1 M Ω - 1/2 W - 5%
R05	: resistore a strato da	39 k Ω - 1/2 W - 5%
R06	: resistore a strato da	39 k Ω - 1/2 W - 5%
R07	: resistore a strato da	100 Ω - 1/2 W - 5%
R08	: resistore a strato da	100 Ω - 1/2 W - 5%
R09	: resistore a strato da	910 Ω - 1/2 W - 5%
R10	: resistore a strato da	910 Ω - 1/2 W - 5%
R11	: resistore a strato da	1 k Ω - 1/2 W - 5%
R12	: resistore a strato da	1 k Ω - 1/2 W - 5%
R13	: resistore a filo da	1 Ω - 10 W - 5%
R14	: resistore a filo da	1 Ω - 10 W - 5%
R15	: resistore a filo da	2,2 Ω - 2 W - 5%
R16	: resistore a strato da	12 k Ω - 1/2 W - 5%
R17	: resistore a strato da	12 k Ω - 1/2 W - 5%
P01	: potenziometro lineare da	2 k Ω con un passo di 2,54
C01	: condensatore mylar metallizzato da	2 μ F - 160 V
C02	: condensatore ceramico da	470 pF
C03	: condensatore elettrolitico da	47 μ F - 25 V
C04	: condensatore elettrolitico da	47 μ F - 25 V
C05	: condensatore ceramico da	45 pF
C06	: condensatore mylar metallizzato da	0,22 μ F - 160 V
D01	: diodo, Zener 15 V -	500 mW
D02	: diodo Zener 15 V -	500 mW
IC01	: circuito integrato μ A709C della	Ates
Q01	: transistore 2N4037 della	RCA
Q02	: transistore 2N3053 della	RCA
Q03	: transistore 2N3053 della	RCA
Q04	: transistore 2N4037 della	RCA
Q05	: transistore ASZ16 oppure	AD149
Q06	: transistore 180T2 della	Sescosem
Q07	: transistore MJ2841 della	Motorola
Q08	: transistore MJ2841 della	Motorola

6

INTERESSANTI CIRCUITI ELETTRONICI

a cura dell'Ing. S. MAURI

Sebbene eminentemente basata sulla matematica, e facente quindi parte del vasto mondo delle scienze esatte, l'elettronica presenta una notevole elasticità; infatti, raggruppando tra loro diversi tipi di componenti, e quindi diverse funzioni, è possibile ottenere una vastissima gamma di prestazioni, conformi alle più svariate esigenze. A conferma di quanto sopra, ecco sei nuove idee alle quali ne seguiranno altre riferite alle diverse possibilità di risolvere problemi di varia natura.

Se si tiene conto del fatto che ogni componente elettronico può essere usato in una varietà praticamente infinita di condizioni di impiego, non è difficile ammettere che — con un po' di esperienza — chiunque può escogitare nuovi circuiti e nuove applicazioni.

A dimostrazione di quanto abbiamo affermato, pubblichiamo in questo articolo la descrizione funzionale di sei circuiti che — anche se non assolutamente nuovi — sono però assai interessanti e forse non a tutti noti.

Il tecnico elettronico che ama svolgere la propria attività non soltanto agli effetti della realizzazione pratica di idee altrui, o della messa a punto, del collaudo o della riparazione di apparecchiature di dispositivi elettronici, ma anche agli effetti dell'allestimento «ex novo» di circuiti particolari, conformi a sue personali esigenze, si trova spesso ad affrontare il problema di creare un circuito in grado di funzionare con determinate caratteristiche statiche e dinamiche, e di dover eseguire quindi calcoli e prove di va-

ria natura, per ottenere alla fine il risultato voluto a compenso della sua fatica.

Ebbene, proprio per aiutare i nostri Lettori a risolvere difficoltà di questo genere senza gravi impedimenti, ci sembra utile descrivere i circuiti che seguono, e che consistono in altrettante interessanti applicazioni pratiche della tecnica elettronica, sulla scorta di una nota recentemente pubblicata da Wireless World.

UN SISTEMA DI PROTEZIONE DEGLI STADI FINALI NEGLI AMPLIFICATORI FUNZIONANTI IN CLASSE «B»

Il lettore rammenterà certamente che varie volte ci siamo occupati dei metodi di protezione degli stadi finali di un amplificatore di Bassa Frequenza, contro le repentine variazioni di ampiezza di segnali in gioco, oppure della quantità di energia elettrica assorbita dal carico.

Oltre a ciò, già altre volte abbiamo descritto metodi moderni e razionali in grado di evitare l'improvviso deterioramento dei transistori di potenza di un amplificatore funzionante appunto in classe «B», in caso di imprevista interruzione del circuito di carico, o di cortocircuito accidentale dello stesso.

Quanto stiamo per dire è riferito allo schema elettrico illustrato alla figura 1, che rappresenta appunto un esempio tipico di stadio di uscita di Bassa Frequenza, dimensionato in modo tale da creare i presupposti che stabiliscono il funzionamento in classe B, agli effetti della polarizzazione e della dinamica del segnale.

Un metodo di impiego assai frequente per proteggere i transistori finali Tr_1 e Tr_1' , sfrutta la tensione che si sviluppa ad opera della corrente di uscita, (presente ai capi dei resistori R_e ed R_e' , aventi appunto una funzione di controllo) per determinare il passaggio allo stato di conduzione degli stadi di commutazione contrassegnati nello schema Tr_2 e Tr_2' , che controllano le caratteristiche del circuito di base degli stadi finali. Questo metodo può essere migliorato notevolmente con la aggiunta dei resistori R_1 ed R_1' , collegati tra le basi dei transistori di commutazione e le relative linee di alimentazione.

Il risultato dell'aggiunta dei suddetti due resistori consiste nel fatto

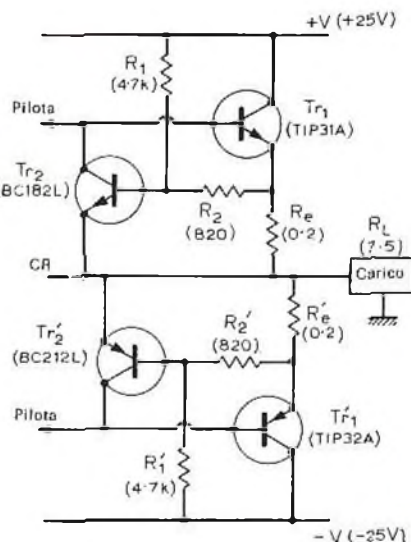


Fig. 1 - Il provvedimento di protezione nei confronti degli stadi finali di un amplificatore di Bassa Frequenza funzionante in classe «B» consiste nell'aggiunta dei resistori contrassegnati R_1 ed R_1' , nel circuito che viene qui illustrato.

che la corrente di picco di uscita disponibile si riduce di intensità col diminuire dell'impedenza di carico R_L . A causa di questa riduzione automatica, quando l'amplificatore viene a trovarsi accidentalmente in condizioni di cortocircuito del carico, o comunque quando l'impedenza di quest'ultimo si riduce notevolmente per un qualsiasi motivo, fino a raggiungere un valore inferiore a quello che può essere considerato di sicurezza, la dissipazione di potenza da parte degli stadi finali viene contenuta entro un valore paragonabile a quello che sussiste quando l'amplificatore funziona invece col suo carico nominale.

Per meglio comprendere il funzionamento del circuito in tali circostanze, supponiamo che la corrente di uscita di picco con carico normale sia pari ad I , il che corrisponde — nella maggior parte dei casi — approssimativamente al rapporto tra il valore della tensione e quello dell'impedenza di carico espressa in ohm: in altre parole, si ha che

$$I = V : R_L$$

Se il carico fosse di natura esclusivamente resistiva, sarebbe facile ottenere condizioni di funzionamento prossime a quelle ideali, impiegando resistenze in grado di soddisfare le seguenti espressioni matematiche.

$$R_c = 0,6 : 1$$

e

$$R_1 : R_2 = R_L : R_c$$

ed anche se fosse possibile attribuire ad R_2 un valore prossimo a 1000 Ω .

Occorre però considerare che le bobine mobili degli altoparlanti non possono essere considerate come un carico di natura esclusivamente resistiva, e che la loro impedenza non può essere determinata con precisione se non nei confronti di una sola frequenza di riferimento, solitamente pari a 1.000 Hz. Di conseguenza, per consentire una certa tolleranza nei confronti dei valori resistivi adottati, è consigliabile ridurre il valore di R_c , ed aumentare invece il valore di R_1 , approssimativamente del 20% in ciascun caso.

Il circuito illustrato è stato provato in pratica con i valori riportati nello schema. In condizioni di massimo pilotaggio, ossia di ampiezza massima del segnale di ingresso applicato agli stadi finali di potenza, e quindi con funzionamento a pieno regime di uscita, sono state rilevate intensità di picco della corrente di circa 2,6 A, col carico nominale rappresentato dal simbolo R_L , e di 1,1 A con carico in corto circuito. Nel primo caso, la limitazione di ampiezza dei segnali era dovuta alla limitazione della corrente di uscita, imposta dalle carat-

teristiche dinamiche della tensione di alimentazione.

Il circuito si presta altrettanto bene sia per l'impiego negli amplificatori con alimentazione a polarità singola, sia per l'impiego negli amplificatori con alimentazione a doppia polarità; naturalmente, quando la polarità è semplice o singola, occorre sostituire il valore di V , agli effetti del calcolo di R_c , con un valore pari alla metà della tensione di alimentazione disponibile.

Il circuito descritto non può essere usato nei confronti degli stadi di uscita funzionanti in classe «A», in quanto determinerebbe lo stato di interdizione dei transistori finali durante la maggior parte dei semiperiodi alternati del segnale.

Conviene inoltre precisare che l'uso di questo circuito non è consigliabile nella totalità dei casi, anche quando il funzionamento dello stadio finale avviene in classe «B», soprattutto quando l'altoparlante presenta già un'impedenza della bobina mobile inferiore a quella per la quale l'amplificatore è stato elettronicamente dimensionato; ciò in quanto le prestazioni del sistema di protezione contro i sovraccarichi, che agirebbe naturalmente anche in questo caso, provocherebbe uno sgradevole effetto di distorsione in corrispondenza di alti livelli di volume.

UN GENERATORE DI SEGNALE DI FORMA TRIANGOLARE

I segnali caratterizzati da una forma d'onda tipicamente triangolare, specie se si riesce ad ottenerli con una certa regolarità e simmetria, sono assai utili in numerose circostanze, soprattutto per quanto riguarda la produzione di segnali di riferimento, di segnali di deflessione, di segnali di confronto, e di sincronismo o pilotaggio nel campo delle misure elettroniche.

Ciò premesso, il circuito che proponiamo, illustrato alla figura 2, può essere realizzato mediante l'impiego di tre amplificatori a circuito integrato del tipo MC709, per ottenere segnali aventi appunto una forma d'onda triangolare, la cui ampiezza può essere fatta variare indipendentemente da ciascun lato rispetto alla linea isoelettrica, rego-

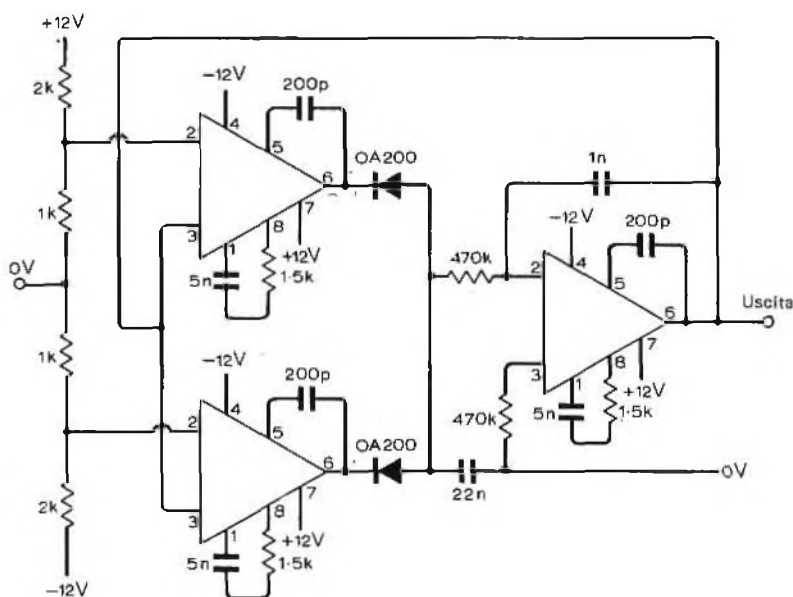


Fig. 2 - Schema elettrico del dispositivo adatto alla produzione di segnali di forma d'onda triangolare, impiegante tre circuiti integrati, tutti dello stesso tipo.

lando l'ampiezza della tensione di ingresso applicata ai primi due amplificatori.

La frequenza delle oscillazioni prodotte dipende dal valore del resistore da 470 k Ω visibile nello schema, e da quello della capacità di 1 nF, facenti capo entrambe al terminale n. 2 della terza unità monolitica, e che costituiscono un circuito di integrazione; essa dipende però anche dall'ampiezza della tensione di uscita.

Impiegando i valori riportati per ciascun componente nello schema illustrato, si ottiene una frequenza di 1 kHz, con un'ampiezza di uscita di 8 V da picco a picco, simmetricamente distribuita da entrambi i lati del valore «0».

E' bene precisare che, se venisse alterato il valore della capacità di 1 nF per ottenere un altro valore di frequenza, sarebbe necessario modificare anche quello della capacità da 22 nF, operando in modo tale che il rapporto tra i due valori capacitivi corrisponda approssimativamente a 20 : 1.

Questo circuito presenta una buona linearità di funzionamento, ed inoltre la stabilità di ampiezza dei segnali prodotti è accettabile entro un'ampia gamma di valori della temperatura.

CIRCUITO PER L'IDENTIFICAZIONE DEI MARCATORI PROVENIENTI DA UN OSCILLATORE A CRISTALLO

Durante le operazioni di allineamento, di messa a punto e di verifica del comportamento di un ricevitore per radiocomunicazioni, i segnali marcatori prodotti da un oscillatore a cristallo funzionante sulla frequenza di 500 kHz non vengono sempre facilmente distinti per compiere un adeguato esame dei segnali ricevuti.

Il circuito illustrato alla **figura 3** facilita notevolmente tale distinzione: esso è evidentemente costituito da un transistor del tipo a giunzione singola, disposto in modo tale da commutare l'alimentazione applicata all'oscillatore a cristallo, facendo sì che essa sia alternativamente presente ed assente.

Questo particolare accorgimento

rende intermittente il segnale marcatore che corrisponde a quella frequenza, il quale appare e scompare sullo schermo dell'oscilloscopio con alternanze di frequenza compresa tra 5 e 10 Hz, perfettamente avvertibile dall'occhio umano, oppure determina una certa modulazione di ampiezza, quando si fa uso di un oscillatore del tipo a battimenti.

Il segnale a dente di sega disponibile in corrispondenza dell'emettitore del transistor a giunzione singola è presente ai capi di un circuito ad alta impedenza; successivamente, il circuito presenta uno stadio ad accoppiamento di emettitore, attraverso il quale viene pilotato lo stadio finale di commutazione.

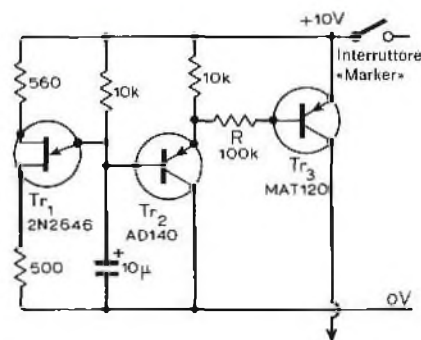
La resistenza R, che presenta nel caso illustrato un valore nominale di 100 k Ω , può implicare una certa messa a punto per ottenere un grado adeguato di «modulazione», per cui è bene che sia del tipo semifisso, con possibilità di aumentarne o diminuirne il valore a seconda delle esigenze. Oltre a ciò, collegando un voltmetro avente una resistenza interna di valore sufficientemente elevato tra il collettore di Tr3 e la massa, è possibile notare variazioni di ampiezza praticamente irrilevanti intorno al valore approssimativo di 1 V al-di' sotto della tensione di alimentazione.

Questo circuito presenta il vantaggio di facilitare notevolmente la identificazione dei segnali «marker» nella gamma compresa tra 18 e 30 MHz, entro la quale le armoniche di ordine elevato delle oscillazioni prodotte dal cristallo sono relativamente deboli.

UNO STABILE CONVERTITORE TENSIONE - FREQUENZA

Quando agli effetti della conversione di un valore di tensione in un valore di frequenza si fa uso di un multivibratore del tipo a funzionamento libero, le resistenze presenti nei circuiti di base dei transistori di commutazione vengono spesso sostituite con due transistori supplementari, che hanno il compito di determinare un'alimentazione a corrente costante.

Occorre però precisare che le variazioni della tensione presente tra l'emettitore e la base di questi transistori, dovute ad effetti termici, ri-



Alimentaz. dell'oscill. a cristallo

Fig. 3 - Schema elettrico del dispositivo di identificazione dei marcatori dei segnali prodotti da un oscillatore a cristallo, funzionante in modo tale da rendere i contrassegni «marker» instabili sullo schermo dell'oscilloscopio, facilitandone l'identificazione rispetto agli altri marcatori di diversa provenienza.

ducono notevolmente la stabilità di frequenza del circuito fondamentale.

Come il Lettore certamente saprà un transistor ad effetto di campo appartenente alla categoria MOS («Metal - Oxide - Semiconductor») può presentare un coefficiente termico positivo o negativo, a seconda delle condizioni di funzionamento nelle quali viene impiegato. Conformemente, in un circuito del tipo ibrido, contenente cioè una combinazione adatta di transistori di tipo convenzionale e del tipo MOS, la stabilità termica può essere notevolmente migliorata, a patto però che i punti di funzionamento lungo le rispettive curve caratteristiche di entrambi i tipi di transistori vengano predisposti nella regione relativa

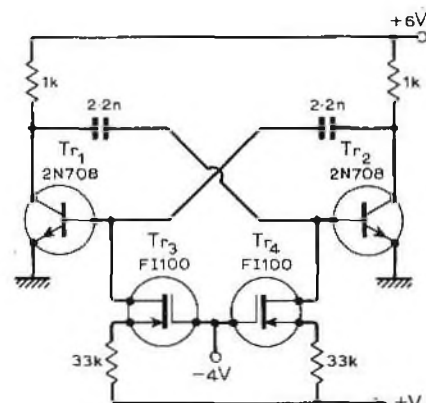


Fig. 4 - Schema elettrico del convertitore tensione-frequenza con funzionamento assai stabile, che può essere realizzato impiegando due transistori del tipo MOS e due transistori del tipo FET.

al coefficiente termico positivo.

A tale riguardo, la **figura 4** illustra appunto lo schema elettrico di un circuito ibrido di questo genere, adatto ad effettuare la conversione tensione-frequenza.

I transistori del tipo MOS, e precisamente Tr3 e Tr4, vengono qui usati come sorgenti a corrente costante, e — nel medesimo tempo — anche come dispositivi per la compensazione delle caratteristiche di funzionamento del circuito, nei confronti delle eventuali variazioni della temperatura.

Le condizioni appropriate di funzionamento di questi transistori possono essere determinate naturalmente in base alle rispettive caratteristiche termiche.

I risultati sperimentali che riguardano la stabilità termica dei circuiti di conversione appartenenti a questa categoria vengono illustrati nella tabellina che segue, per i tre casi seguenti:

- In riferimento al funzionamento del circuito senza l'aggiunta delle sorgenti a corrente costante.
- In riferimento al funzionamento del circuito con transistori di tipo convenzionale, e precisamente del tipo BSX29, usati appunto come sorgenti a corrente costante.
- In riferimento al funzionamento del circuito con l'aggiunta dei transistori della categoria MOS del tipo FI100, funzionanti anch'essi come sorgenti a corrente costante.

Il comportamento di questo di-

Circuito precisato nel testo	Percentuale variazione frequenza	
	a 60°C	a 100°C
a	0,9	2,0
b	2,1	4,5
c	0,2	0,6

spositivo elettronico rispetto alle variazioni di temperatura è stato controllato in fase sperimentale rispetto a diversi valori della tensione di controllo V_x , nella gamma di frequenze comprese tra 5 e 10 kHz. I risultati elencati della tabella sono riferiti ad un valore di V_x corrispondente al centro della suddetta gamma.

Confrontando infine i risultati ottenuti tra loro, appare assai evidente che la stabilità di frequenza del circuito ibrido, contenente cioè transistori dei due tipi, è notevolmente migliore di quella conseguibile con un circuito di tipo convenzionale, rispetto a due valori assai diversi della temperatura.

Oltre a ciò, con una accurata messa a punto dei valori dei componenti che costituiscono il circuito di cui fanno parte gli elementi MOS e ad effetto di campo, soprattutto per quanto riguarda l'intensità delle correnti in gioco riferite ad un valore fisso della tensione

di controllo, è possibile migliorare ulteriormente la stabilità di frequenza del circuito ibrido descritto.

CONTROLLO DI TONO AD ALTO LIVELLO E A BASSA DISTORSIONE

Dal momento che i circuiti adatti al controllo del tono, soprattutto per quanto riguarda l'attenuazione e l'esaltazione separatamente delle frequenze alte e di quelle basse negli amplificatori di Bassa Frequenza, specie se appartenenti alla categoria dell'alta fedeltà, sono stati realizzati in numerose versioni, la maggior parte di essi è certamente nota a tutti coloro che si occupano appunto di amplificazione e riproduzione dei suoni.

Indipendentemente però da quanto è già stato più volte detto in proposito, il circuito che qui illustriamo alla **figura 5** è stato escogitato per ottenere un guadagno di tensione di circa 20 dB intorno al valore medio di ampiezza del segnale di un controllo di tono, con lo scopo di impiegare un segnale di uscita avente l'ampiezza nominale di 1 V, per pilotare un amplificatore di potenza a bassa potenza, tramite una sorgente in grado di erogare invece un segnale di soli 100 mV.

Il valore massimo assoluto della tensione di uscita presente ai capi di un carico del valore di 1.000 Ω è di 15 V di picco, ed il controllo di tono presenta solitamente un'impedenza di circa 10 k Ω in posizione corrispondente al responso lineare; ne deriva che il massimo effetto addizionale di carico è limitato a circa 1.000 Ω per una tensione di 3 V efficaci in corrispondenza dell'effetto di limitazione.

Il circuito è praticamente equi-

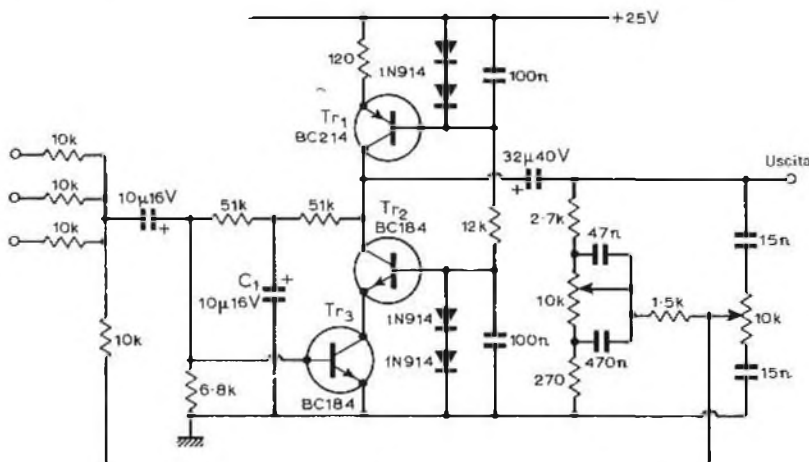


Fig. 5 - Circuito del controllo di tono a bassa distorsione, in grado di sviluppare un guadagno di circa 20 dB al di sopra del livello del segnale corrispondente ad un funzionamento lineare.

valente ad uno stadio ad un transistor, ma la distorsione risulta invece notevolmente ridotta, facendo funzionare il transistor Tr2 con base a massa, e Tr3 in condizioni di tensione di collettore pressoché costante; ciò provoca un'apprezzabile riduzione della distorsione imputabile alla presenza della seconda armonica.

Il transistor Tr1 si comporta alla stessa stregua di una sorgente a corrente costante, per consentire il passaggio della massima intensità di corrente attraverso il carico durante i semiperiodi positivi del segnale, la quale corrente ammonta approssimativamente a 5 mA.

Dal momento che l'impedenza di ingresso è di valore basso, il circuito si presta anche all'impiego come miscelatore virtuale di massa, con un'impedenza di ingresso nominale del valore di 10 k Ω .

Nei confronti di questo circuito particolare, è di un certo interesse il fatto che la presenza della capacità C1 può provocare fenomeni di lieve instabilità nei confronti dei segnali a frequenza molto bassa, per cui il relativo valore può implicare una messa a punto più o meno laboriosa, per far sì che la tensione di collettore dello stadio Tr2 aumenti in modo criticamente smorzato, specialmente se la linea di alimentazione è caratterizzata per qualsiasi motivo plausibile da una impedenza elevata.

Se si elimina la capacità C1, e se si abbinano in un unico componente i resistori del valore rispettivo di 51.000 Ω e di 100.000 Ω , si provoca una riduzione del guadagno a circa 14 dB, e si riduce anche la gamma dinamica del controllo.

Il fenomeno di «overshoot» ad Alta Frequenza può essere soppresso sia aggiungendo una capacità del valore di 1 nF in parallelo al resistore da 6,8 k Ω , sia collegando tra il collettore di Tr2 e la massa un resistore del valore di 820 Ω , in serie ad una capacità del valore di 2,2 nF. Durante le operazioni di controllo delle caratteristiche di funzionamento del circuito, può anche verificarsi l'opportunità di adottare entrambi gli accorgimenti citati per la riduzione dell'effetto di «overshoot». Tale eventualità dipende però anche in certo qual modo dal

risponso alla frequenza che caratterizza lo stadio precedente.

UN OSCILLATORE A PONTE DI WIEN INVERTITO

Il circuito a ponte di Wien ha raggiunto già da molto tempo una enorme notorietà, soprattutto in quanto viene impiegato agli effetti della produzione di segnali a corrente alternata di forma d'onda sinusoidale assai regolare, specie per la realizzazione di generatori di segnali a frequenza acustica, notoriamente utili per la messa a punto di amplificatori funzionanti a Bassa Frequenza.

Ebbene, per chi ha una certa pratica in questo tipo di circuito, è interessante rilevare che, se i bracci reattivi di un circuito a ponte di Wien vengono per così dire capovolti, ossia se il segnale di uscita viene prelevato ai capi del braccio in serie, il passaggio del segnale è minimo in corrispondenza della frequenza relativa ad uno sfasamento pari a «0».

Se un circuito invertito di questo genere, come nel caso illustrato alla figura 6 a titolo di esempio, viene usato come partitore di tensione sensibile alla frequenza (e quindi a discriminazione) in un circuito di reazione negativa, si produce un fenomeno in base al quale il guadagno risulta massimo in corrispondenza della frequenza di sintonia.

La reazione positiva a larga banda, tramite una rete resistiva, può perciò essere usata per ottenere la produzione di oscillazioni. Questo tipo di circuito si presta per la realizzazione di oscillatori con stabilizzazione a lampada a filamento di tipo piuttosto semplice, come è appunto quello illustrato.

Per chi avesse necessità di sperimentare questo circuito particolare, precisiamo che la distorsione misurata è risultata pari approssimativamente allo 0,3%, con una frequenza delle oscillazioni di 1.000 Hz.

CONCLUSIONE

I sei circuiti descritti, che senza pretese di novità assoluta possono risultare, come abbiamo premesso, di notevole interesse in una vasta gamma di applicazioni, possono es-

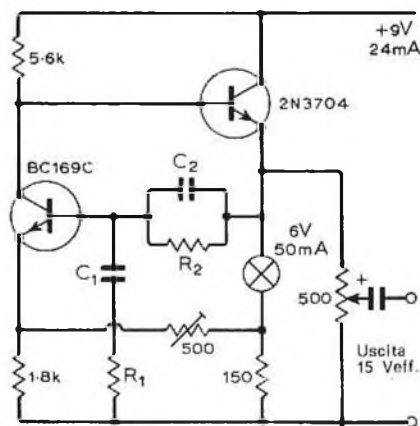


Fig. 6 - Circuito elettrico dell'oscillatore a ponte di Wien invertito, caratterizzato da una distorsione inferiore allo 0,3% con una frequenza pari a 1.000 Hz. Questo circuito può essere impiegato come partitore di tensione.

sere realizzati anche impiegando transistori di tipo diverso da quelli citati, purché di analoghe prestazioni, nell'eventualità che quelli originali non siano reperibili. Si rammenti però in ogni caso che — come è assai difficile che due transistori dello stesso tipo, vale a dire contraddistinti dalla stessa sigla e prodotti dalla stessa Fabbrica, siano assolutamente identici tra loro — così è del pari difficile che — anche in caso di equivalenza rilevata nelle apposite tabelle — i circuiti descritti possano funzionare con altri tipi di transistori, senza alcuna modifica per gli altri componenti.

Ciò è importante in particolare per quanto riguarda le resistenze di carico di collettore e quelle che determinano il valore della polarizzazione di base, e quindi tutti i valori resistivi che intervengono per stabilire il punto di funzionamento degli stadi lungo la rispettiva curva.

Le frequenze di funzionamento possono essere modificate a piacere a patto che si tenga conto delle relative esigenze, con particolare riferimento alle costanti di tempo distribuite, per cui le prestazioni di tutti i circuiti descritti possono essere adattate alle esigenze del realizzatore, qualunque esse siano.

Non sono queste le sole idee che intendiamo divulgare sotto questo punto di vista, nel senso che avremo ben presto occasione di descrivere altre interessanti innovazioni, che potranno facilitare il compito di risolvere alcuni problemi.

RICEVITORE AUDIO TV A TRE TRANSISTORI

a cura di B. STUCCHI

Presentiamo in questo articolo un semplice ricevitore audio TV. Il circuito è formato da tre transistori e pochi altri componenti. La sua realizzazione è estremamente semplice, tanto da essere alla portata anche dei meno esperti, a patto che seguano scrupolosamente le indicazioni riportate nel testo.

La nascita di nuovi tipi di transistori NPN, relativamente poco costosi, aventi una frequenza di taglio di qualche centinaia di MHz, ha permesso di raggiungere con successo il segnale audio della televisione dei canali compresi fra 175,25 - 180,75 MHz e 203,25 - 208,75 MHz.

Questi transistori, rivelatisi ottimi per il funzionamento su queste gamme di frequenza, hanno facilitato la realizzazione del ricevitore

a superreazione di grande sensibilità descritto in questo articolo.

SCHEMA DI PRINCIPIO

La figura 1 mostra lo schema di principio del ricevitore, lo stadio a superreazione è equipaggiato di un transistor NPN tipo BF 167.

Nel circuito di emettitore di questo transistor è stata inserita una induttanza di (choc); il circuito di collettore è formato da un cir-

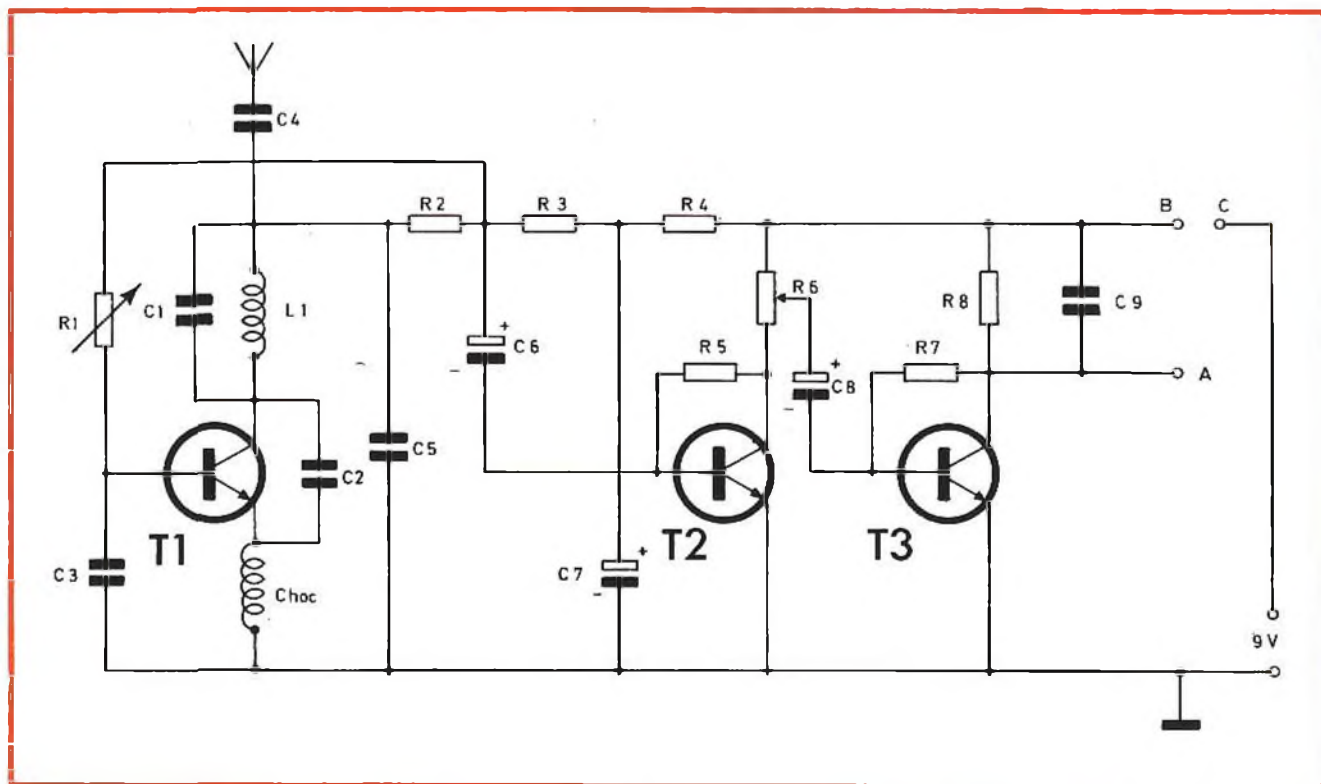


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore audio TV. Il circuito è composto da 3 transistori NPN e pochi altri componenti.

cuito oscillante d'accordo composto dalla bobina L1 e dal condensatore C1.

Il circuito di collettore comprende anche un resistore di carico BF da 2,7 k Ω ed una cellula di bloccaggio AF, costituita da un resistore da 470 Ω e da un condensatore da 22 nF.

L'accoppiamento necessario al mantenimento delle oscillazioni è assicurato dal condensatore C2 disposto tra l'emettitore e il collettore di T1. La base di quest'ultimo è convenientemente polarizzata da R1, mentre il condensatore C3 determina la frequenza di disaccoppiamento delle oscillazioni che caratterizzano il funzionamento a «superreazione».

L'antenna è collegata per mezzo di C1 alla base del circuito d'accordo.

Il funzionamento di questo stadio è molto semplice.

A riposo la polarizzazione di base del transistor è regolata in maniera da risultare bassa, in modo che la forma stessa della caratteristica d'ingresso (parte curva) del transistor, permetta la rivelazione.

La ricezione di un segnale da origine a delle oscillazioni che sono raddrizzate dal diodo che costituisce la giunzione emettitore-base.

La corrente raddrizzata carica il condensatore da 4,7 nF; questo carico è tale che fa diminuire la polarizzazione di base e nel medesimo tempo il guadagno. Quest'ultimo, divenendo troppo debole, fa cessare le oscillazioni e, nel medesimo istante, il condensatore si scarica per mezzo di R1.

Il potenziale di base risale e, quando si ottiene un valore conveniente, le oscillazioni riprendono, e così di seguito.

Il disaccoppiamento delle oscillazioni si fa evidentemente ad una frequenza non udibile superiore a 20 kHz. Il fenomeno di superreazione risulta quindi ben realizzato.

L'alimentazione dello stadio rivelatore si effettua attraverso la cellula di disaccoppiamento R4-C7.

Questo rivelatore a superreazione è seguito da un amplificatore BF a 2 stadi. Il primo di questi 2 stadi è equipaggiato di un transistor NPN BC109A ad alto guadagno.

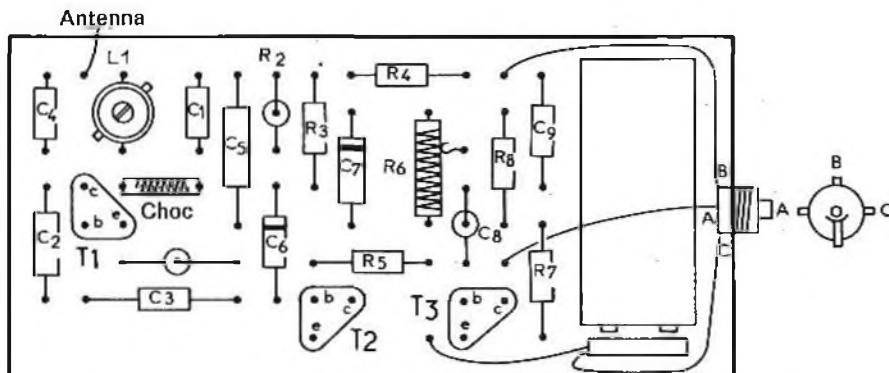


Fig. 2 - Disposizione dei componenti montati dal lato isolante della piastrina.

Il segnale BF raccolto dal resistore di carico di T1 è applicato, attraverso il condensatore C6, alla base del transistor T2.

Quest'ultimo è polarizzato grazie al resistore R5 che è collocato tra la base e il collettore.

Un potenziometro miniatura inserito nel collettore di T2 regola il livello d'ascolto.

Il secondo stadio BF è identico al primo; il condensatore da 10 nF, in parallelo al resistore di carico R8, elimina i soffi residui.

L'auricolare utilizzato è di tipo a bassa impedenza. Si può comunque, se le condizioni di ricezione sono favorevoli, sostituire R8 con un piccolo altoparlante da 25 Ω .

REALIZZAZIONE PRATICA

L'impiego di una piastra forata per circuiti stampati facilita la realizzazione. Lo spazio di 5 mm tra un foro e l'altro permette la miniaturizzazione come un normale circuito stampato.

Il montaggio dei diversi componenti viene effettuato dal lato iso-

lante; per quanto concerne i collegamenti si tratta semplicemente di unire dal lato opposto della basetta, con l'aiuto di cavetto per connessioni, i differenti punti che devono essere collegati.

In figura 2 è mostrato un esempio di cablaggio dei componenti montati sulla piastra.

La figura 3 mostra invece le connessioni da effettuare dal lato opposto che, come abbiamo già accennato, possono essere effettuate con del cavetto isolato.

La bobina L1 è realizzata su di un supporto di 8 mm diametro e comporta 4,5 spire di filo di rame stagnato da 10/10 ripartiti su di una lunghezza di 15 mm. L'accordo si effettua con l'aiuto di un nucleo che va inserito all'interno del supporto.

Per quanto riguarda l'induttanza (choc) è doveroso precisare che è formata da 40 spire di filo smaltato da 0,2 mm avvolti sul corpo di un resistore da 1 M Ω - 1/2 W.

Dopo aver inserito nell'apposita presa l'auricolare di circa 3 $\div$ 5 k Ω di impedenza, il ricevitore viene messo sotto tensione.

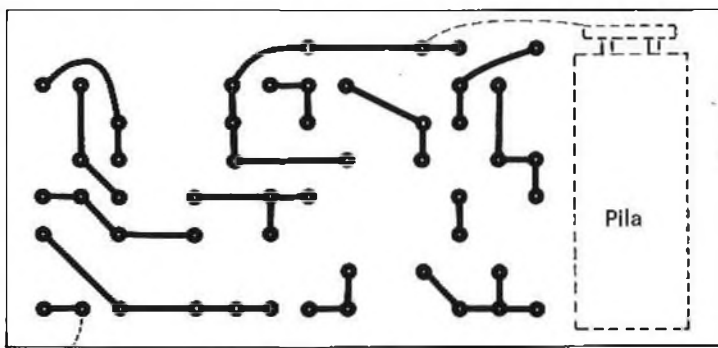


Fig. 3 - Traccia del circuito stampato visto dal lato rame. Se si usa una piastra forata le connessioni possono essere effettuate con del cavetto.

TUBI ELETTRONICI

COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

La figura 4 indica la disposizione dei terminali dei transistori BF167 e BC109A.

MESSA A PUNTO

Collegare l'antenna che può essere costituita da uno spezzone di filo di circa 30-40 cm.

Dopo la messa in funzione, si deve ottenere, regolando il resistore R1, un rumore caratteristico «di caduta d'acqua» o «soffio». Inserire il nucleo di L1 per ottenere l'accordo esatto.

Si ritoccherà, in seguito, R1 regolandolo fino al limite della sintonia in modo da avere la massima sensibilità.

Se si manifesteranno degli inconvenienti bisognerà modificare il valore del condensatore C2.

E' preferibile, a titolo di prova, impiegare per C1 invece che per C2 un condensatore variabile da 0 a 30 pF.

In seguito si dovrà determinare il valore della capacità fissa in funzione delle indicazioni fornite dal condensatore variabile.

Questo rivelatore a superreazione può essere utilizzato anche per

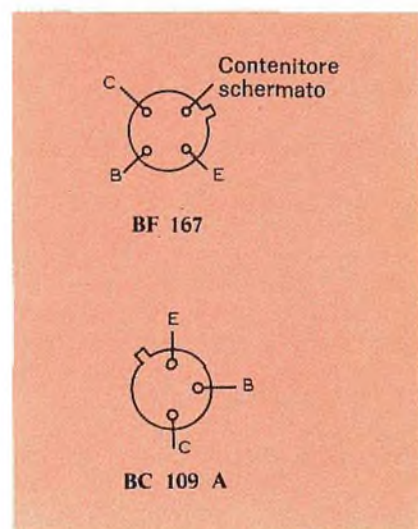


Fig. 4 - Disposizione dei terminali dei transistori usati.

la ricezione delle trasmissioni in FM, bisognerà però modificare la bobina L1 e le capacità C1 e C2.

In questo caso la bobina sarà formata da 6 spire avvolte sul medesimo supporto usato per la gamma precedente mentre i condensatori C1 e C2 diverranno rispettivamente di 15 e 25 pF circa.

ELENCO DEI MATERIALI

- R1 : resistore variabile da 470 k Ω
- R2 : resistore da 470 Ω
- R3 : resistore da 2,7 k Ω
- R4 : resistore da 1,5 k Ω
- R5 : resistore da 220 k Ω
- R6 : potenziometro miniatura da 5 k Ω
- R7 : resistore da 330 k Ω
- R8 : resistore da 10 k Ω
- C1 : condensatore ceramico da 15 pF (per FM)
- C1 : condensatore ceramico da 4,7 pF (per audio TV)
- C2 : condensatore ceramico da 25 pF (per FM)
- C2 : condensatore ceramico da 10 pF (per audio TV)
- C3 : condensatore ceramico da 4,7 nF
- C4 : condensatore ceramico da 33 pF
- C5 : condensatore ceramico da 22 nF
- C6 : condensatore elettrolitico da 10 μ F - 12 V
- C7 : condensatore elettrolitico da 50 μ F - 12 V
- C8 : condensatore elettrolitico da 10 μ F - 12 V
- C9 : condensatore ceramico da 10 nF
- T1 : transistor NPN al silicio BF167
- T2 : transistor NPN al silicio BC109 A
- T3 : transistor NPN al silicio BC109 A

invertitore c.c./c.a. per alimentazione da batterie

di Mike JEY

radioamatori

Siamo alle porte di avvenimenti importanti. I radioamatori stanno per ottenere la possibilità di trasmettere da qualsiasi punto della Penisola, senza la preventiva autorizzazione dal Ministero PT, come si è fatto richiedendo la cosiddetta licenza di bar-ra P.

Può darsi che quando questo articolo «andrà in macchina», cioè in stampa sia già arrivata la delibera ufficiale.

La cosa è importante, in quanto tra l'altro, le disposizioni in via di approvazione prevedono che sia possibile trasportare gli apparati a bordo della propria automobile, anche se sembra, che non sarà consentito l'uso delle stazioni quando l'auto è in movimento. Particolare questo che ci pare sensato, date le difficoltà che già si incontrano a guidare un mezzo mobile nel caos della attuale circolazione.

In pratica queste novità equivalgono all'impiego delle stazioni mobili, da sempre in vigore in tutti gli altri paesi ad eccezione della Spagna, del Portogallo e di qualche paese africano di nuova formazione con governo dittatoriale.

Notevoli orizzonti si aprono quindi al radioamatore specie per l'impiego di stazioni portatili da dislocare specie per il traffico in onda ultracorta in posizione sopraelevata durante le gite infrasettimanali ed i week-end.

Diviene così possibile sfruttare in pieno ciò che di meglio può dare la propagazione.

Nel Contest Romagna (del 6 gennaio u.s.) sui 144 MHz, da Milano

si è ricevuta abbastanza bene una stazione dalle alture tra Verona e Monfalcone ed una da Sesto Fiorentino. Con la massima facilità si è collegata poi una stazione a Piane di Mocogno, a 180 km da Milano, dislocata a ben 1300 m di altezza. Diviene quindi accessibile il fattore «altezza dal livello del mare» per tutti i radioamatori.

Sorge però il problema di utilizzare degnamente ed in modo pratico ed economico le apparecchiature finora impiegate con alimentazione da rete a 220 V c.a.

Coloro che puntano sull'utilizzazione dei transistori potranno accontentarsi di una batteria a 12 V magari del tipo stagno da 3/h come quella da noi a suo tempo descritta. Ma chi vuole uscire con un poco più di potenza utilizzando l'apparato a tubi termoionici con la QQE 03/12 e circa 10 W di uscita deve orientarsi diversamente.

Un semplice convertitore statico da 12 o 24 V a 220 V 50 Hz sia pur in onda quadra, può risolvere tutti i problemi oltre tutto con un notevole rendimento di trasformazione.

Così agendo non si modifica nulla, tutto rimane disponibile anche per l'alimentazione dalla rete a c.a. e ci si può cimentare subito in portatile verificando così tra l'altro, cosa di una certa importanza, il rendimento di una stessa apparecchiatura in diverse condizioni di lavoro specie come dislocazione di antenna.

Descriviamo qui brevemente, quindi, un convertitore largamente conosciuto della Ditta LEA ed a di-

sposizione in ogni Sede della G.B.C. certi di fare cosa gradita a tutti gli o.m.

CARATTERISTICHE DELL'APPARATO CT 10

La Ditta LEA produce un modello di invertitore da 100 VA di potenza utile per una tensione di alimentazione di 12 o 24 V e 220 V 50 Hz di tensione di uscita a forma d'onda rettangolare.

Sono disponibili due diverse versioni: la versione N che è solo protetta contro le inversioni di polarità mentre la versione P è specialmente prevista per servizi continui e per ottenere una frequenza stabilizzata. La invariabilità della frequenza (che normalmente si altera con le oscillazioni della tensione di alimentazione in c.c.) è indispensabile in tutti i casi ove il funzionamento dell'apparato da alimentare è strettamente legato alla frequenza di lavoro come nel caso di funzionamento di registratori o giradischi.

Ecco le caratteristiche degli apparati dichiarate dalla Casa costruttrice LEA (Laboratori di Elettronica Applicata).

LO SCHEMA ELETTRICO E LA REALIZZAZIONE

In fig. 1 abbiamo fornito la foto della parte frontale dell'apparato che, come si può notare, è di comandi semplicissimi. In fig. 3 diamo invece lo schema elettrico che ora discuteremo nei particolari.

Come si può notare lo schema è molto semplice e diremo, quasi convenzionale.

Il segreto di questa realizzazione sta nella scelta dei componenti e cioè nei transistori bilanciati come caratteristiche e di buona dissipazione, nelle resistenze a filo di ottime caratteristiche, e soprattutto nel trasformatore ben studiato e dimensionato per i 100 W di massima erogazione.

Ovviamente la reazione sulla base di ogni transistor ha essa pure la sua importanza e così pure il dimensionamento dell'avvolgimento.

Cominciamo ad osservare che il trasformatore T1 è pilotato in controfase ed alimenta carichi, come

Si tratta di transistori di costo modesto (circa 800 lire la coppia) in vendita in ogni sede della G.B.C. con una certa scelta a seconda del β di amplificazione che è piuttosto elevato.

Nel nostro caso sono stati scelti sia per questo β elevato, sia per la ridotta caduta tra emitter e collettore e conseguentemente bassa dissipazione quando sono in piena conduzione. Sotto questo profilo questi transistori al germanio si prestano particolarmente.

Il notevole rendimento del complesso (dichiarato nelle caratteristiche come dell'ordine del 70%) sta proprio in questa bassa caduta in fase di conduzione e nel buon di-

in serie al relè RY viene inserito solo nell'esecuzione a 24 V dato che il relè RL viene comunemente scelto del tipo per 12 V di lavoro.

Il raddrizzatore Y 100 in serie al circuito del relè RL garantisce da inversioni di polarità. Se questa infatti venisse invertita per errore di connessione, il relè non potrebbe attirare.

E' per questo motivo che la Ditta LEA afferma che l'apparato è autoprotetto contro le inversioni di polarità.

Va notato, inoltre, che in questo modo l'alimentazione resta sganciata da difetti degli interruttori di tipo convenzionale che tendono a logorarsi sensibilmente con l'uso, mentre una «pastiglia» di relè ben dimensionata, ed azionata magneticamente, opera sempre nello stesso modo e con migliori garanzie di funzionamento. Oltre tutto ne risulta pure una disposizione costruttiva molto più semplice.

Una cosa è montare un minuscolo interruttore ed un'altra è operare con un comando di interruzione da 10 A da fissare a pannello.

Un altro minuscolo interruttore a pannello (comprensibile perché si opera al secondario con alta tensione di 220 V e debole amperaggio) permette di dare un sovrappiù di tensione di 10 V in posizione di «MAX» rispetto a quella nominale di «MIN».

La spiegazione di ciò va ricercata nel fatto che si opera con onda quadrata e non con onda sinusoidale come nel normale collegamento di relè; ciò, se permette in genere un'ottima alimentazione di filamento, riduce invece un poco la resa delle anodiche. In alcuni casi quindi conviene disporre di un 10% in più di tensione di uscita. E questo viene ottenuto a piacere con una semplicissima commutazione sulle spire del secondario.

Si tenga presente inoltre che dopo un certo funzionamento la tensione della batteria che nel frattempo si è parzialmente scaricata si riduce di circa 0,5 V nel caso degli accumulatori al piombo.

Anche per questo motivo un 10% in più di tensione di uscita può essere comodo per compensare



Fig. 1 - Vista frontale dell'invertitore statico della LEA descritto in questo articolo.

vedremo più avanti, prevalentemente simmetrici. Per conseguenza non richiede un particolare traferro e ne riduce ovviamente l'ingombro.

Gli avvolgimenti sono stati realizzati a parte ed in modo da dare luogo ad una eccitazione di buona simmetria. Si è connesso un resistore di squilibrio iniziale di polarizzazione da 150 Ω 5 W per garantire sempre un pronto innesco delle oscillazioni (vedi schema elettrico di fig. 3). In serie ad ognuno di questi avvolgimenti è stato disposto un resistore da 2 Ω 5 W per il pilotaggio delle basi di quegli ottimi transistori di bassa frequenza che sono gli AD 142 della ATES già da noi utilizzati per la realizzazione di un modulatore.

dimensionamento del trasformatore T1.

Il gioco dei condensatori elettrolitici da 8 μ F 500 V determina la frequenza di lavoro che si aggira sui 50 Hz. Non ci resta molto da dire. Un fusibile, inserito sul conduttore della polarità negativa, protegge dai sovraccarichi e dalle inversioni di polarità, nel caso andasse in cortocircuito il raddrizzatore Y 100.

L'inserzione dell'apparato è comandata da un piccolo interruttore disposto sul fronte dell'alimentatore contrassegnato dalle diciture «ON» e «OFF». Esso comanda l'inserzione nel relè RL che con il suo unico contatto rl a sua volta chiude il circuito di alimentazione da batteria. Il resistore da 150 Ω 2 W

questa caduta di erogazione a 12 o 24 V.

Frontalmente sono disposti oltre a questi due comandi, i morsetti di alimentazione convenientemente dimensionati dato che si ha a che fare con circa 12 A di massima corrente come riportato nei dati base di funzionamento. Di lato si è pure sistemata la presa di alimentazione a 220 V con il terzo elettrodo a massa secondo le recenti disposizioni della E.N.P.I.

Diciamo qualche parola sulla disposizione di montaggio visibile in fig. 4. Le connessioni come risulta dallo schema elettrico di fig. 3, sono semplicissime e non fanno sorgere alcun problema tranne quello di un buon dimensionamento dei conduttori, che infatti sono tutti indistintamente corti e di buona sezione.

I transistori di potenza, gli AD 142 della ATES, sono sistemati sul retro dell'invertitore come si può notare in fig. 2. In questo modo la parete di retro ed in generale tutto lo chassis metallico partecipa alla dissipazione di quei 30-40 W che il rendimento dichiarato del 70% circa rende indispensabili.

In questo rendimento che è da intendersi complessivo è compreso anche quello del trasformatore da 12 + 12 a 220 V che è stato particolarmente curato dalla LEA e come qualità di ferro e come sezioni di avvolgimento.

Per di più il trasformatore è stato solidamente ancorato allo chassis metallico, come si può notare in fig. 4, questa disposizione di montaggio contribuisce efficacemente alla dissipazione complessiva.

Il relè prescelto per il comando di alimentazione è del tipo a notevole dimensionamento come resistenza di contatto. Questo è realizzato in materiale speciale e ben studiato.

Il peso stesso dichiarato di circa 4,5 kg. dice del buon dimensionamento del complesso.

ISTRUZIONI PER L'IMPIEGO DEGLI INVERTITORI

Riportiamo qui di seguito quanto viene raccomandato dalla Ditta LEA nei fogli di accompagnamento del materiale facendo poi segui-

re un nostro commento per maggiore comprensione di quanto giustamente consigliato.

1) Alimentazione

L'invertitore per un corretto funzionamento deve essere alimentato da una sorgente di tensione continua con resistenza interna molto bassa (poche decine di milliohm). Normalmente vengono usate batterie di accumulatori.

Evitare in linea di massima l'impiego di alimentatori, carica batterie o altro; in caso di dubbio la Ditta LEA fornirà tutte le spiegazioni necessarie.

2) Collegamenti alla batteria

La batteria deve essere collegata

chi induttivi o capacitivi ($\cos \varphi$ minore di uno) la potenza erogabile è molto minore; consultare la Ditta.

Occorre fare attenzione a carichi dissimmetrici (ad esempio apparati con rettificatori a semionda) o a carichi con assorbimento discontinuo nella durata del ciclo (come ad esempio rettificatori con carico capacitivo che assorbono potenza solo sul picco della tensione sinusoidale di uscita).

5) Carichi con spunti iniziali

Occorre fare attenzione a carichi con forti spunti al momento dell'accensione come ad esempio: lampade ad incandescenza, motori, frigoriferi, ecc.

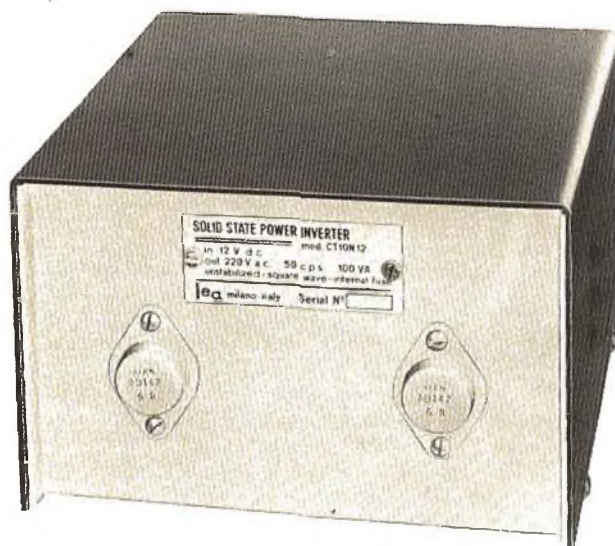


Fig. 2 - Foto del retro dell'apparato, sono visibili i due transistori montati all'esterno.

all'invertitore in maniera sicura, con collegamenti effettuati con filo di sezione adeguata ed il più possibile brevi (cavi di 10-20 mmq con lunghezza di qualche metro).

3) Avviamento dell'invertitore

Attenzione: effettuare il collegamento con invertitore **speinto**. Per lo avviamento usare l'interruttore sull'invertitore, se c'è, o gli appositi morsetti per il comando del relè interno.

Non avviare e spegnere l'invertitore sulla linea alle batterie.

4) Potenza massima erogabile

Non superare, se non per brevi periodi, la potenza massima.

Notare che tale potenza è espressa in Volt-Ampere; in caso di cari-

In questo caso l'invertitore deve essere in grado di erogare la potenza di spunto; in certe applicazioni questo inconveniente può essere superato con l'uso di termistori o relè di avviamento.

6) Misura della tensione di uscita

Negli invertitori con uscita ad onda quadra, non si può misurare la tensione di uscita con strumenti a bobina mobile (normali tester), ma solo con voltmetri elettromagnetici.

Iniziamo il nostro commento dal punto 1) su citato.

Si raccomanda tassativamente lo impiego di accumulatori con resistenza interna quindi molto bassa dell'ordine dei millesimi di ohm.

Ed è chiaro perché; diversamen-

vorevole del ciclo si ha una restituzione di energia magnetica che può creare pericolosi transitori.

Un altro impedimento viene dai carichi asimmetrici. Facciamo un esempio ancora. Se si desidera alimentare un televisore nella maggioranza dei casi ciò risulterà impossibile perché l'alimentazione AT è generalmente ricavata mediante un raddrizzatore che sfrutta una sola semionda. E' chiaro che in queste condizioni il nostro apparato non può dare il meglio di se stesso! Lo stesso ragionamento vale per carichi discontinui, come dicono le istruzioni, che agiscono solo sul picco delle semionde con carica di elementi capacitivi. Il perché è intuitivo.

Passiamo al punto 5) delle istruzioni. Si deve tener presente lo spunto iniziale per il quale ovviamente deve venire dimensionato il convertitore. L'esempio classico può venire fornito da una lampadina da 100 W. E' un carico perfettamente resistivo, quindi nessuna paura di transitori, però, dato che è costituita con un filamento a incandescenza, inizialmente avrà una resistenza a freddo molto più bassa di quella a regime e quindi tale da richiedere uno spunto di corrente che il nostro generatore non può fornire. Basterebbe disporre di due lampadine da 50 W, collegarle inizialmente in serie e poi in parallelo. Oppure utilizzare come carichi degli elementi non lineari ma con andamento inverso cioè dei varistori, vale a dire resistenze che si riducono decisamente in valore con l'inserzione ed il riscaldamento.

Lo stesso inconveniente dello spunto iniziale lo presentano i frigoriferi che, se consumano 100 W richiedono una potenza di spunto di un valore fino a 10 volte superiore.

Occorre poi considerare la categoria di utilizzatori di motorini (giradischi, frullatori, spremiagrumi, trapani ecc.). I giradischi, possono funzionare con il modello CT 10 come già visto, anche perché se pure di carico induttivo sono di scarsa potenza e si ha la conservazione della frequenza di 50 Hz.

I motorini a repulsione, che sono la maggioranza nel campo elet-

trodomestico (motorini a spazzole), si comportano abbastanza bene. Al massimo iniziano con una velocità inferiore e poi si portano rapidamente a regime. Ciò vale in modo particolare per i piccoli trapani di uso domestico che danno buona potenza al lato pratico sull'impiego. Questi motorini danno infatti una sensibile coppia anche a basso numero di giri e quindi traslano subito un carico con buon $\cos \phi$.

Non così si comporta ovviamente il motore a campo rotante.

Non parliamo poi degli stabilizzatori di tensione a ferro saturo. Entrambe queste utilizzazioni richiedono l'andamento tipicamente sinusoidale.

quella che si può realizzare con un oscilloscopio. Diciamo pure che in tutti i casi in cui si inserisca in un impianto professionale un invertitore ad onda quadra, generalmente come elemento di riserva, è bene fare un controllo oscilloscopico preventivo per la forma d'onda cui dà luogo il carico previsto. Questo controllo può garantire il corretto funzionamento e dei margini di sicurezza.

APPLICAZIONI PRATICHE

Dopo tutti questi no, se e ma che la Ditta LEA doverosamente e con serietà ha avanzato sull'impiego dei suoi generatori ad onda quadra, vediamo ora le applicazioni tipiche

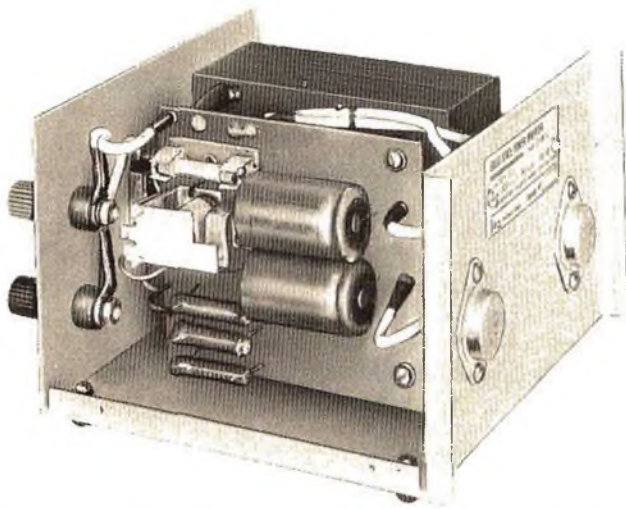


Fig. 4 - Foto illustrante l'aspetto interno dell'apparato e la razionale disposizione dei componenti.

L'ultimo punto delle istruzioni si riferisce alla misura della tensione di uscita. Non ha senso a volte impiegare il normale tester. Una cosa infatti è la misura del valore efficace di un'onda sinusoidale, ed un'altra è quella nel caso di onda quadra o quasi tale (si ha infatti sempre un piccolo transitorio iniziale sul fronte d'onda di salita che da altra parte non intralcia affatto il funzionamento).

Sia la linearità di lettura delle scale in alternata che la taratura relativa restano alternate per la maggioranza dei tester di uso comune.

Gli unici strumenti che vanno sempre bene sono i cosiddetti elettromagnetici, detti anche «a ferro mobile».

La misura migliore è comunque

che abbiamo potuto sperimentare personalmente e che ci permettiamo di consigliare.

Tutti i normali alimentatori per tubi termoionici anzitutto vanno benissimo, danno ottimi risultati e non si manifestano in pratica in uscita di utilizzazione né ronzi residui fastidiosi o spuri, né alterazioni nelle potenze erogate siano esse di bassa o di alta frequenza.

Il trasformatore di alimentazione infatti convenientemente caricato dai filamenti e dalle tensioni anodiche si comporta in pratica come un carico quasi resistivo alto quindi a funzionare con corrente praticamente in fase con la tensione.

Unica condizione da richiedere è che il carico sia simmetrico, cioè che si operi o con doppio rettifica-

tore (generalmente ormai a doppio diodo al silicio in luogo della vecchia raddrizzatrice bipiacca) o con ponte a diodi (è il più usato ormai) che permettono tra l'altro un miglior rendimento di livellamento dato il raddoppio della frequenza relativa.

Ne viene di conseguenza che tutti i ricevitori radio, ivi compresi quelli per radioamatore, in particolare i ricetrasmittitori per radioamatore, possono venire benissimo alimentati.

Il carico asimmetrico anodico può venire tollerato solo quando è una piccola parte del carico totale.

Vedi il caso di un voltmetro a valvola che di anodica consuma solo qualche milliampère contro i watt del filamento del tubo impiegato.

Noi dal canto nostro abbiamo provveduto a fare una prova limite e con buoni risultati. Il nostro ricetrasmittitore FT 250 della Sommerkamp assorbe 0,5 A a 220 V dalla rete, cioè circa 100 W e 1,8 A circa di punta sotto modulazione.

Dopo avere accertato questi carichi con un Amperometro di buona qualità (un Multizet della Siemens) abbiamo provato ad inserire per circa un'ora l'apparato alimentandolo con una batteria da circa 110 Ah.

Va da sè che avevamo seguito i

consigli e realizzato i due collegamenti al positivo e negativo della batteria con conduttori di buona sezione e circa 80 + 80 cm di lunghezza totale.

Abbiamo ovviamente dovuto spostare sul «Max» il commutatore di uscita dato il forte carico.

In queste condizioni abbiamo operato sia in ricezione che in trasmissione in condizioni di quasi normalità.

Vale a dire che ovviamente durante i picchi di modulazione in SSB vedremo leggermente oscillare l'illuminazione della scala e dello strumento indicatore di campo; segno questo che era presente una certa resistenza interna lievemente superiore al normale nel circuito di alimentazione a c.a.

Tutto qui. In queste condizioni ho realizzato un ottimo collegamento in banda 144 MHz (propagazione corta con la stazione svizzera HB9AD e la 2GJR di Milano che non hanno notato nessuna alterazione o ronzio spurio nella mia modulazione).

Le conclusioni possono essere le seguenti: data la generosa capacità in elettrolitici disseminata nel circuito di alimentazione dell'FT 250 (l'alimentatore è stato autocostruito ed è di prossima pubblicazione) e, dato il ritmo nettamente impulsivo

vo della modulazione in SSB, il nostro convertitore reggeva bene i 100 W di consumo normale e delle punte di 150 W mentre al resto dell'alimentazione di punta pensavano evidentemente gli elettrolitici dell'FT 250.

Un risultato decisamente molto interessante, specie se si pensa al fatto che tra poco il Ministero PT come abbiamo detto dovrebbe autorizzare le trasmissioni di radioamatore da qualsiasi parte della penisola e senza preavviso e conferma di «barra P» come finora è avvenuto.

Dato il basso prezzo di questo convertitore molti «om» potranno quindi, non appena usciranno le disposizioni ufficialmente, utilizzare in modo interessantissimo i loro week-end trasmettendo da tutti i punti più interessanti dal punto di vista della propagazione nelle bande decametriche ed in onda ultracorta.

Ma non dobbiamo pensare solo ai radioamatori. Il modello a frequenza costante tipo P della LEA potrà dare ottimi risultati anche per chi desideri fare funzionare tutto un apparato di bassa frequenza per tutta una serie di impieghi (feste all'aperto, conferenze, propaganda a voce amplificata da mezzi mobili, megafoni amplificati su natanti ed anche, perché no, impianti di Hi-Fi o registratori nella pace agreste di un week-end).

Anche per tutti questi impieghi il generatore potrà contribuire (questo è importante) senza che si debba alterare minimamente l'apparato da utilizzare.

Dalla rete a c.a. si passa direttamente all'alimentazione da batteria; batteria che i moderni circuiti di carica ad alternatore inserito nel motore di ogni automobile permettono di ricaricare anche con funzionamento al minimo.

Terminiamo ricordando che ove possibile, specie per la maggiore autonomia, conviene operare con 24 V di alimentazione da batteria, eventualmente caricandone due da 12 V in parallelo e scaricandole in serie.

Si avrà un miglior rendimento e meno amperaggio nei conduttori con tutti i vantaggi relativi.

DATI TECNICI		CT10N12	CT10N24	CT10P12	CT10P24
Tensione d'ingresso	Vcc	12	24	12	24
Tensione d'ingresso max.	Vcc	15	28	15	28
Tensione d'uscita (1)	Vca	220	220	220	220
Frequenza	Hz	50	50	50	50
Precisione di frequenza		(2)	(2)	± 2% (3)	± 2% (3)
Potenza d'uscita nom.	VA	100	100	100	100
Potenza d'uscita max.	VA	150	150	150	150
Rendimento (a 100 VA)	%	71	72	76	78
Corrente a vuoto	A	2,4	1,2	1,4	0,7
Corr. alla pot. nom.	A	11,8	5,9	11	5,4
Temperatura di funzionamento	°C	—10+45		—10+55	

Peso circa 4,5 Kg.
Dimensioni 155 mm di larghezza x 100 mm di altezza x 165 mm di profondità.

(1) Un deviatore sul pannello regola la tensione ± 10 V.
(2) La frequenza è proporzionale alla tensione d'ingresso.
(3) La frequenza è stabilizzata per variazioni del ± 15% della tensione d'ingresso.

N.B. - La forma d'onda in uscita è rettangolare.

Tutti i modelli sono protetti contro le inversioni di polarità.

I modelli CT10P12 e CT10P24 sono protetti anche contro i cortocircuiti ed i sovraccarichi.

I DX SI FANNO SOLO COL VFO

di I2JJK

Questa realizzazione, di tipo professionale, sarà senz'altro gradita agli OM di nuova data specie per quelli che alla data di pubblicazione di questo articolo potranno, speriamo con il solo esame di teoria e nominativo IW... operare nella banda dei 144 MHz.

Tutti gli OM infatti, anche quelli in possesso del diploma completo di telegrafia iniziano (ed a ragione) con la banda dei 144. Forse perché si comincia con cifre modeste e ci si famigliarizza, con antenne di facile installazione, con la pratica di trasmissione e ricezione radiantistica.

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL VFO XVC-2 DELLA ERE

Frequenza di uscita:

24 ÷ 24,333 MHz

Livello di uscita:

circa 1 V efficace su 270 Ω

Dimensioni: 160 x 130 x 85 mm

**Scala tarata da 144 a 146 MHz
di 20 in 20 kHz**

Componenti:

2 transistori FET 2N3819

3 transistori BFW 32

2 diodi Zener e 3 diodi al Silicio

Connessioni allo zoccolo noval posteriore:

a) 1-2 punti da unire come stand-by in trasmissione

b) 6, + 12 V da batteria esterna di alimentazione

c) 8, uscita a radiofrequenza

d) 9, massa

Alimentazione: a 220 V da rete
o da 12 V di batteria

Peso: 1,6 kg

Basta poco a muovere i primi passi. Poi la circolazione delle idee fa il resto; il log (libro di stazione) comincia a riempirsi e l'OM conquista anzitutto una panoramica delle apparecchiature in funzione e parecchi amici.

Si inizia al solito con uno o due quarzi. Si chiama «in generale» e si aspetta una risposta spazzolando la banda in ricezione. L'operazione va fatta con cura soffermandosi un attimo su ogni segnale. Generalmente infatti chi fa CQ termina dicendo «si prega di rispondere a lungo» e specifica da quale lato della gamma inizia la ricerca.

Se si chiama all'inizio del periodo di lavoro in banda (generalmente verso le 19) è facile stabilire il QSO. Diversamente bisogna seguire con rapidi «smanettamenti» le stazioni operanti in banda ed attendere che infine uno degli operatori pronunci la famosa frase «I2... termina e passa in breve QRZ di cortesia. Vale a dire che mette qualche minuto (spesso solo proprio due o tre minuti in tutto) a disposizione di chi desidera realizzare il collegamento magari con una località non ancora raggiunta.

Qualche volta si ha la delusione di udire un QRT (fine di conver-



Fig. 1 - Vista frontale del VFO della ERE modello XVC - 2. Si noti la semplicità dei comandi, la compattezza e la facilità di lettura della scala.

La manovra ideale consiste nell'inserirsi nel corso della comunicazione nell'attimo del cambio di microfono con una educata richiesta, una bussatina, un «break», cui è difficile che gli operatori non prestino ascolto dopo di che il QSO procede a tre od a volte si trasforma in una «ruota» di più OM.

Non è strettamente necessario, si badi bene, disporre di scala tarata di buona lettura; è invece utile che si possa come si dice in gergo, fare lo «spot» cioè creare un punto (spot) di sintonia girando la manopola del VFO (Variable Frequency Oscillator) fino a che si ode un battimento sulla frequenza di lavoro desiderata.

mentazione dello stadio separatore e amplificatore (guffer) alimentato dall'oscillatore base mentre l'oscillatore base rimane sempre inserito. Diversamente la radiofrequenza in gioco, emessa da tutto il TX durante la ricezione, sarebbe troppa ed il battimento non lo si potrebbe realizzare con buona precisione.

Il VFO dà comunque i suoi migliori risultati nelle gare di comunicazione in tempo determinato (contest).

Valc la pena di notare che non è necessario, specie per questa utilizzazione il VFO con modulazione di frequenza. I migliori DX si fanno infatti in AM. Con questo sistema di modulazione si odono anche i «segnalini» che il limitatore della FM interdice all'operatore.

Il VFO XVC-2 permette il traffico isoonda in banda $144 \div 146$ MHz con una notevole stabilità e una frequenza del segnale di uscita che varia da 24 a 24.333 MHz. Questa frequenza è ottenuta per conversione da un oscillatore variabile nella gamma $3500 \div 3833$ kHz.

Il cuore di tutto è l'oscillatore realizzato secondo il classico circuito Clapp, ben conosciuto ai radioamatori di tutto il mondo.

The schematic diagram illustrates the internal components of the XVC-2. It features five transistors (Tr1 through Tr5) and various passive components like resistors and capacitors. The circuit includes a power supply section at the bottom right, a central processing area with multiple feedback loops, and output stages labeled "noval output" and "Luce scala". Component values are specified throughout the diagram, such as 2N3819 for Tr2, BFW32 for Tr3, 4, and 5, and 1N4007 for diodes D.

MAGGIO — 1972

semiconduttore che in pratica si comporta però, sia come alta impedenza di ingresso (molto importante per non smorzare il circuito risonante base), che come caratteristiche di lavoro, in modo molto simile a quello di un pentodo elettronico, con in più i vantaggi di una bassa dissipazione, di un'alta stabilità delle caratteristiche stesse e di una bassa tensione di lavoro. Ovviamente l'induttanza di lavoro sui $3500 \div 3833$ kHz ed il condensatore di sintonia sono notevolmente curati; la prima (dotata di nucleo in ferroxcube di regolazione) per una buona stabilità agli scarti termici, il secondo come stabilità nel tempo, come stabilità meccanica alle vibrazioni e come ripetibilità di posizione alla rotazione dell'albero di comando.

Per il ritocco di sintonia di scala si è disposto in parallelo a questo circuito risonante un compensatore fisso da 27 pF ed uno variabile da 30 pF massimi. L'accoppiamento all'elettrodo di comando (gate) del FET (un 2N3819) è realizzato invece con un condensatore da 33 pF che si collega pure ad un resistore di polarizzazione di 470 k Ω . Il «source» del FET è invece polarizzato con un resistore da 1 k Ω a massa.

Un condensatore da 300 pF collegato tra catodo e circuito risonante permette il giusto grado di reazione.

Il «drain» dell'oscillatore viene alimentato tramite un resistore da 33 Ω ed un opportuno condensatore di disaccoppiamento da 20.000 pF. Non diversamente si procede per disaccoppiare il capo freddo del circuito di sintonia del «drain» del secondo 2N3819 impiegato come convertitore con 100 Ω ed altri 20 mila pF, nonché il «tank» risonante del BFW32 amplificatore finale con altri 33 Ω e pure 20.000 pF di «bypass» («tank» sta per circuito risonante di uscita).

Il segnale per il pilotaggio di «gate» del secondo 2N3819 convertitore viene applicato tramite un condensatore da 6,8 pF ed un resistore di polarizzazione da 390 Ω .

Il «Source» di questo secondo FET è polarizzato con 33 k Ω ed è collegato con 20.000 pF alla sorgente del segnale di conversione.

In «drain» è invece collegato un circuito risonante su di una frequenza intermedia alla banda di $24 \div 24,333$ MHz e realizzato con una bobina a nucleo magnetico regolabile con in parallelo un condensatore fisso di 47 pF.

Su questa bobina è ricavata una presa dalla quale viene, con opportuno adattamento di impedenza, ricavato, con un condensatore di accoppiamento da 20.000 pF, il segnale di pilotaggio dell'amplificatore finale in cui come si può notare dallo schema viene utilizzato un transistor BFW32.

La polarizzazione di «base» è ottenuta con un partitore costituito da un resistore da 22.000 Ω e uno da 10.000 Ω . L'«emitter» del transistor al silicio è polarizzato d'altra parte esso pure con un resistore da 120 Ω e 20.000 pF in parallelo.

Il circuito risonante di «collettore» è esso pure, come quello del FET convertitore, realizzato con una bobina di accordo a nucleo magnetico regolabile con in parallelo un condensatore da 47 pF.

Il «collettore» viene collegato in presa in modo da adattare l'impedenza ed evitare un eccessivo smor-

zamento del circuito di sintonia. Con una seconda presa, a impedenza ancora minore dato che l'impedenza di uscita è stata fissata nominalmente a 270 Ω . Il collegamento della radiofrequenza al piedino di uscita avviene a mezzo di un condensatore da 100 pF.

Vediamo ora il circuito dell'oscillatore a quarzo. Si utilizza pure qui un transistor BFW 32 alimentato dai 12 V (da batteria o da alimentatore) tramite un gruppo di disaccoppiamento di 100 Ω e 20.000 pF. Il circuito dell'oscillatore è del tipo «con base fredda». Essa è infatti bypassata a massa da un condensatore da 20.000 pF. La polarizzazione relativa è ottenuta con un partitore composto da 12 e 2.2 k Ω .

L'«emitter» è a sua volta polarizzato con 150 Ω . Il ritorno di reazione avviene facendo operare il quarzo da 27833 kHz «in corrente». Esso è infatti collegato tra il circuito di sintonia in collettore e l'emettitore del transistor.

Il circuito di accordo è realizzato con una bobina a nucleo magnetico e due condensatori tra loro disposti in serie da 33 e 15 pF.

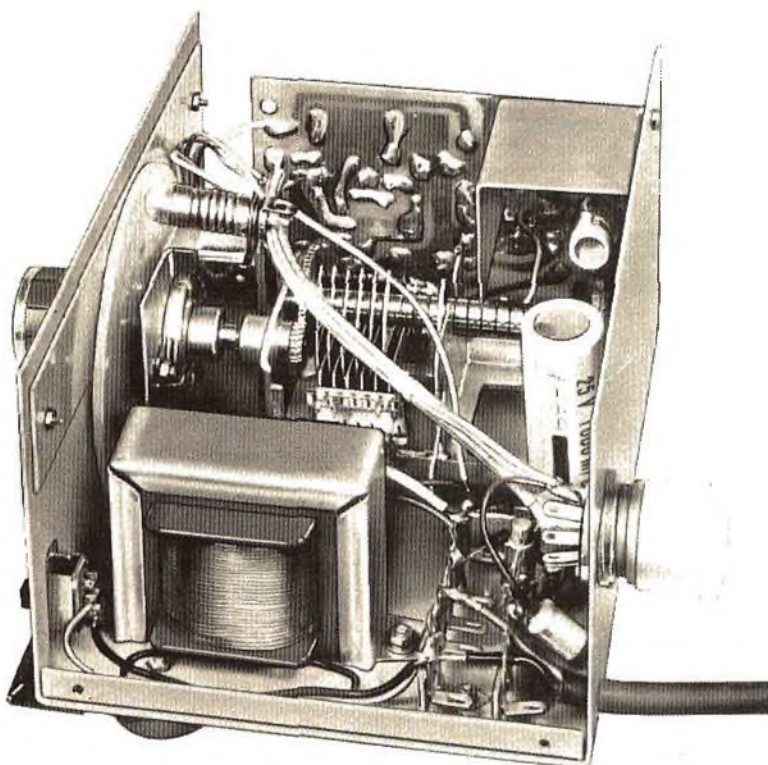


Fig. 3 - Vista laterale del VFO senza la copertura che opera anche come buon schermo elettrico antirradiazioni. Si noti il condensatore variabile, posto a dividere da un lato l'alimentazione e dall'altro il circuito stampato.

Questo partitore capacitivo permette così un corretto adattamento di impedenza per il circuito di reazione e per quello che provvede, come abbiamo già visto, alla iniezione del segnale di conversione.

Resta da parlare dell'alimentazione. Come si è detto, essa può venire realizzato in due modi distinti:

— O utilizzando una batteria con tutti i vantaggi che ciò può comportare specie per apparati portatili che si spera siano prossimamente sanzionati da norme ufficiali del Ministero PTT.

— O da rete a 220 V con tutto il vantaggio inerente alla possibilità di aggiungere con un minimo di varianti, come vedremo, il VFO al Tx già in dotazione, specie se questo è del tipo a tubi termoionici e quindi con alimentazione a tensioni elevate.

Nel primo caso è sufficiente applicare, tramite il connettore apposito, allo zoccolo octal disposto posteriormente all'apparato, la tensione di 12 V da batteria fra il piedino 9 (polarità —) ed il piedino 6 (polarità +). Come si può notare dallo schema tra il piedino 6 ed il circuito di alimentazione è disposto un diodo e tra i conduttori di ali-

mentazione e massa è collegato uno zener (Dz) da 12 V.

Questa disposizione circuitale permette:

— di difendere il VFO da tensioni eccedenti i 12 V.

— di stabilizzare l'alimentazione anche attraverso la caduta di tensione relativa al diodo D (tipo X 1000).

— di proteggere il VFO contro eventuali inversioni di polarità. In tal caso infatti il diodo D oppone la sua resistenza inversa e lo Zener Dz offre la sua resistenza diretta. Ne consegue un partitore che riduce la tensione di alimentazione con polarità errata a valori molto bassi e quindi non pericolosi per i componenti.

Nel secondo caso invece si utilizza un piccolo trasformatore di alimentazione con un primario per la 220 V comandato da un interruttore ed un secondario in controfase che alimenta due diodi (X 1000) rettificatori. Una lampadina a 12 V illumina la scala e funziona da spia di alimentazione.

Un circuito di filtraggio composto da due condensatori da 30 μ F-25 V e da un resistore da 470 Ω alimenta un secondo Diodo Zener

(DZ) di tensione di lavoro atta a provocare un'alimentazione stabilizzata a 12 V al circuito del VFO.

E' previsto un interruttore manuale per St-by - TX in modo da alimentare o meno gli stadi di conversione e amplificazione. Sullo zoccolo noval con i piedini 1 e 2 è possibile inoltre effettuare la stessa manovra mediante dei contatti del relè che aziona il trasmettitore.

E' possibile così inserire il VFO anche in ricezione in modo da fare lo «Spot», cioè il battimento nel ricevitore con la stazione con cui si desidera collegarsi.

Come si nota l'oscillatore resta sempre alimentato e per buoni motivi.

La schermatura del VFO è severa e non permette fuoriuscite di radiofrequenza (neppure a 24 MHz se manca il collegamento al bocchettone posteriore).

Perciò, restando sempre in funzione, dopo il piccolo «drift» (scivolamento) termico iniziale, il VFO restando sempre in azione, manterrà inalterata la sua stabilità di frequenza.

LA REALIZZAZIONE

Le figg. 1, 3, 4 sono veramente chiare e danno un'idea precisa della realizzazione di questo piccolo apparecchio dalle prestazioni veramente notevoli, diremo di tipo professionale, specie per quanto riguarda la stabilità e la ripetibilità di frequenza.

Abbiamo fatto il possibile per illustrare nel modo migliore l'interno del VFO perché i lettori ne possano ricavare delle considerazioni basate su come deve venire condotto, con tutti i crismi del buon senso, un montaggio di qualità.

Si noti anzitutto, la compattezza dell'insieme che contribuisce ad una robustezza non indifferente che, a sua volta, garantisce dalle deformazioni meccaniche, prima causa delle instabilità di frequenza. Il peso dell'Apparato a questo punto del ragionamento, è indicativo. Un kilogrammo e 600 è poco e tanto nello stesso tempo. E' cioè un peso non indifferente per una realizzazione così compatta (16 cm. di lunghezza

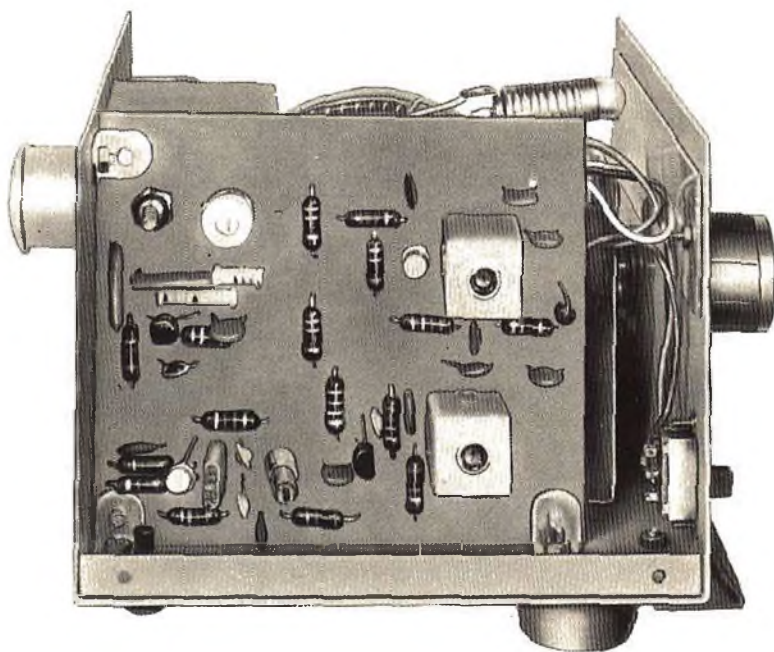


Fig. 4 - Foto illustrante la vista laterale del VFO dal lato del circuito stampato.

x 13 di profondità x 8,5 di altezza) e nello stesso tempo è più che accettabile anche per impiego in portatile.

Le lamiere in ferro dello chassis, oltre al trasformatore di alimentazione, hanno contribuito non solo al peso, ma pure alla stabilità dell'assieme.

Un circuito stampato ancorato con tre angolari allo chassis metallico fa da supporto al circuito. Si tratta di «vetronite» della migliore qualità.

Il variabile merita particolare attenzione. Si è utilizzato una sola sezione di un variabile doppio di buona spaziatura di lamelle, come è possibile notare dalle foto. Il comando dell'asse avviene a mezzo di rinvio di puleggia a ingranaggio speciale a presa continua che provvede alla espansione della scala di lettura.

Questo variabile è solidamente ancorato alla base dello chassis ed una demoltiplica, ancorata con una squadretta alla base, permette di realizzare tra l'altro un giunto che, interponendosi al movimento della asse, limita l'azione della manopola esterna come azione di instabilità meccanica.

Viene così opportunamente supportata la scala graduata con 100 divisioni (una ogni 20 kHz), di tipo translucido illuminata posteriormente da una normale lampadina a 12 V di alimentazione. I dettagli emergono chiarissimi dalle foto.

Poiché la scala della sua rotazione non può aderire alla feritoia che permette la lettura, una striscia di materiale plastico trasparente viene fatta aderire (fissata da due viti laterali) al ventre del pannellino frontale in modo da bloccare ogni accesso di polvere e da fornire l'indice di lettura.

Questo accorgimento, unito alla precisione meccanica della scatola metallica del VFO comporta un buon grado di sicurezza a questo riguardo anche se ogni apparato con un minimo di dissipazione presenta il fenomeno di «respirare» sempre un minimo di aria dall'esterno; ciò in quanto la dissipazione all'interno provoca sempre un minimo di dilatazione dell'aria e quindi la sua fuoriuscita in parte durante il funzio-



HITACHI

MONDIALE



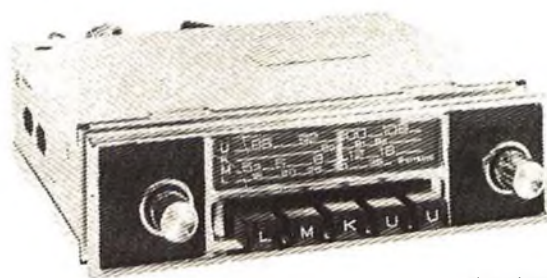
TM - 735E

AUTORADIO - Onde medie - 7 transistori, 2 diodi, 2 termistori - Sintonia a tasti e manuale - Controllo continuo del tono - Potenza di uscita 7 W - Alimentazione: 12 V negativo o positivo a massa - Corredato di supporto di montaggio - Dimensioni mm. 159 x 51 x 104.

KM - 1100T

AUTORADIO ESTRAIBILE -

Onde medie, lunghe, FM - 11 transistori, 5 diodi, 2 termistori - Commutatore di tono - Potenza di uscita: come autoradio 2 W a 12 V, come portatile 1,5 W - Alimentazione: autoradio 6/12 V positivo o negativo a massa, portatile 6 V (4 pile mezza torcia 1,5 V) - Antenna telescopica incorporata - Corredato di supporto - Dimensioni: autoradio mm. 197x63x201, portatile mm. 192x61x171.



KM - 1500

AUTORADIO - Onde medie, lunghe, corte, 2 FM - 15 transistori al silicio, 1 circuito integrato, 8 diodi, 1 diodo varicap e 1 diodo zenner - Controllo automatico della frequenza (AFC) in FM incorporato - Controllo del tono continuo - Potenza di uscita 10 watt - DIN jack - Adatto all'impiego di uno o due altoparlanti - Alimentazione: 12 Volt negativo o positivo a massa - Corredato di supporto di montaggio - Dimensioni: mm. 180x50x150.

Agente Generale per l'Italia :

elektromarket INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859

namento ed il suo rientro ad apparato spento. Ma nel nostro caso la dissipazione è ridotta al minimo.

Si noti d'altra parte che lampadina (a basso consumo) e il trasformatore, le uniche fonti di calore, sono disposti a debita distanza da quanto può dar luogo a «shift» (deriva) di frequenza.

Aguzzando lo sguardo si potrà notare anche il supporto ceramico per la bobina dell'oscillatore a frequenza variabile a 3,5 MHz.

Ottima precauzione, per le doti di indeformabilità di questo materiale. E va notato che questo punto estremamente delicato del VFO è stato delimitato opportunamente da uno schermo metallico bloccato al circuito stampato.

Per quanto riguarda l'alimentazione e cioè diodi, condensatori Zener e resistenze, è montata su due basette porta terminali sistemate giustamente nelle immediate vicinanze dell'ingresso del cordone di alimentazione da rete e del trasformatore cui corrisponde frontalmente l'interruttore di inserzione. Simmetrico sul lato opposto del frontale è disposto l'interruttore «St-by-TX».

Nelle vicinanze sul retro dello chassis è montato lo zoccolo «noval» e l'innesto per il prelievo della radiofrequenza e l'inserzione della eventuale alimentazione da batteria a 12 V e del comando Stand-by del TX.

A questo zoccolo perviene tra l'altro il conduttore relativo al volt circa di radiofrequenza di uscita.

Terminiamo facendo notare che opportunamente lo chassis è stato completato con piedini in gomma e sagomature di delimitazione del pannello frontale.

APPLICAZIONI DEL VFO

Il VFO della ERE che qui abbiamo presentato può venire facilmente collegato a qualsiasi trasmettitore connettendo l'uscita al posto della presa del cristallo. La ERE consiglia se il caso (specie se il cavetto di connessione è di una certa lunghezza, la chiusura terminale con una resistenza da 270 Ω in modo da evitare risonanze del cavo che

va scelto ovviamente di impedenza caratteristica il più possibile vicina a questo valore.

Questo accorgimento al limite è valido anche per tratti ridotti di cavo di connessione al fine di evitare l'introduzione di qualche risonanza spuria. Ricordiamo che si opera in uscita su 24 MHz circa, frequenza già di tutto rispetto.

Questa frequenza di uscita è stata scelta in quanto la stragrande maggioranza dei trasmettitori a 144 MHz di uscita opera con quarzi da 8 MHz che triplicano il circuito «overtone». Il tubo od il transistor oscillatore, per venire collegato al VFO, debbono comunque venire chiusi a massa come catodo o emitter con un condensatore di bypass per operare correttamente come semplici amplificatori in 24 MHz anziché oscillatori a quarzo.

Chi volesse operare a piacere sia con VFO o con cristalli, potrebbe utilizzare un commutatore a due vie e varie posizioni in modo da commutare sui quarzi o sul VFO con le varie posizioni ed una delle vie e per bypassare a massa l'elettrodo indicato in corrispondenza alla posizione del commutatore relativo al VFO.

Noi abbiamo impiegato questo accorgimento per un trasmettitore che utilizzava un telaio della LEA (disponibile presso la G.B.C.) da 10 W di uscita e con ottimi risultati. Ovviamente il relè di commutazione di antenna, od un suo servo, dovrebbe chiudere in trasmissione i piedini 1 e 2 dello zoccolo noval posto sul retro del VFO.

Siamo lieti di fare presente che a richiesta la ERE fornisce anche una esecuzione di VFO prevista per la modulazione di fase ridotta a FM con tutti i crismi relativi e limitazione di modulazione con circuito «clipper» ecc...

Questa esecuzione amplia le possibilità del VFO ovviamente e va benissimo per il portatile che:

— deve poter operare al massimo di «rating» con il minimo di consumo.

— è conveniente che operi in FM per difendersi dai disturbi inerenti alla polarizzazione verticale dell'antenna che «deve» essere verticale

per un grafico di propagazione omnidirezionale e nello stesso tempo è fatalmente più soggetta a captare i disturbi così detti industriali.

RISULTATI DI PROVE EFFETTUATE CON IL VFO

Abbiamo sperimentato come si è detto il VFO con un trasmettitore a tubi elettronici e con ottimi risultati.

Abbiamo constatato anzitutto che la schermatura è tale che anche lasciando in corto circuito i piedini 1 e 2 in ricezione il VFO non lascia irradiare nulla. E' un particolare sempre di una certa importanza.

La scala sviluppata in circa 340 gradi è risultata insolitamente precisa rispetto ad altre soluzioni, bene illuminata e di lettura pratica ed agevole.

La tensione di uscita è risultata più che sufficiente al pilotaggio del primo tubo del TX.

I controlli passati hanno permesso di accertare (su precisa nostra richiesta al corrispondente) che non veniva irradiata alcuna spuria e questo è un altro particolare della massima importanza!

Il consumo è risultato ridotto ad una ventina di milliampère da batteria a 12 V; l'apparato quindi si presta bene al servizio mobile.

Ma la prestazione che più ha sorpreso è stata la notevole stabilità di frequenza legata poi ad un'ottima ripetibilità di scala.

Ho effettuato al riguardo varie prove con I2 GJR e ne siamo rimasti francamente meravigliati, controllando il battimento zero con un quarzo di controllo.

E questo è il particolare tecnico più importante. Ponete di dover fare una chiacchierata lunga lunga proprio come capita in 144 MHz, una di quelle chiacchierate (è questo il pregio del radiantismo) che permettono di chiarire magari molti punti tecnici oscuri; ebbene, bisogna disporre di un VFO stabile che non costringa il corrispondente a ritocchi di sintonia ad ogni ripresa di microfono. Per non parlare della necessità di centrare bene e «stabilmente» in isoonda la stazione che si vuole collegare.

TUTTO CIÒ CHE È BENE SAPERE SULLE RESISTENZE

a cura di L. BIANCOLI

Sebbene le resistenze, siano esse fisse o variabili, rappresentino i componenti più comuni in qualsiasi circuito elettronico, esistono nei loro confronti numerosi concetti teorici e pratici che non tutti conoscono, specie se alle prime armi in fatto di elettronica. La presenza di questi elementi è essenziale per ottenere il corretto funzionamento di altri componenti, come ad esempio valvole, transistori, condensatori, diodi, ecc. per cui vale indubbiamente la pena di conoscerli in tutte le loro particolarità, soprattutto per quanto riguarda i tipi disponibili e la relativa tecnica di impiego.

Il primo componente nel quale ci si imbatte quando si inizia lo studio della tecnica è la **resistenza**: quando si impara a conoscere le leggi relative all'elettricità ed all'elettronica, si inizia di solito con la legge di Ohm. Essa sostiene che il rapporto tra la forza elettromotrice (che si identifica con la tensione) e la corrente presenti in un circuito, costituisce un valore costante.

Di conseguenza, se la tensione viene aumentata ad esempio da un valore pari a 100 ad un valore pari a 200, ossia raddoppiata, si ottiene anche il raddoppio dell'intensità della corrente, che può passare (sempre ad esempio) da un valore di 10 mA ad un valore di 20 mA.

Il rapporto tra la tensione e la corrente, espresso dai simboli E/I , mantiene nei due casi il valore di

10.000. Infatti, si ha che

$$100 / 0,010 = 10.000$$

e

$$200 / 0,020 = 10.000$$

Inoltre, dal momento che questo rapporto identifica l'intensità della corrente che si sviluppa all'interno di un determinato circuito ad opera di una tensione di dato valore, esso fornisce anche la misura del fattore limitante, ossia della resistenza intrinseca di quel circuito.

Nell'articolo che segue, riportato da Radio Electronics, ci interesseremo allo studio delle caratteristiche particolari di quei componenti che introducono in un circuito elettronico un valore resistivo specifico. Questi componenti vengono appunto definiti col nome di **resistenze**, che non hanno il compito di immagazzinare o di trattenere gli elettroni, bensì quello di limitare la quantità di essi che è in grado di attraversare o comunque di percorrere un determinato circuito, nell'unità di tempo.

In pratica, si ha che, quando una corrente passa attraverso una resistenza, la forza elettromotrice che spinge gli elettroni, vale a dire la tensione, diminuisce di valore.

Le resistenze non fanno alcuna distinzione tra correnti continue e correnti alternate, e non provocano alcuno sfasamento tra le variazioni di intensità di una corrente alternata e le variazioni di ampiezza di una tensione alternata, né tra le variazioni di due correnti o di due tensioni simultanee, aventi tra loro diversa frequenza.

USO PRATICO DELLE RESISTENZE

Dal momento che i transistori sono diventati assai popolari come elementi di controllo nei circuiti elettronici moderni, la caratteristica di limitazione dell'intensità di corrente che distingue le resistenze è diventata assai importante.

Il fattore di controllo nel funzionamento di un transistor è la **corrente di base**, per cui il relativo circuito deve includere un sistema che sia in grado di limitare l'intensità di questa corrente.

Come si può osservare nello schema semplificato di **figura 1**, il circuito di principio di un transistor presenta una resistenza, contrassegnata R_b , in serie alla tensione di alimentazione V_{BB} , ed alla giunzione tra la base e l'emettitore. Dal momento che la giunzione base-emettitore polarizzata in senso **diretto** (vale a dire nel senso favorevole al passaggio della corrente di

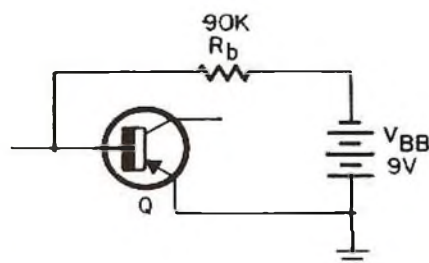


Fig. 1 - Schema semplificato di uno stadio a transistor, nel quale la resistenza R_b serve per prestabilire l'esatto valore della polarizzazione di base, e per limitare la corrente che scorre nel relativo circuito.

base) presenta una resistenza assai ridotta, il valore della tensione di alimentazione V_{BB} , pari normalmente a 9 V, provocherebbe il passaggio di una corrente di base di ben 250 mA, se non fosse presente la citata resistenza R_b .

Una corrente di base di tale intensità sarebbe indubbiamente eccessiva: per contro, grazie alla sua presenza, con un valore che ammonta approssimativamente a 90

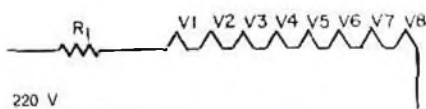


Fig. 2 - Esempio di collegamento in serie dei filamenti di otto diverse valvole, per consentire l'alimentazione diretta attraverso la tensione di rete a 220 V. In tal caso, la resistenza R_1 ha il compito di provocare una caduta di tensione pari alla differenza tra la tensione disponibile di rete, e la somma delle tensioni di accensione dei filamenti in serie.

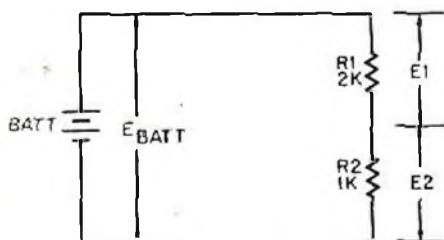


Fig. 3 - Esempio di partitore di tensione costituito da due resistenze in serie, alimentate da una batteria in parallelo alla combinazione R_1 - R_2 . Nel testo vengono chiarite le relazioni che sussistono tra i due valori resistivi, e le tensioni presenti ai capi di ciascuno di essi.

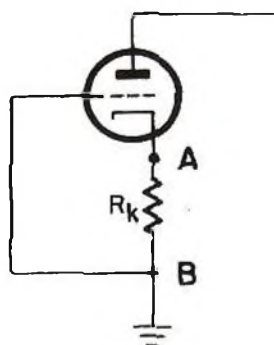


Fig. 4 - In questo circuito, la polarizzazione viene ottenuta a causa della caduta di tensione attraverso la resistenza R_k , dovuta alla corrente anodica. Il punto A risulta più positivo di B, per cui la griglia risulta negativa rispetto al catodo.

mila Ω , in serie alla tensione di alimentazione, l'intensità della corrente di base si riduce ad un valore accettabile, pari cioè a circa 0,1 mA.

Per passare ora ad un argomento completamente diverso, sappiamo tutti che nei ricevitori radio e televisivi funzionanti e valvole, spesso — per evitare l'impiego di un trasformatore di alimentazione — i filamenti delle valvole stesse vengono collegati in serie, facendo in modo che l'intero circuito da essi costituito venga alimentato direttamente dalla tensione di rete, al valore unificato di 220 V. Tuttavia, se un circuito di questo tipo fosse costituito ad esempio da otto valvole (come nel caso illustrato alla figura 2), ciascuna delle quali fosse caratterizzata da un valore della tensione di accensione pari a 12,6 V, l'alimentazione corretta dovrebbe corrispondere ad una tensione totale di

$$12,6 \times 8 = 100,8 \text{ V}$$

Di conseguenza, rimane un eccesso di tensione di ben

$$220 - 100,8 = 119,2 \text{ V}$$

che deve cadere ad opera di un altro mezzo qualsiasi.

Ciò premesso, la figura 2 illustra appunto come questo problema viene risolto inserendo la resistenza R_1 nel circuito dei filamenti collegati in serie tra loro, facendo in modo che ai suoi capi si presenti appunto la tensione in eccesso, lasciando disponibili in totale 100,8 V per l'alimentazione vera e propria.

Un terzo tipo di impiego delle resistenze consiste nella realizzazione di partitori di tensione. In parallelo ad una sorgente di tensione, come può essere la batteria del circuito di figura 3, due resistenze, R_1 ed R_2 , dividono quella tensione in proporzione diretta rispetto ai relativi valori. In altre parole, se R_1 ha un valore di 2.000 Ω ed R_2 ha un valore di 1.000 Ω , la tensione presente ai capi di R_1 presenta un valore doppio di quella della tensione che si presenta ai capi di R_2 .

Ciò può essere espresso mediante l'equivalenza

$$E_1 / E_2 = R_1 / R_2$$

nella quale E_1 rappresenta la tensione che si manifesta ai capi di

R_1 , mentre E_2 rappresenta la tensione che si manifesta ai capi di R_2 .

Inoltre, si ha che

$$E_1 + E_2 = E_{BATT}$$

nella quale E_{BATT} rappresenta la tensione totale fornita dalla batteria.

Agli albori dell'elettronica, i circuiti a valvole termoioniche venivano alimentati con l'aiuto di tre batterie distinte: una batteria identificata dal simbolo A, per l'accensione dei filamenti delle valvole facenti parte del circuito, un'altra identificata dal simbolo B, che forniva la cosiddetta tensione anodica, ed una terza identificata dal simbolo C, che forniva a ciascuno stadio la necessaria tensione di polarizzazione di griglia.

Questa tensione di polarizzazione manteneva ad un potenziale negativo rispetto al filamento la griglia di ciascuna valvola.

Col progredire della tecnica, la griglia venne invece polarizzata con una tensione pari a zero, ossia pari al valore del potenziale di massa, mentre la polarizzazione vera e propria veniva ottenuta collegando una resistenza tra il catodo e la massa, così come si osserva alla figura 4.

In tal caso, a seguito del normale passaggio degli elettroni dalla placca attraverso la sorgente di alimentazione, quindi attraverso la resistenza di catodo R_k ed infine ancora attraverso il catodo, l'estremità inferiore di R_k (punto B) risultava negativa rispetto all'estremità superiore, corrispondente al punto A.

Dal momento che il punto B presentava il medesimo potenziale applicato alla griglia, quest'ultima risultava negativa rispetto al catodo, ossia rispetto al punto A, ed era pertanto inutile ricorrere all'impiego della batteria C di polarizzazione.

Un altro tipo di circuito a valvole termoionica permetteva alla griglia di assumere un potenziale positivo per brevi intervalli di tempo, e di assorbire quindi un certo numero di elettroni. Come si riscontra in certi circuiti di amplificazione in classe «C» funzionanti ad Alta Frequenza, la griglia, polarizzata con una tensione positiva, assorbe

corrente attraverso la cosiddetta resistenza di **falla di griglia**, identificata dal simbolo R_{gt} nello schema semplificato di **figura 5**, e sviluppa quindi una tensione di polarizzazione.

A causa della presenza della capacità di fuga di griglia, C_{gt} , che si carica fino ad assumere tra i suoi due elettrodi una tensione approssimativamente pari a quella di polarizzazione presente ai capi di R_{gt} , e dal momento che la carica accumulata tende a scaricarsi attraverso la suddetta resistenza, questa tensione di polarizzazione assume un valore relativamente costante.

Durante il funzionamento di una cellula di filtraggio per circuiti di alimentazione, come quella illustrata alla **figura 6**, le capacità $C1$ e $C2$ si caricano fino ad assumere tra i relativi elettrodi un potenziale che equivale alla tensione di uscita fornita dal rettificatore. Nella maggior parte delle apparecchiature a transistori e dei ricevitori radio di tipo domestico, questa carica capacitiva non è di valore sufficiente per diventare pericolosa, mentre — per contro — in alcuni circuiti analoghi di normale impiego nei ricevitori televisivi e nelle apparecchiature di trasmissione di una certa potenza, può dare adito a scosse elettriche che possono anche essere letali, spesso anche dopo che l'apparecchio è stato disattivato.

Questa eventualità viene eliminata aggiungendo la resistenza R (di valore elevato) in parallelo alle capacità di filtraggio $C1$ e $C2$.

L'energia immagazzinata o comunque accumulata in un condensatore o in una induttanza che si carica o si scarica attraverso una resistenza può essere agevolmente sfruttata per effettuare una misura di tempo.

Nel circuito illustrato in **A** alla **figura 7**, qualsiasi carica presente nella capacità C si scarica attraverso la resistenza R , con una rapidità che dipende dal valore di quest'ultima, e con un'intensità progressivamente decrescente. Dopo un intervallo di tempo che può essere rappresentato dal simbolo « t », corrispondente ad un numero di minuti secondi pari al prodotto tra il valore di R espresso in ohm, ed il va-

lore di C espresso in microfarad, la carica residua presente nella capacità C equivale al 37% del suo valore originale. Di conseguenza, se uno dei capi del circuito di **figura 7-A** viene collegato alla griglia di una valvola termoionica, e presenta un potenziale abbastanza negativo da portare all'interdizione la corrente di placca, dopo il tempo « t », pari al prodotto $R \times C$ in secondi, il valore ridotto della carica della capacità C permette alla corrente anodica di scorrere di nuovo. In tal modo, la combinazione R - C stabilisce la durata del periodo di tempo durante il quale la corrente di placca viene interdetta.

D'altro canto, la tensione presente ai capi di C equivale al 63% della tensione applicata alla combinazione in serie della resistenza e della capacità, di cui alla sezione **B** della stessa **figura 7**, dopo un periodo di tempo anch'esso pari ad $R \times C$ secondi.

LA DISSIPAZIONE DI POTENZA

In termini meccanici, la **potenza** viene definita come l'ammontare dell'energia o del lavoro che viene svolto, espresso in erg al secondo, in joule al secondo, oppure in watt.

Per l'esattezza, la potenza, P , viene espressa in base all'uguaglianza.

$$P = W / t$$

nella quale W rappresenta l'energia dissipata in t secondi.

La quantità di lavoro rappresentata dal simbolo W equivale anche al prodotto tra la forza f e la distanza s attraverso la quale la forza agisce. Sostituendo ora valori elettrostatici noti ed assoluti al simbolo che esprime la forza, l'uguaglianza relativa alla potenza viene modificata come segue:

$$\begin{aligned} P &= EI \\ &= I^2 R \\ &= E^2 : R \end{aligned}$$

nella quale E rappresenta la tensione, I rappresenta la corrente, ed R rappresenta la resistenza.

Per comprendere il concetto più elementare che definisce la resistenza, si può paragonarla ad un attrito meccanico, nel senso che quest'ultimo ha l'effetto di aggiungere una

massa all'oggetto che viene messo in movimento.

Se questo attrito viene vinto, come ad esempio ad opera dello sforzo necessario per strofinare tra loro due pezzi di legno, si produce inevitabilmente del calore. Ebbene, la resistenza è analoga all'attrito per quanto riguarda il movimento degli elettroni. Di conseguenza, il movimento di un certo numero di elettroni, che costituisce appunto una corrente, attraverso una resistenza, sviluppa del pari una certa quantità di calore.

La corrente che scorre attraverso una resistenza dissipa la maggior parte della sua energia nel vincere

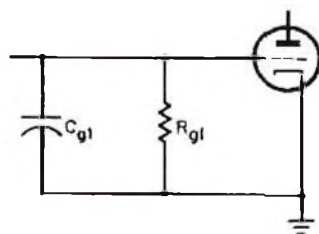


Fig. 5 - Circuito semplificato di uno stadio a valvola, nel quale la polarizzazione viene ottenuta per falla di griglia.

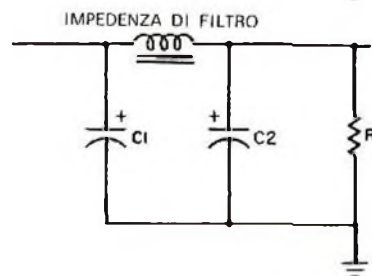


Fig. 6 - Impiego di una resistenza zavorra (R) per stabilizzare la tensione presente all'uscita del filtro, e per accelerare la scarica di $C1$ e di $C2$, quando l'apparecchiatura che ne fa uso viene disattivata.

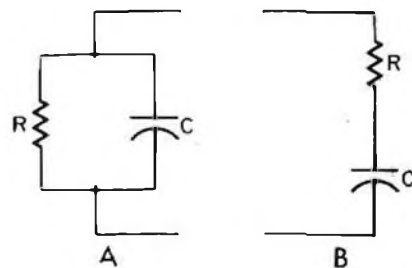


Fig. 7 - Esempi di circuiti a costante di tempo. Nel caso **A**, la componente resistiva e quella capacitiva sono in parallelo, mentre nel caso **B** esse sono collegate in serie.

questo fenomeno di attrito. Così come accade nei confronti dell'attrito tra i due pezzi di legno citati ad esempio, a causa del quale è facile far scaturire del fuoco, così il calore che si produce in seno ad una resistenza può provocarne la combustione, ed interrompere in tal caso il percorso della corrente.

Naturalmente, se l'attrito tra i due pezzi di legno si verifica per un lungo tratto della loro superficie di contatto, il calore prodotto viene dissipato verso l'esterno, ossia viene disperso dagli stessi corpi di legno, prima che essi possano raggiungere una temperatura sufficiente per bruciare. Analogamente, se una resistenza presenta una superficie sufficiente alla dissipazione abbastanza rapida del calore che in essa si produce, l'elemento conduttore non può raggiungere la temperatura che ne determina la combustione.

Dal momento che entrambe le caratteristiche citate, vale a dire la superficie di una resistenza attraverso la quale viene dissipato il calore, ed il suo valore resistivo, sono riferite alla lunghezza ed alla superficie della sezione trasversale deve ovviamente esistere una correlazione che le lega tra loro. Ad esempio, se una resistenza che presenta una superficie della sezione trasversale corrispondente ad una unità, ed una lunghezza di dieci unità, può dissipare una potenza poniamo di 1 W, è chiaro che la dissipazione può essere raddoppiata (fi-

no quindi al valore di 2 W) se la lunghezza oppure la superficie della sezione trasversale viene raddoppiata.

Tuttavia, se raddoppiamo la sezione trasversale del corpo della resistenza, il suo valore resistivo si riduce alla metà di quello originale. Per contro, se ne raddoppiamo la lunghezza, ferma restando la sezione, il valore resistivo risulta raddoppiato.

In pratica, è possibile raddoppiare la dissipazione di una resistenza, moltiplicando sia la superficie della sezione trasversale, sia la lunghezza, per il fattore 1,414. A ciò occorre aggiungere che la resistenza e la potenza di dissipazione dipendono dalle dimensioni fisiche dell'elemento resistivo.

Sebbene i circuiti elettronici funzionanti in modo normale si comportino raramente secondo una tecnica adatta alla produzione di impulsi di sovratensione, quasi tutti i circuiti vi sono in certo qual modo soggetti. La maggior parte degli impulsi di sovracorrente si verifica soltanto quando tutti i componenti del circuito funzionano al limite delle loro prestazioni.

Ad esempio, prima che la tensione di un contatore si sviluppi ai capi dell'impedenza di carico, e che vengano prodotte le tensioni di polarizzazione, la corrente anodica di un circuito a valvola termoionica può presentare una notevole intensità. In altri casi, gli impulsi di sovracorrente possono essere imputa-

bili a difetti che si manifestano presto o tardi nei componenti a causa dell'invecchiamento, dell'usura, ecc. oppure alla presenza di tensioni oltramodeste elevate.

E' perciò pratica comunemente prudentiale moltiplicare la quantità presunta della potenza dissipata da una resistenza per un certo **fattore di sicurezza**. Ad esempio, una resistenza del valore di 10.000 Ω che venga percorsa da una corrente di 10 mA dissipa presumibilmente una potenza di 1 W: infatti,

$$10.000 \times (0,01)^2 = 10.000 \times 0,0001 = 1 \text{ W}$$

Tuttavia, con un fattore di sicurezza pari a 2, la resistenza deve presentare una dissipazione nominale di 2 W, o ancora maggiore.

Comunemente, il fattore di sicurezza pari a 2 viene considerato adeguato, sebbene tale valore possa essere portato a 5, disponendo in tal caso di un più ampio margine di sicurezza. Naturalmente, questo valore del fattore di sicurezza viene raramente adottato, in quanto aumenta inevitabilmente il costo del circuito elettronico, a tutto svantaggio del prezzo di vendita, e quindi della convenienza commerciale, dell'apparecchiatura allestita.

Sebbene le tensioni adottate con i circuiti a valvole termoioniche siano notevolmente più elevate di quelle normalmente in gioco nei circuiti a transistori, le correnti sono però proporzionalmente più esigue. Negli amplificatori di tensione a valvole, la corrente di maggiore intensità, vale a dire la corrente catodica, supera raramente i 10 mA. Ne deriva che una resistenza del valore di 10.000 Ω darebbe adito alla dissipazione della potenza di 1 W, in quanto

$$I^2 R = (0,010)^2 \times 10.000$$

Tuttavia, una corrente catodica di 5 mA è in pratica più prossima al valore medio effettivo, nel qual caso la dissipazione presunta ammonta a circa 0,25 W.

I circuiti di amplificazione di tensione funzionanti a transistori presentano invece normalmente un valore della corrente di collettore e di emettitore di circa 1 mA, per cui una resistenza, che presenti anche il valore di 250.000 Ω , non supera di solito la dissipazione di 0,25

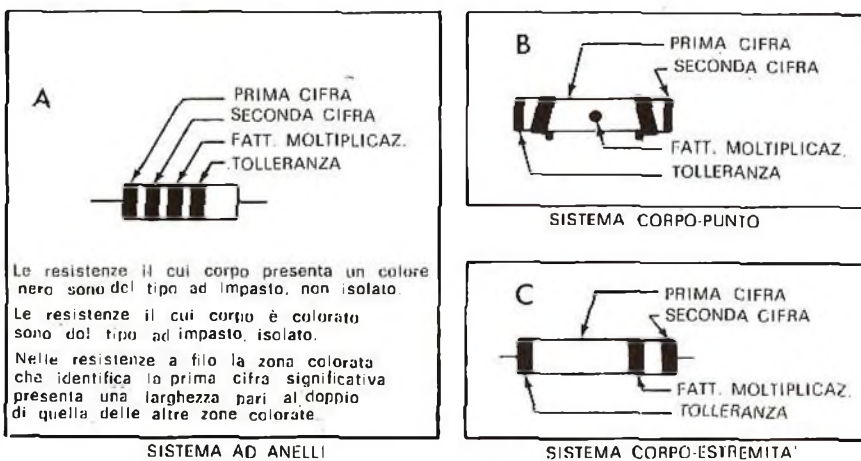


Fig. 8 - Tre esempi di codificazione del valore resistivo di una resistenza. In A è illustrato il sistema ad anelli, in B il sistema a corpo e punto, ed in C il sistema detto a corpo ed estremità.

W, con buon margine di sicurezza.

Gli oscillatori vengono progettati come amplificatori di potenza, con uscite di 1 o 2 W, e le versioni a transistori fanno uso di resistenze soprattutto col ruolo di divisori di tensione, con una dissipazione presunta dell'ordine di 1 W. Le correnti che si riscontrano nei circuiti per la generazione di impulsi sono di intensità analoga a quella che si riscontra negli amplificatori di tensione, mentre gli amplificatori di impulsi funzionano con correnti assai più paragonabili a quelle in gioco negli amplificatori di potenza.

I circuiti di commutazione non rientrano spesso nel campo di attività dei tecnici generici, ma è opportuno rammentare che le relative correnti possono essere di notevole intensità, e che impongono quindi l'impiego di resistenze in grado di dissipare una potenza di 10 W, o ancora maggiore.

Nei circuiti di alimentazione a rettificatore, le resistenze vengono impiegate soprattutto come componenti *zavorra*, in grado di dissipare approssimativamente la decima parte della massima corrente di uscita. L'entità della dissipazione necessaria in una resistenza *zavorra* di questo tipo, in alcune apparecchiature elettroniche di grande potenza, può essere dell'ordine di 5, 10 o anche di 50 W. Le resistenze *zavorra* facenti parte della sezione di alimentazione dei trasmettitori professionali in grado di irradiare segnali radio su vaste aree a carattere nazionale o internazionale sono spesso caratterizzate da una dissipazione dell'ordine di 1.000 W, o ancora maggiore.

I VALORI RESISTIVI

Così come gli abiti vengono confezionati soltanto in determinate misure prestabilite, le resistenze vengono messe in commercio secondo una certa gamma di valori specifici. Le resistenze vengono fabbricate con un'ampia varietà di valori, come risulta evidente dall'elenco riportato nella **tabella 1**.

Durante la fase di progettazione di circuiti elettronici, i valori resistivi vengono scelti entro questa gamma disponibile: se i calcoli re-

lativi al circuito stabiliscono che una resistenza debba avere ad esempio il valore di 6.000 Ω , il progettista avrà così la possibilità di scegliere o il valore immediatamente inferiore, pari a 5.600 Ω , oppure quello immediatamente superiore, pari a 6.200 Ω .

La scelta deve essere basata sull'eventuale effetto che una diminuzione o un aumento del valore resistivo rispetto al valore ideale può esercitare nei confronti degli altri componenti, o comunque nei confronti delle prestazioni globali del circuito.

TABELLA 1

VALORI RESISTIVI			
Ohm	Ohm	Ohm	Ohm
0,24	24	2400	240k
0,27	27	2700	270k
0,30	30	3000	300k
0,33	33	3300	330k
0,36	36	3600	360k
0,39	39	3900	390k
0,43	43	4300	430k
0,47	47	4700	470k
0,51	51	5100	510k
0,56	56	5600	560k
0,62	62	6200	620k
0,68	68	6800	680k
0,75	75	7500	750k
0,82	82	8200	820k
0,91	91	9100	910k
1,00	100	10k	1,0 M
1,10	110	11k	1,1 M
1,20	120	12k	1,2 M
1,30	130	13k	1,3 M
1,50	150	15k	1,5 M
1,60	160	16k	1,6 M
1,80	180	18k	1,8 M
2,00	200	20k	2,0 M
2,20	220	22k	2,2 M
2,40	240	24k	2,4 M
2,70	270	27k	2,7 M
3,00	300	30k	3,0 M
3,30	330	33k	3,3 M
3,60	360	36k	3,6 M
3,90	390	39k	3,9 M
4,30	430	43k	4,3 M
4,70	470	47k	4,7 M
5,10	510	51k	5,1 M
5,60	560	56k	5,6 M
6,20	620	62k	6,2 M
6,80	680	68k	6,8 M
7,50	750	75k	7,5 M
8,20	820	82k	8,2 M
9,10	910	91k	9,1 M
10,00	1000	100k	10 M
11,00	1100	110k	11 M
12,00	1200	120k	12 M
13,00	1300	130k	13 M
15,00	1500	150k	15 M
16,00	1600	160k	16 M
18,00	1800	180k	18 M
20,00	2000	200k	20 M
22,00	2200	220k	22 M

In numerose occasioni, la scelta viene effettuata sperimentando in pratica quale dei due valori disponibili consente una maggiore amplificazione o una minore distorsione, scegliendo poi tra le due diverse condizioni quella che risulta più soddisfacente. Diversamente, la scelta può essere fatta stabilendo quale dei due valori fornisce la maggiore uscita, o il minor rendimento, ecc.

Le resistenze vengono inoltre fabbricate secondo diversi valori di **tolleranza**. Il valore effettivo o reale di una resistenza viene dichiarato entro una determinata percentuale, che prende appunto il nome di tolleranza, sul valore nominale indicato sul componente.

Le normali resistenze ad impatto (al carbonio) vengono fabbricate con tolleranze del 5 o del 10%. Una resistenza — ad esempio — del valore di 6.200 Ω con una tolleranza di 10% in più o in meno può avere in pratica qualsiasi valore compreso tra

$$6.200 + 10\% = 6.200 + 620 \approx 6.820 \Omega$$

e

$$6.200 - 10\% = 6.200 - 620 \approx 5.580 \Omega$$

Esistono però anche tipi di resistenze che vengono fabbricate con tolleranze assai minori, vale a dire dell'ordine dell'1% o ancora inferiore, ma il loro costo è naturalmente maggiore. La maggior parte dei circuiti elettronici funziona però in modo soddisfacente con resistenze aventi una tolleranza di $\pm 10\%$.

Agli effetti della rapida e semplice identificazione delle caratteristiche di una resistenza, in rapporto sia al valore resistivo, sia alla eventuale tolleranza, è stato adottato un codice a colori, sintetizzato alla **figura 8**. Secondo questo codice, i colori vengono usati in diversi modi, come segue: nel caso illustrato in A, la resistenza di forma cilindrica presenta quattro anelli colorati, il primo dei quali coincide con una delle estremità (a sinistra), distanziati da zone che hanno il colore originale della superficie esterna dell'elemento; tale colore permane dopo il quarto anello, fino alla estremità destra. Con questo sistema, detto ad **anelli**, l'anello più e-

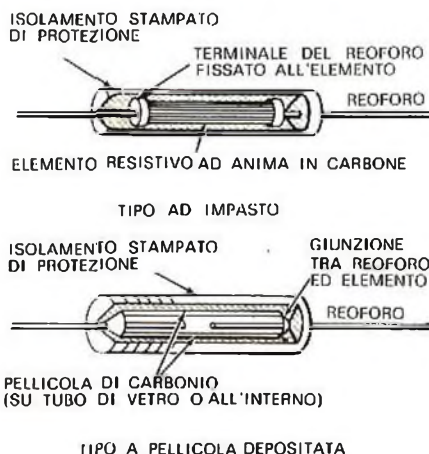


Fig. 9 - Disegni illustranti la tipica struttura di resistenze ad impasto.

sterno ha un colore che stabilisce la **prima cifra significativa** del valore resistivo; l'anello immediatamente successivo identifica — sempre tramite il suo colore — la **seconda cifra significativa**, ed il terzo anello stabilisce il **fattore di moltiplicazione** delle prime due cifre. Il quarto anello — infine — stabilisce il **fattore di tolleranza**.

Nel caso **B**, relativo al sistema a **corpo e punto**, la prima cifra significativa viene stabilita dal colore del corpo della resistenza, mentre la seconda viene stabilita dal colore dell'estremità che nell'illustrazione si trova a sinistra. Il fattore di moltiplicazione viene identificato dal colore di un punto che si trova al centro del corpo, mentre la tolleranza viene rappresentata dal colore dell'anello più esterno, ossia a destra nell'illustrazione.

In **C** — infine — il sistema è detto **corpo ed estremità**: in questo caso si ha che la prima cifra significativa viene identificata tramite il colore del corpo più esteso lungo lo sviluppo cilindrico, la seconda viene identificata dal colore dell'anello esterno di destra. Il fattore di moltiplicazione viene rappresentato dal colore del secondo anello (l'unico interno), mentre il colore dell'estremità opposta (a sinistra) identifica la tolleranza.

Per quanto riguarda il significato dei diversi colori, è opportuno riferirsi alla **tabella 2**, che elenca nella prima colonna i diversi colori adottati nel codice, nella seconda colonna il significato numerico di ciascuno di essi quando vengono impiegati per stabilire la prima e la seconda cifra significativa, nella terza colonna il fattore di moltiplicazione, vale a dire il numero decimale per il quale le prime due cifre devono essere moltiplicate per ottenere il valore nominale della resistenza, e nella quarta colonna la tolleranza che il colore rappresenta nelle diverse posizioni in cui viene identificato il relativo valore.

Per fare un esempio pratico, supponiamo che il colore della prima cifra significativa sia verde, quello della seconda sia il rosso, quello del fattore di moltiplicazione sia il giallo, e quello della tolleranza sia lo

1a cifra (verde) = 5
2a cifra (rosso) = 2
Fattore (giallo) = 4

Toller. (argento) = $\pm 10\%$

La resistenza così contraddistinta avrà perciò il valore di
 $52 \times 10.000 = 520.000 \pm 10\%$

TIPI DI RESISTENZE

Come abbiamo premesso all'inizio, esistono due tipi fondamentali di resistenze, e precisamente i tipi a valore fisso, e quelli a valore variabile.

Le resistenze fisse presentano un unico valore, e possono essere ulteriormente classificate in riferimento al materiale con cui vengono realizzate, ed il loro aspetto fisico.

I tipi più comuni e meno costosi di resistenze fisse sono quelle cosiddette ad impasto di carbonio. In pratica, esse vengono normalmente definite come resistenze a carbone, in quanto vengono realizzate impiegando un miscuglio di varie sostanze, tutte caratterizzate da una resistività elevata, e comunque maggiore di quella del normale carbonio o della grafite.

La **figura 9** rappresenta le caratteristiche costruttive di una moderna resistenza di questo tipo.

I valori nominali di dissipazione delle resistenze appartenenti a questa categoria sono compresi tra un minimo di $1/4$ W (0,25 W) ed un massimo di 2 o 3 W, mentre i valori resistivi sono compresi tra un minimo di pochi ohm, ed un massimo di alcuni megaohm.

La **figura 10** illustra invece le caratteristiche costruttive tipiche di due esemplari di resistenze del tipo a filo. Esse vengono realizzate avvolgendo un tratto di filo resistivo metallico, avente una determinata resistenza, intorno ad un supporto solitamente cilindrico, di porcellana o di materiale ceramico. Questo supporto è però munito di estremità metalliche, attraverso le quali avviene il contatto tra l'elemento resistivo ed i relativi terminali esterni.

Dopo aver avvolto il filo sul supporto isolante, il tutto viene verniciato con uno smalto speciale contenente vetro in polvere, e sottoposto ad un procedimento di cottura, che determina un fenomeno di vetrificazione del rivestimento di smalto. Tale rivestimento consente

TABELLA II

Colore	Valore Numerico	Moltiplicatore	Tolleranza
NERO	0	1	$\pm 20\%$
MARRONE	1	10	$\pm 1\%$
ROSSO	2	100	$\pm 2\%$
ARANCIO	3	1.000	$\pm 3\%*$
GIALLO	4	10.000	GMV*
VERDE	5	100.000	$\pm 5\%$ (Alternativa EIA)
BLU	6	1.000.000	$\pm 6\%*$
VIOLA	7	10.000.000	$\pm 12-1/2\%*$
GRIGIO	8	0,01 (alternativa EIA)	$\pm 30\%*$
BIANCO	9	0,1 (Alternativa EIA)	$\pm 10\%$ (Alternativa EIA)
ORO		0,1 (Sist. prefer. JAN ed EIA)	$\pm 5\%$ (Sist. prefer. JAN ed EIA)
ARGENTO		0,01 (Sist. prefer. JAN ed EIA)	$\pm 10\%$ (Sist. prefer. JAN ed EIA)
Nessun Colore			$\pm 20\%$

* Valore minimo garantito, ossia $-0 + 100\%$.

un'ottima protezione meccanica, una buona dissipazione del calore, ed un perfetto isolamento.

Il colore di questo materiale è solitamente verde, oppure marrone scuro, e su di esso viene di solito stampigliato il valore resistivo, unitamente al valore della potenza di dissipazione.

Alcune resistenze a filo del tipo a bassa dissipazione vengono rivestite con un materiale ceramico (ossia col medesimo materiale con cui viene realizzato il supporto). A volte, le resistenze a filo presentano anche un terzo terminale, costituito da un anello metallico la cui posizione può essere fissa o regolabile, nel senso della lunghezza. In questo secondo caso è possibile variare l'entità del valore resistivo presente da entrambi i lati del contatto mobile.

Con forti valori della dissipazione, fino a circa 200 W, i valori resistivi sono solitamente compresi tra un minimo di 1 Ω ed un massimo di 100.000 Ω .

Le resistenze a filo vengono impiegate nei circuiti di catodo per la realizzazione di divisori di tensione negli amplificatori di potenza a transistori, ed anche come resistenze zavorra nei circuiti di alimentazione funzionante con sistema di rettificazione della corrente alternata di rete.

Le resistenze a filo con supporto ceramico, recanti le caratteristiche di resistenza e di potenza stampigliate sul corpo, presentano un migliore isolamento per l'impiego nei circuiti funzionanti ad alta tensione.

Le resistenze di precisione, aventi una tolleranza dell'ordine dello 0,1% rispetto al valore indicato, sono spesso del tipo cosiddetto **metallizzato**. In questo caso, il materiale resistivo consiste in una pellicola di metallo o di carbone che viene depositato su di un supporto di vetro, o di altro materiale isolante, che costituisce il nucleo.

Dal momento che questa pellicola viene depositata o mediante un processo elettrolitico, o mediante un sistema a spruzzo, lo spessore ed il valore resistivo risultante sono suscettibili di accurato controllo durante la fase produttiva.

Le resistenze del tipo metallizzato si presentano solitamente in modo analogo a quello con cui si presentano le resistenze ad impasto, e vengono del pari identificate attraverso il codice a colori, come descritto. Tuttavia, queste resistenze metallizzate di precisione (vedi figura 9) costano da quattro a dieci volte di più delle normali resistenze ad impasto, e vengono perciò usate soltanto negli strumenti di misura, o comunque nei casi in cui la loro precisione è appunto un fattore determinante.

LE RESISTENZE VARIABILI

Come non è praticamente possibile far funzionare un'automobile sempre a velocità costante, così non è quasi mai possibile far funzionare un'apparecchiatura elettronica con livello costante delle grandezze in gioco. Al contrario, è spesso opportuno variare alcune di tali grandezze, come ad esempio l'intensità dei suoni riprodotti da un amplificatore, la luminosità della immagine riprodotta da un televisore, il guadagno di uno stadio, ecc.

Per poter eseguire tali regolazioni, si ricorre all'impiego di resistenze variabili, dette anche **potenziometri** o **reostati**, a seconda che presentino rispettivamente tre o due terminali.

Alcune resistenze variabili consistono in un elemento a filo, e si presentano in modo analogo a quello illustrato alla **figura 11**; altri tipi contengono invece un elemento al carbonio o a grafite.

L'elemento resistivo contenuto in una resistenza variabile può inoltre presentare una variazione **lineare**, nel senso che, dividendo in gradi la rotazione del cursore, ad ogni spostamento angolare corrisponde una variazione uniforme del valore resistivo. Quando invece la variazione è **logaritmica** o **esponenziale**, si ha che due spostamenti angolari uguali tra loro determinano diversi valori della variazione di resistenza.

Il cursore non è altro che un contatto mobile, facente capo ad un apposito terminale, attraverso il quale è possibile applicare un collegamento lungo il corpo resistivo, in un punto prestabilito, che può es-

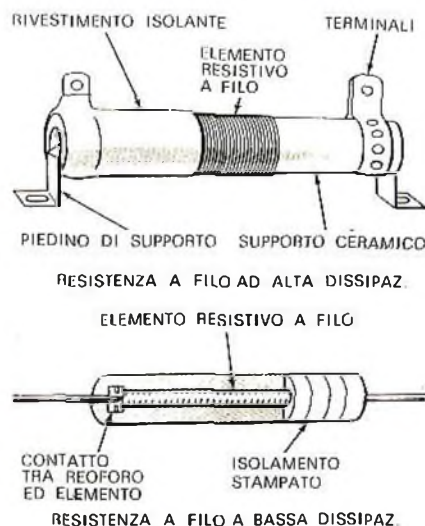


Fig. 10 - Aspetto tipico di due diversi modelli di resistenze a filo.

sere fisso o regolabile, a seconda delle esigenze.

La maggior parte delle resistenze variabili viene installata sull'apparecchiatura elettronica che ne fa uso tramite una bussola filettata munita di dado, oppure mediante alette che si introducono in appositi fori del telaio, e che vengono poi piegate in modo da bloccare il componente nella sua posizione.

Le resistenze variabili presentano dimensioni comprese tra un minimo di circa 10 mm di diametro ed un massimo di circa 40 mm, mentre le resistenze variabili a filo possono avere dimensioni notevolmente maggiori. Il valore resistivo è del pari compreso tra pochi ohm e diversi megaohm, con valori della

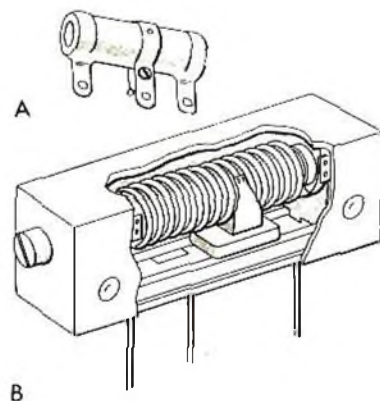
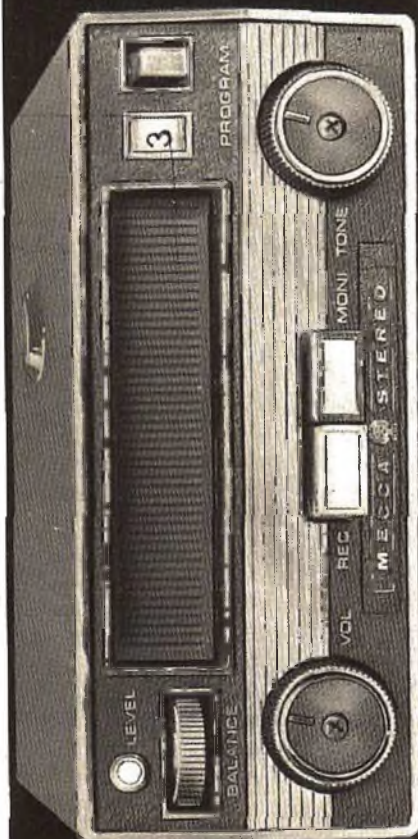


Fig. 11 - Esempi di resistenze a filo di tipo variabile. In A il contatto mobile è ad anello con fissaggio a vite, mentre in B esso può scorrere, e può essere messo in collegamento con una qualsiasi delle spire dell'elemento resistivo.

"TENKO"

REGISTRATORE STEREO 8 PER AUTO



mod. MA-260

Completo di microfono con telecomando. Controllo del livello di registrazione mediante indicatore luminoso.

Velocità di trascorrimento:
9,5 cm/s

Potenza di uscita:
4,5 W per canale

Risposta di frequenza:
50 ÷ 8000 Hz

Separazione canali: 40 dB

Wow e flutter: < 0,3%

Alimentazione: 12 Vc.c.
negativo a massa

Dimensioni: 177x185x70

REPERIBILE PRESSO
TUTTI I PUNTI
DI VENDITA

G.B.C.
italiano

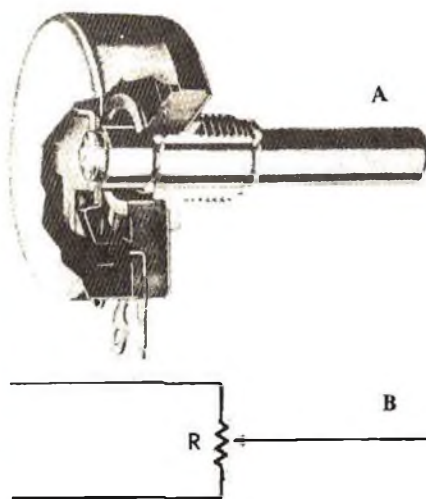


Fig. 12 - Esempio di potenziometro a grafite (A), e relativo circuito di principio per l'impiego come controllo di volume.

dissipazione di potenza che si estendono da un minimo di 0,1 W ad un massimo di 500 W ed oltre.

Nei radioricevitori e negli amplificatori di Bassa Frequenza, le resistenze variabili vengono solitamente usate soprattutto come divisori di tensione (la figura 12 illustra in A un esemplare tipico di potenziometro a grafite, che può essere usato come controllo di volume, secondo il circuito di principio illustrato in B).

I circuiti di questo tipo vengono di solito impiegati per controllare

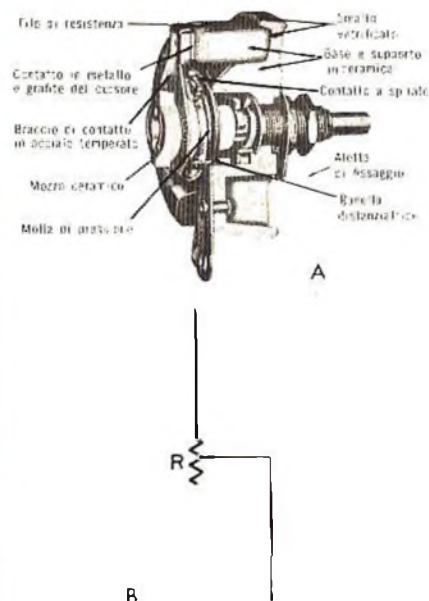


Fig. 13 - Struttura interna di un tipico potenziometro a filo (A), e circuito di impiego come reostato (B).

il volume di ascolto, o il responso alla frequenza (controllo di tono), o ancora la luminosità dello schermo di un televisore, ecc.

In un ricevitore televisivo, una resistenza variabile può essere usata anche per controllare il contrasto, il sincronismo verticale ed orizzontale la linearità verticale superiore e centrale, la tonalità cromatica (nei TV a colori), ecc.

La figura 13 illustra in A un tipo di potenziometro a filo visto in sezione, adatto all'impiego per la regolazione del contrasto, mentre in B illustra il caso tipico dell'impiego di un potenziometro come reostato, nel qual caso vengono usati un solo terminale ed il cursore.

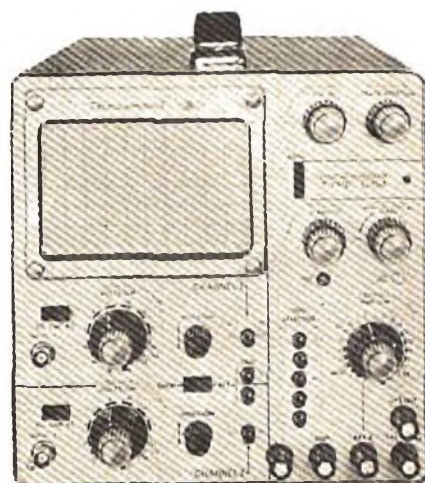
Per concludere, dal momento che nella maggior parte dei casi i potenziometri usati nei circuiti citati funzionano con deboli intensità di corrente, il tipo di impiego più frequente è quello a grafite. Tuttavia, per esercitare particolari effetti di controllo, come ad esempio nel caso della regolazione diretta di altoparlanti, nei confronti dei quali la potenza dissipata è di una certa entità, vi sono delle esigenze particolari che impongono l'uso di potenziometri a filo, a causa della forte intensità delle correnti in gioco.

Spesso — infine — due o più potenziometri vengono abbinati in uno stesso componente, ottenendone il funzionamento simultaneo con un unico albero di comando (nel qual caso le unità sono in «tandem»), oppure — cosa che accade molto più frequentemente quando le unità sono soltanto due — i due alberi di comando sono concentrici, e possono essere azionati separatamente attraverso l'impiego di due manopole anch'esse concentriche, di cui una per il comando dell'albero esterno, ed una per il comando di quello interno.

Questo articolo, che è stato redatto a beneficio di chi inizia ad interessarsi di elettronica, ha probabilmente chiarito alcuni concetti fondamentali relativi a questi particolari componenti, e ad esso faranno seguito altre note attraverso le quali verranno descritti altri componenti dei circuiti elettronici, certamente non meno importanti delle resistenze.

IMPARIAMO AD USARE L'OSCILLOSCOPIO

terza parte



RAPPRESENTAZIONE DI COORDINATE CON L'IMPIEGO DELL'ASSE DEI TEMPI

I seguenti otto esperimenti comportano l'uso dell'asse dei tempi dell'oscilloscopio. La maggior parte dei grafici e delle forme d'onda possono essere rappresentate in questo modo:

Rappresentazione di forme d'onda

- Preparare un circuito come quello della fig. 24.
- Regolare il controllo di amplificazione Y per ottenere un'altezza d'immagine ottima.
- Regolare la frequenza dell'asse dei tempi per ottenere un ciclo completo della forma d'onda in esame.
- Regolare il controllo di sincronizzazione per «bloccare» l'immagine sullo schermo.

La fig. 25 illustra alcune delle forme d'onda più diffuse.

Esame della carica e della scarica di un condensatore

- Preparare un circuito come quello della fig. 26.
- Accendere il generatore di segnali e regolarlo in modo da ottenere un'uscita d'onda quadra.
- Regolare la frequenza del generatore di segnali e dell'asse dei

tempi finché non appare sullo schermo la curva di carica/scarica.

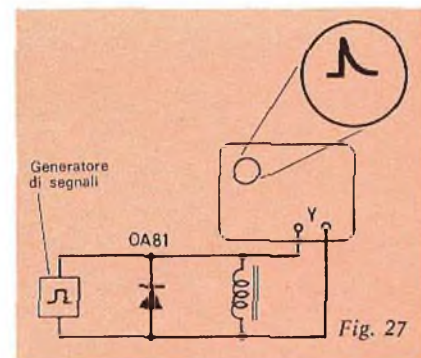
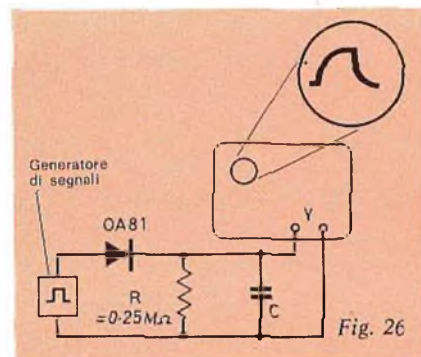
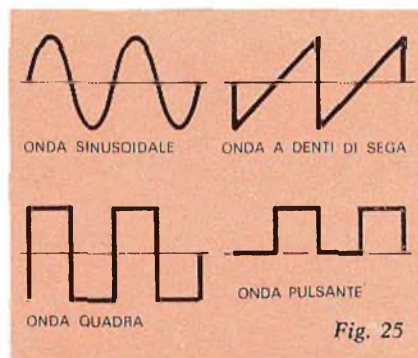
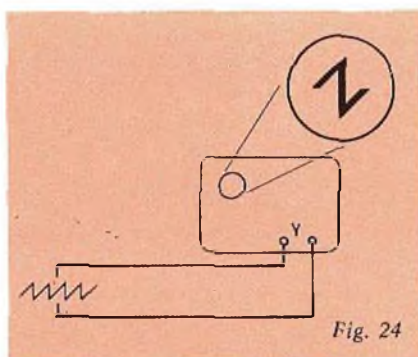
- Regolare il controllo di ampiezza X per ottenere un'immagine di giuste proporzioni.

Tenere presente che esiste una sola frequenza alla quale la curva appare perfetta. Usando un condensatore da $0,1 \mu\text{F}$ ed un generatore ad onda quadra questa frequenza è di circa 100 Hz.

In mancanza di un generatore di segnali ad onda quadra, sarà sufficiente un circuito a corrente continua interrotto periodicamente per mezzo di un interruttore meccanico.

Esame della tensione mediante un induttore (Autoinduzione)

- Preparare un circuito come quello della fig. 27.
- Regolare il generatore di se-



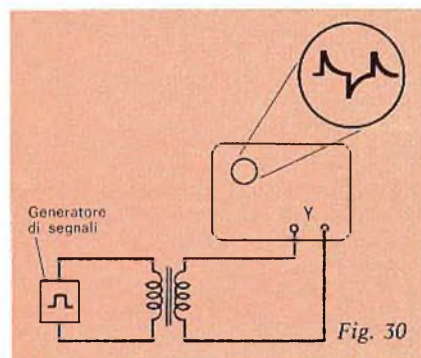
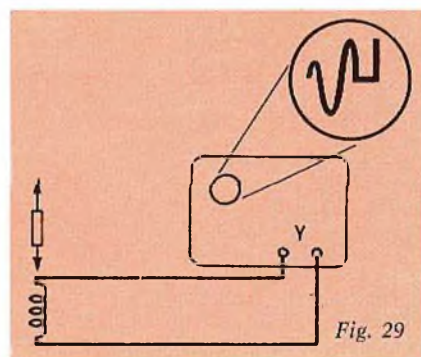
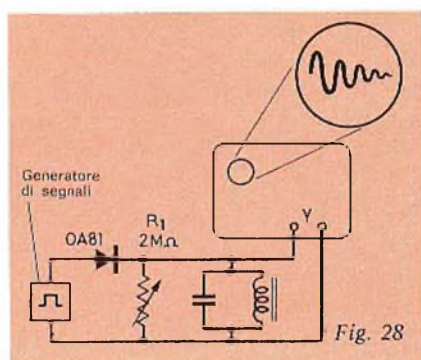
gnali per ottenere un'uscita di onda quadra.

- c) Variare la frequenza dell'asse dei tempi e del generatore di segnali finché non appare sullo schermo la curva di autoinduzione.
- d) Regolare il controllo di ampiezza X per ottenere un'immagine corretta.

Nell'esperimento originale, una bobina di blocco di 10 H produceva curve d'induttanza ad una frequenza di 50 Hz. Per eseguire questa prova è consigliabile rileggere le note del precedente esperimento.

Esame delle oscillazioni smorzate

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 28.



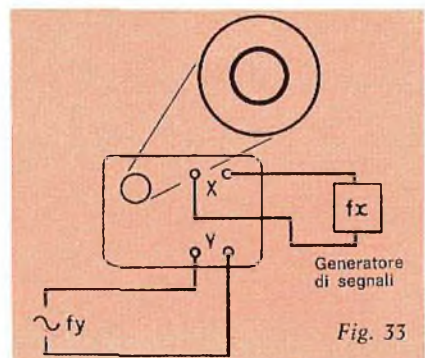
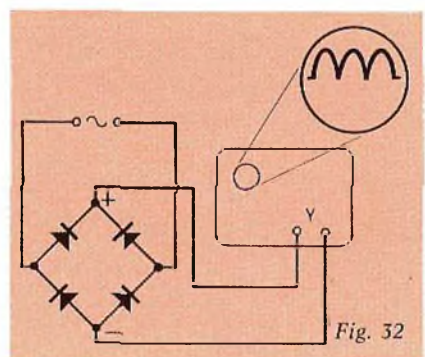
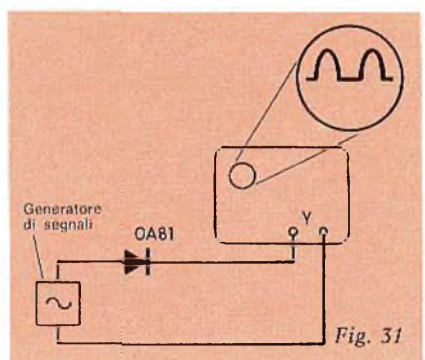
- b) Regolare il generatore di segnali per ottenere una uscita ad onda quadra.

- c) Variare la frequenza dell'asse dei tempi e del generatore di segnali per avere un treno di oscillazioni smorzate.

- d) Regolare i controlli d'ampiezza X e di deviazione Y per ottenere un'immagine corretta. I valori nell'esperimento originale erano $f = 12 \text{ Hz}$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, $L = 10 \text{ H}$.

- e) Ridurre il valore di R_1 e notare l'effetto provocato dall'aumento dello smorzamento.

In mancanza di un generatore ad onda quadra vale quanto specificato nel paragrafo relativo all'es-



me della carica e della scarica di un condensatore.

Esame di una forza elettromotrice indotta per mezzo di un magnete permanente.

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 29.
- b) Regolare l'amplificatore verticale per avere la massima sensibilità.
- c) Spostare il magnete dentro e fuori della bobina.
- d) Accertarsi che il raggio elettronico venga deflesso in entrambe le direzioni e che l'ampiezza della deflessione sia proporzionale alla forza del magnete ed alla velocità di variazione di flusso (legge di Lenz).

Esame di una forza elettromotrice indotta fra due induttori (Mutua induzione)

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 30.
- b) Regolare il generatore di segnali per ottenere un'uscita d'onda quadra.
- c) Regolare la frequenza del generatore e dell'asse dei tempi fino ad avere la migliore traccia possibile.
- d) Applicare un'onda sinusoidale pura alla bobina primaria ed osservare che questa non venga distorta ed attenersi alle note relative alla carica e scarica di un condensatore.

Esame della rettificazione in mezz'onda

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 31.
- b) Regolare il generatore di segnali per ottenere un'uscita ad onda sinusoidale.
- c) Regolare la frequenza dell'asse dei tempi e la sincronizzazione per fissare la traccia sullo schermo.
- d) Aggiungere un condensatore di livellamento al circuito e analizzare la sua azione.
- e) Aggiungere un resistore ed il condensatore di livellamento ed esaminare la forma d'onda risultante.

Esame della rettificazione a due alternanze

- Preparare un circuito come quello della fig. 32.
- Aggiungere i componenti filtro e di livellamento per esaminare i loro effetti sulla forma d'onda finale.

RAPPRESENTAZIONE DI ALTRE COORDINATE

In questa sezione possono essere incluse le curve d'isteresi, le caratteristiche della valvola e dei transistori e la determinazione della velocità d'otturatore di una macchina fotografica.

Determinazione della velocità di otturazione di una macchina fotografica

- Preparare un circuito come quello della fig. 33 con il generatore di base dei tempi spento.
- Regolare entrambe le sorgenti perché diano onde sinusoidali della stessa frequenza, ad esempio 50 Hz, aventi una differenza di fase di 90° .
Lo schermo deve mostrare la traccia circolare illustrata nella fig. 33.
- Preparare la macchina fotografica e prendere un certo numero di fotografie della traccia.
- In ogni caso misurare sul film l'angolo sotteso dall'arco di cerchio impresso sul film.
- Calcolare il tempo d'esposizione della macchina fotografica. Il punto viaggia sulla circonferenza del cerchio a velocità costante e quando entrambi i generatori danno un'uscita di 50 Hz il tempo impiegato per compiere un ciclo è di $1/50$ s. Per velocità di otturatore piuttosto elevate deve essere scelta una frequenza maggiore perché è difficile misurare con precisione i piccoli angoli che si otterrebbero. Per avere una certa precisione in questo esperimento è necessario usare un tubo a raggi catodici avente un tempo di persistenza molto breve altrimenti il tempo di esposizione calcolato sarà più lungo, rispetto al reale tempo di esposizione, di una

quantità di tempo uguale al tempo di persistenza del tubo.

Informazioni sulla curva d'isteresi

(Per dettagli circa la teoria di questa dimostrazione consultare l'opuscolo «Demonstrations and Experiments in Electronics and Magnetism» edito dal Mullard Educational Service).

- Preparare un circuito come quello della fig. 34.
- Con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external» regolare l'integratore ed i controlli di sfasamento fino ad avere una regolazione ottima.
- Eeguire le regolazioni finali delle dimensioni della curva per mezzo dei controlli d'ampiezza X e d'ampiezza Y.
- Notare l'effetto della diminuzione di resistenza del percorso del flusso intorno al nucleo campione, applicando una derivazione magnetica di ferro dolce (ciò può essere fatto usando una certa quantità di lamierini di trasformatore ad U imbullonati insieme).
- Sostituire il nucleo con uno di composizione differente e confrontare le curve B-H di vari campioni.

Caratteristiche del diodo

- Preparare un circuito come quello della fig. 35 dopo aver letto le note relative alle caratteristiche delle valvole (parte prima).
- Regolare la corrente di accensione del diodo a 2,5 A per mezzo di un resistore variabile di 50Ω .
- Con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external», regolare il controllo della sensibilità dell'amplificatore Y, il controllo dell'alta tensione ed il controllo di sfasamento in maniera tale da avere sullo schermo una traccia simile a quella illustrata in figura.
- Con il resistore di carico regolato al minimo, diminuire lentamente la corrente d'accensione prendendo nota dell'effetto che questo può avere sulla caratteristica (illustrata con tratteggio).

- Ripetere l'operazione d) variando la regolazione del resistore di carico e prendendo nota dell'effetto del carico sulla caratteristica.
- Accendere l'asse dei tempi e distaccare l'entrata di 50 V. Se la frequenza dell'asse dei tempi è regolata in maniera corretta dovrà apparire sullo schermo una onda sinusoidale rettificata in mezzonda.

Triodo - Caratteristiche anodiche

- Preparare un circuito come quello della fig. 36.
- Regolare la tensione di accensione a 6,3 V oppure su un altro valore richiesto.

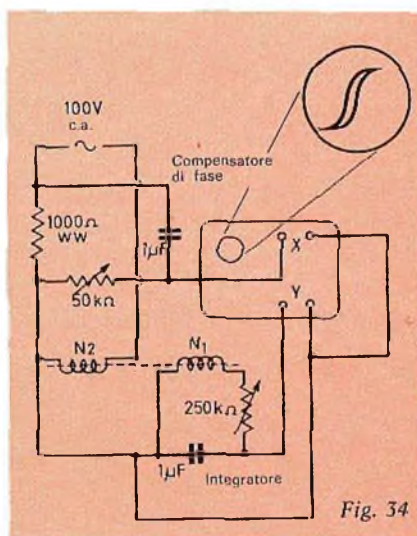


Fig. 34

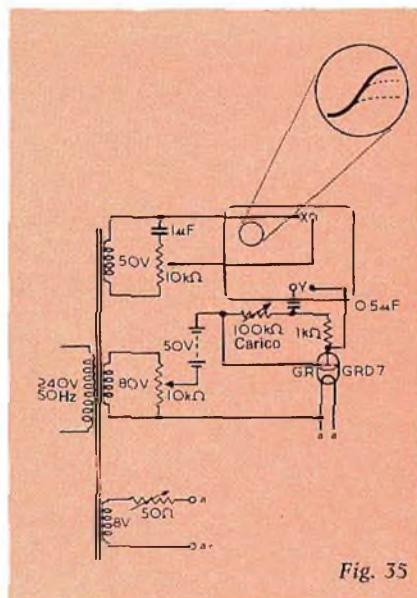


Fig. 35

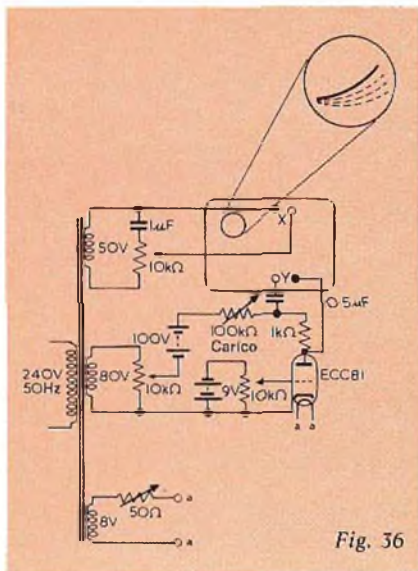


Fig. 36

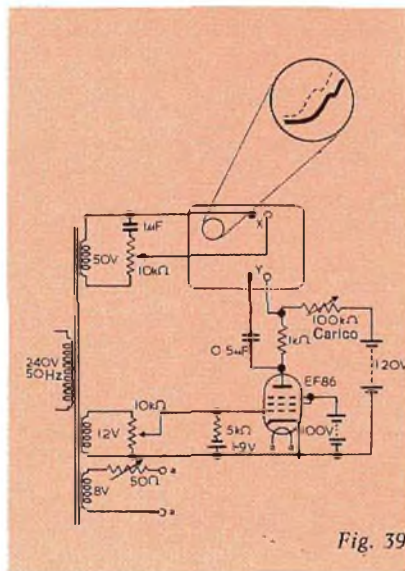


Fig. 39

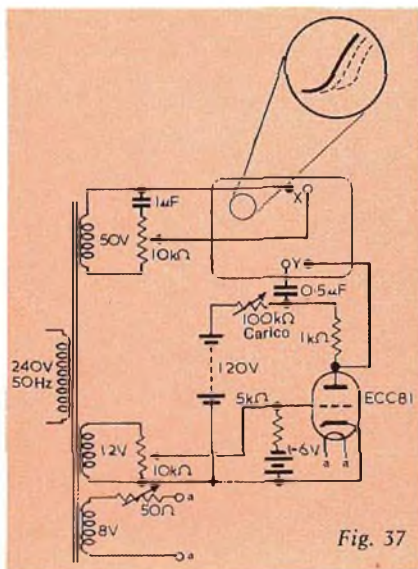


Fig. 37

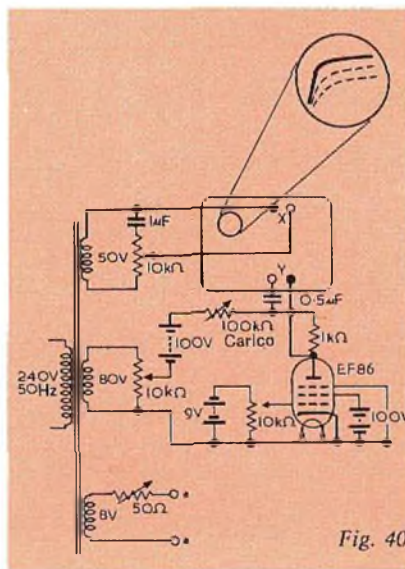


Fig. 40

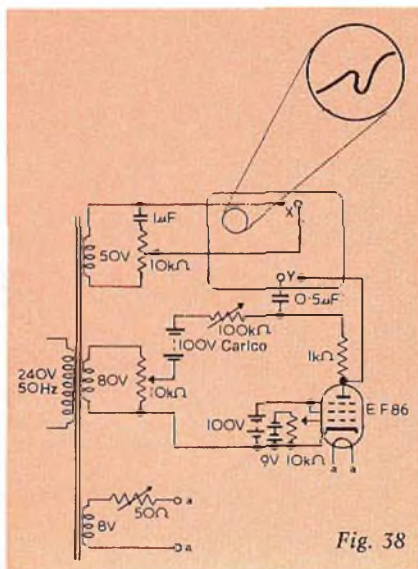


Fig. 38

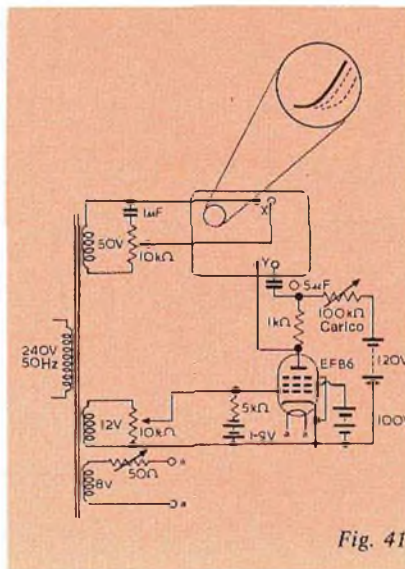


Fig. 41

- c) Con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external», regolare il controllo della sensibilità verticale, il controllo dell'alta tensione ed il controllo di sfasamento in maniera tale da avere una traccia ottima.
- d) Con il resistore di carico regolato al minimo, variare il controllo di polarizzazione per ottenere curve diverse (illustrate in figura con tratteggio).
- e) Ripetere d) con regolazioni diverse del resistore di carico, notando la caratteristica dinamica.

Triodo - Caratteristiche mutue

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 37.
- b) Regolare la tensione d'accensione a 6,3 V o su un altro valore richiesto.
- c) Mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external» e regolare il potenziometro di tensione di griglia, la sensibilità verticale e lo sfasamento in maniera tale da ottenere una messa a punto ottima.
- d) Variare la tensione griglia e la tensione della batteria di polarizzazione per dimostrare l'effetto sulla caratteristica.
- e) Ripetere questo esperimento con il resistore di carico regolato al massimo per mostrare la caratteristica dinamica.
- f) Distaccare l'entrata di 50 V e mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «internal». Sullo schermo apparirà un'onda sinusoidale che rappresenta il segnale d'uscita della valvola.
- g) Ripetere le operazioni d) ed e) per dimostrare l'effetto del cambiamento delle condizioni di lavoro sul segnale amplificato (in molti casi la regolazione può produrre una distorsione molto spinta).

Tetrodo - Caratteristiche anodiche

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 38 e regolare la tensione d'accensione a 6,3 V o su un altro valore richiesto.
- b) Con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external», regolare la sensibilità verticale, lo sfasamento ed i controlli

dell'alta tensione per ottenere una caratteristica idonea. La cuspidi di curva del tetrodo dovrà essere visibile chiaramente.

- c) Variare la regolazione del controllo di polarizzazione e del resistore di carico per dimostrare l'effetto del cambiamento delle condizioni di lavoro sulla caratteristica.

Tetrodo - Caratteristiche mutue

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 39 e regolare la tensione d'accensione a 6,3 V su un altro valore richiesto.
- b) Con l'asse dei tempi spento, regolare lo sfasamento, la sensibilità Y e la tensione di griglia in maniera tale da ottenere una traccia ottima. L'effetto della cuspidi di curva del tetrodo sarà visibile anche in questo tipo di caratteristica.
- c) Variare la regolazione del controllo della tensione di griglia, della tensione della batteria di polarizzazione e del resistore di carico per dimostrarne l'effetto sulla caratteristica.
- d) Mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «internal» e distaccare l'entrata di 50 V. Sullo schermo apparirà un'onda sinusoidale, che rappresenta il segnale d'uscita della valvola.
- e) Ripetere l'operazione c) per dimostrare l'effetto delle condizioni di lavoro sull'ampiezza e sulla linearità del segnale d'uscita.

Pentodo - Caratteristiche anodiche

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 40 e regolare la tensione d'accensione a 6,3 V o su un altro valore richiesto.
- b) Con l'asse dei tempi spento, regolare lo sfasamento, la sensibilità Y ed i controlli dell'alta tensione per ottenere una traccia ottima.
- c) Con il resistore di carico regolato al minimo, variare il controllo di polarizzazione per ottenere varie caratteristiche.
- d) Regolare il resistore di carico al massimo e notare la forma della caratteristica dinamica.

Pentodo - Caratteristiche mutue

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 41 e regolare la tensione d'accensione a 6,3 V o su un altro valore richiesto.
- b) Con l'asse dei tempi spento, regolare lo sfasamento, la sensibilità Y e la tensione di griglia fino ad ottenere una regolazione ottima.
- c) Variare la tensione di griglia, il resistore di carico e la tensione della batteria di polarizzazione per dimostrarne l'effetto sulla caratteristica.
- d) Accendere l'asse dei tempi dopo avere distaccato l'entrata di 50 V. Il segnale d'uscita dal pentodo apparirà sullo schermo.
- e) Ripetere l'operazione c) per dimostrare l'effetto della variazione delle condizioni di lavoro sull'ampiezza e sulla forma del segnale d'uscita.

Caratteristiche del diodo a semiconduttore

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 42.
- b) Regolare il controllo di tensione del diodo, la sensibilità Y e lo sfasamento fino ad avere una traccia ottima ed esaminare la caratteristica.
- c) Distaccare l'entrata di 50 V ed accendere l'asse dei tempi.
- d) Esaminare la forma d'onda di uscita che è un'onda sinusoidale rettificata in mezz'onda.

Caratteristiche del diodo Zener

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 43.
- b) Regolare la sensibilità Y e lo sfasamento con la tensione di diodo al minimo.
- c) Aumentare la tensione di diodo finché non avviene la rottura Zener.
- d) Distaccare l'entrata di 50 V e mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «internal».
- e) Ripetere le operazioni b) e c) per dimostrare l'effetto della rottura Zener sulla corrente di uscita.

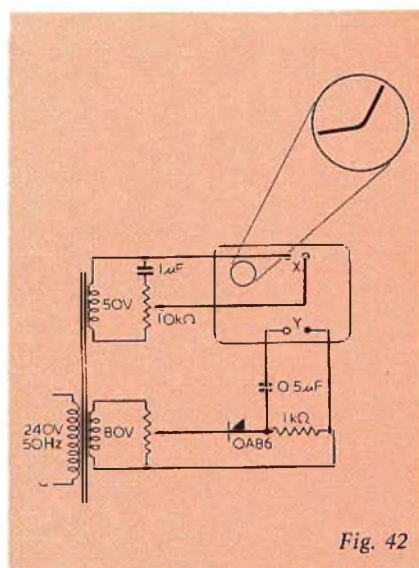


Fig. 42

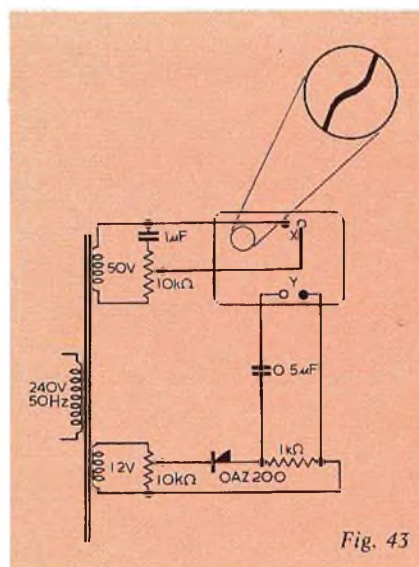


Fig. 43

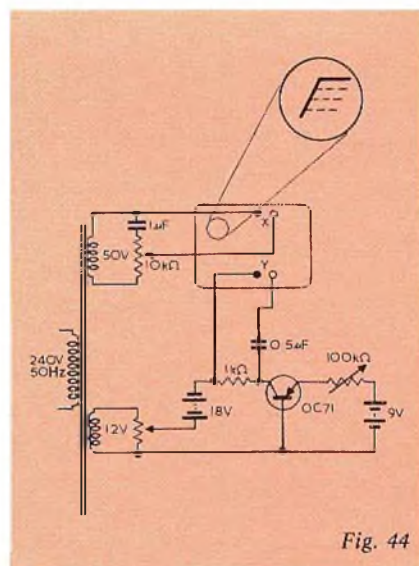


Fig. 44

Transistori - caratteristiche d'uscita con base a massa

- Preparare un circuito come quello della fig. 44, con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external».
- Regolare la sensibilità Y e lo sfasamento in maniera appropriata con il resistore di polarizzazione regolato al massimo.
- Variare la regolazione del resistore di polarizzazione e la tensione di collettore per ottenere le caratteristiche.

Transistori - Caratteristiche di trasferimento con base a massa

- Preparare un circuito come quello della fig. 45 e mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external».
- Con la corrente d'entrata d'emettitore regolata al minimo, regolare lo sfasamento e la sensi-

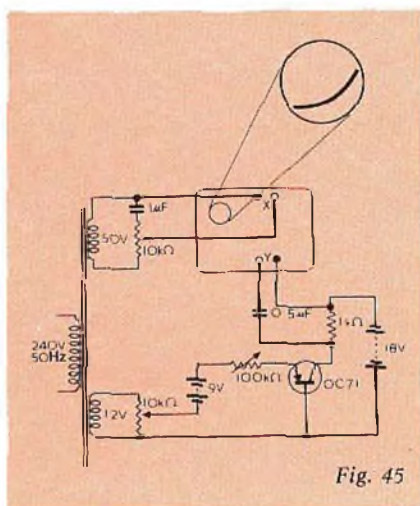


Fig. 45

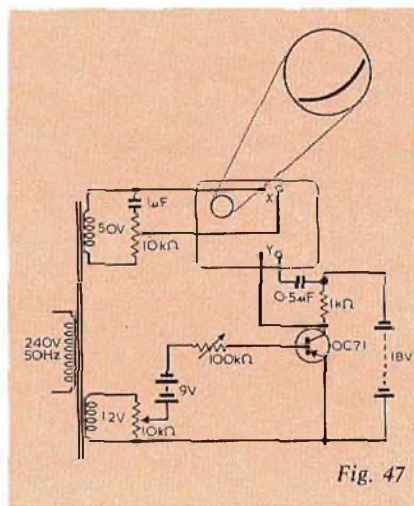


Fig. 47

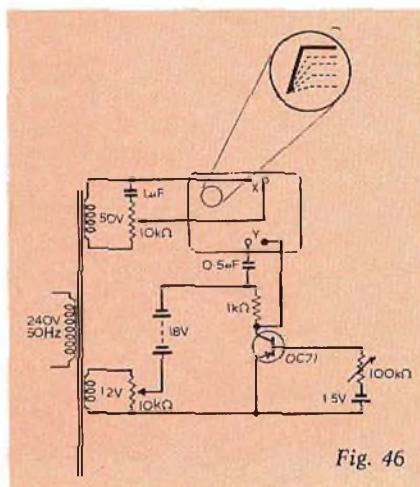


Fig. 46

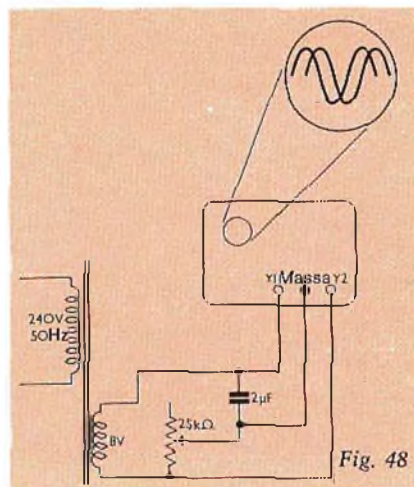


Fig. 48

- bilità Y in modo tale da avere una traccia ottima.
- c) Regolare il controllo di tensione alternata d'emettitore e il resistore addizionale per avere caratteristiche diverse.
- d) Dopo aver distaccato l'entrata di 50 V ed aver messo il controllo dell'asse dei tempi in posizione «internal», variare la tensione alternata d'emettitore e la tensione della batteria di collettore per dimostrare l'effetto del cambiamento delle condizioni di lavoro sulla forma e l'ampiezza del segnale amplificato.

Transistori - Caratteristiche d'uscita con emettitore a massa

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 46 e mettere il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external».

- b) Con la corrente di base regolata al minimo, regolare lo sfasamento, la sensibilità verticale e la tensione alternata di collettore per avere una traccia ottima.
- c) Aumentare la corrente di base per mezzo del resistore di polarizzazione di base per ottenere varie curve caratteristiche.

Transistori - Caratteristiche di trasferimento con emettitore a massa

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 47.
- b) Con il controllo dell'asse dei tempi in posizione «external» e la corrente di base regolata al minimo, regolare lo sfasamento e la sensibilità verticale per avere una traccia ottima.
- c) Variare la corrente di base per ottenere caratteristiche diverse.
- d) Distaccare l'entrata di 50 V ed accendere l'asse dei tempi. Apparirà sullo schermo un'onda sinusoidale che è il segnale d'uscita amplificato proveniente dal transistor.
- e) Variare la corrente di base per dimostrare l'effetto delle condizioni di lavoro sull'ampiezza e la forma del segnale.

Confronto delle forme d'onda

E' utile poter esaminare una forma d'onda prima e dopo che essa sia applicata ad un circuito.

Può essere particolarmente utile osservare la distorsione di un segnale dopo l'amplificazione, studiare il ritardo e l'anticipo in una componente reattiva, studiare le variazioni di fase e le curve di carica e scarica di tensione/corrente di un condensatore.

Molti laboratori possono disporre di un oscilloscopio a doppia traccia e possono usare lo strumento al limite delle sue capacità. Per coloro che non possiedono un oscilloscopio a doppia traccia, un semplice dispositivo di commutazione elettronica può trasformare uno strumento a traccia singola in uno strumento a doppia traccia.

Il circuito di fig. 48 mostra lo anticipo di corrente sulla tensione in un condensatore.

(continua)

In questa prima parte spiegheremo in maniera semplice ed accessibile a chiunque, il funzionamento di uno scandaglio ultrasonoro. Nella seconda parte analizzeremo un apparecchio di questo genere usabile a bordo di piccole imbarcazioni e costruito dalla Simonsen Radio (Simrad).

GLI ECOSCANDAGLI ULTRASONORI

prima parte

di P. SCIROCCO

Che cosa sono gli ultrasuoni? La risposta è semplicissima, non sono altro che delle vibrazioni la cui frequenza è superiore al limite che è percettibile normalmente dall'orecchio umano. La principale caratteristica degli ultrasuoni, come vedremo, rispetto alle onde sonore udibili, è quella di poter essere convogliati in fasci direttivi molto stretti.

L'ECOSCANDAGLIO ULTRASONORO

Fin dalle più remote antichità si è usato misurare le profondità marine immergendo nell'acqua prima una liana e successivamente una corda alla cui estremità immersa era legato un corpo pesante che in seguito è stato sostituito da un piombino di forma adatta. Si trattava di un sistema che se era, ed è tuttora, valido per profondità limitate, è poco adatto alla misura delle grandi profondità essendo influenzato dal vento e soprattutto dalle correnti marine.

In tempi, molto più vicini a noi, si è cercato di sfruttare la propagazione del suono nell'acqua e di riceverne i relativi echi che venivano riflessi dal fondo marino. Ma questo sistema incontrò delle difficoltà notevoli poiché i suoni hanno tendenza a propagarsi in tutte le direzioni.

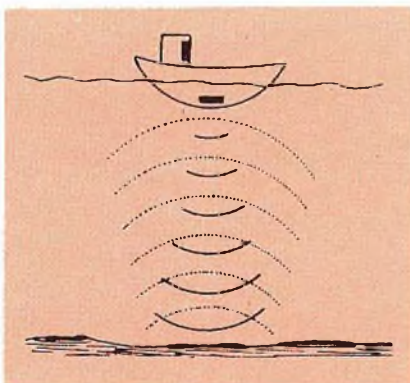


Fig. 1 - Esempio di una emissione ultrasonora e della relativa eco proveniente dal fondo marino.

L'avvento degli ultrasuoni ha invece permesso di superare tutti gli ostacoli, (figura 1).

Il cammino naturalmente non è stato facile; in Italia i primi esperimenti di una certa importanza furono iniziati attorno al 1930 a bordo del cacciatorpediniere Poerio, ma i risultati, in relazione agli apparecchi disponibili a quei tempi, non furono brillanti. Oggigiorno invece gli ecoscandagli ad ultrasuoni sono a disposizione di chiunque e possono anche essere installati a bordo di modeste barchette da spiaggia.

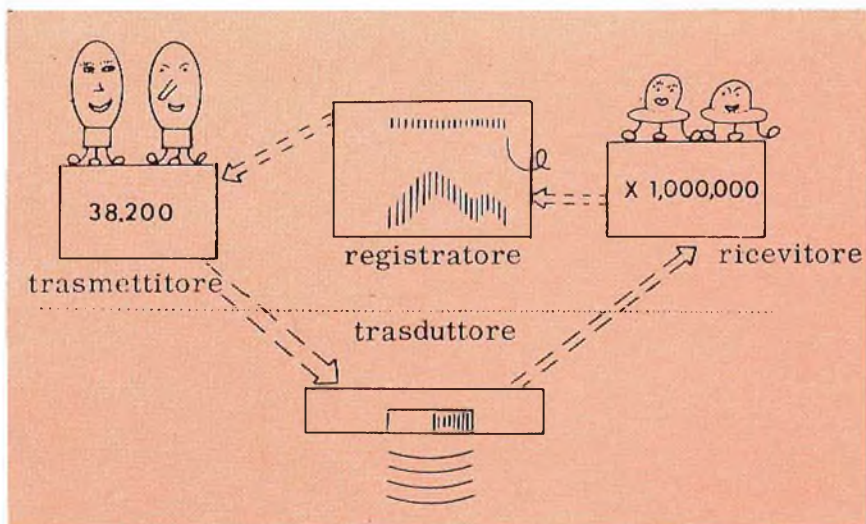


Fig. 2 - Schema di principio di un ecoscandaglio ultrasonoro. Il numero 38200 si riferisce alla frequenza di emissione.

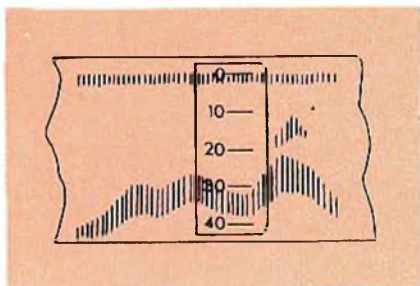


Fig. 3 - Nella figura è chiaramente visibile la linea di zero, cioè di partenza degli impulsi e le zone di riflessione.

Un complesso ultrasonoro consiste essenzialmente di un trasmettitore e di un ricevitore, di cui fa parte un registratore a penna o a schermo oscillografico, e di un trasduttore, (figura 2).

Il trasduttore funziona esattamente come un altoparlante in trasmissione ed un microfono in ricezione.

Quando si comanda al trasmettitore di emettere una serie di impulsi a frequenza ultrasonica, la penna del registratore segna un trattino che è detto linea di fede o di zero e che corrisponde all'istante di partenza del segnale.

Siccome il trasduttore è fissato sotto il fondo del battello i segnali sono diretti verso il basso in modo che saranno riflessi oltre che dal fondo marino anche dagli oggetti che incontrano durante il loro percorso, (figura 3).

Gli echi provenienti dagli oggetti prossimi al battello saranno registrati con dei trattini più vicini alla linea di zero mentre gli echi degli oggetti più lontani e del fondo marino, saranno registrati con trattini a delle distanze maggiori.

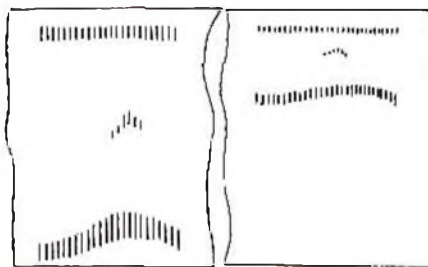


Fig. 5 - Indicazioni degli echi in funzione della velocità di spostamento della penna scrivente.

Ciò è evidente perché gli echi più lontani impiegano più tempo ad effettuare il percorso di ritorno, ragione per cui la penna avrà percorso una maggiore distanza sulla carta.

Se sulla carta del registratore è segnata una scala opportunamente calibrata sarà possibile effettuare la lettura diretta in metri od in piedi delle profondità del fondo marino e dei vari oggetti che in esso si trovano. Tale taratura, naturalmente, viene eseguita tenendo conto della velocità del suono nell'acqua che come è noto corrisponde a 1500 m/s. Se ad esempio un oggetto si trova ad una profondità di 75 m, il segnale eco ritornerà esattamente dopo 1/10 di secondo che è stato emesso (infatti il segnale che parte dal trasduttore dovrà percorrere 75 m all'andata e 75 m al ritorno per un totale di 150 m).

VELOCITA' DELLA CARTA DEL REGISTRATORE

Se si effettua un cambiamento di velocità dello scorrimento della carta

ta varia anche lo spazio fra le linee, come è chiaramente mostrato in figura 4 in cui è visibile una barca da pesca, un pesce ed il fondo marino. Pertanto è possibile estendere l'immagine aumentando la velocità o comprimerla riducendo la stessa. Per usi normali si usano velocità di 2,5 a 10 mm/min. La lunghezza dei trattini dipende invece dalla velocità della penna: più questa è veloce e più i trattini sono lunghi, come mostra la figura 5.

In conclusione la velocità della penna stabilisce l'altezza dell'immagine mentre la velocità della carta ne fissa la sua lunghezza, (fig. 6).

LUNGHEZZA DEGLI IMPULSI

Il trasduttore per tutto il tempo che il trasmettitore è in funzione emette una serie di impulsi ultrasonori i quali in genere sono di differenti frequenza da scandaglio a scandaglio. Ciò ha lo scopo di evitare possibili interferenze fra barche vicine fra loro e che siano munite di questo genere di apparecchi.

A questo proposito occorre tenere presente che il tracciato del registratore dipende dalla potenza del fascio sonoro, dalla sua durata e dall'amplificazione che subiscono gli echi nel ricevitore.

Occorre soprattutto ricordare che i dettagli di un ecogramma sono in stretta relazione con la lunghezza dell'impulso cioè con la durata, e ciò perché la lunghezza dell'eco è legata alla lunghezza dell'impulso emesso. Infatti un impulso breve produrrà un'eco breve mentre un impulso lungo darà luogo ad un'eco lunga.

Osserviamo ad esempio la figura 7. A sinistra la durata degli impulsi è breve e pertanto i due pesci ed il fondo marino danno luogo a tre impulsi separati e ben distinti, a destra dove invece l'impulso è lungo i tre echi si fondono in uno solo e pertanto si ottiene un rilevamento incompleto ed impreciso. Da ciò possiamo desumere la seguente regola: **impulsi brevi = molti dettagli, impulsi lunghi = pochi dettagli.**

Esiste però un'altra regola che gioca a favore degli impulsi lunghi.

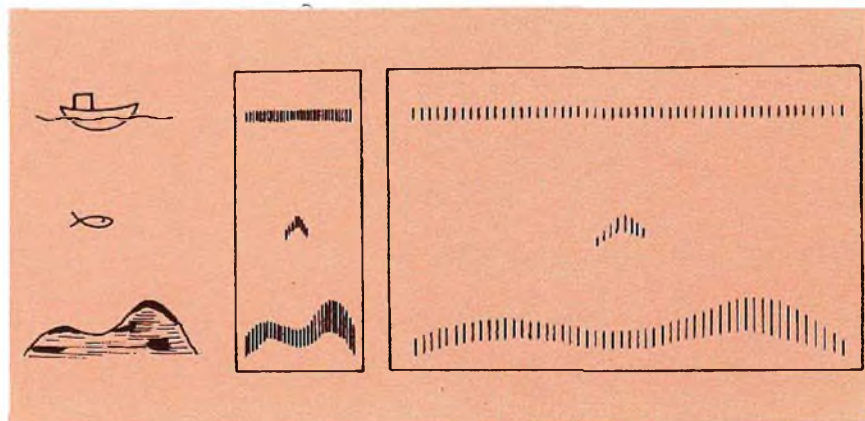


Fig. 4 - Indicazione degli echi in funzione delle velocità di scorrimento della carta.

Infatti quando si debbano ricevere degli echi da profondità notevoli superiori ai 300 m, come mostra la figura 8, è necessario emettere degli impulsi lunghi. Questa nuova regola ci dice infatti che: **impulso breve = piccola profondità, impulso lungo = grande profondità.**

Comunque, dovendo effettuare la pesca in acque poco profonde, è consigliabile l'impiego di impulsi brevi. Negli ecoscandagli SIMRAD, ad esempio, esiste la possibilità di scegliere varie lunghezze di impulso comprese fra mezzo millisecondo e quattro millisecondi.

Tenuto conto delle suddette regole chiunque è in grado di interpretare un ecogramma.

LETTURA DELLE SCALE

Come abbiamo già spiegato la lettura della profondità è legata alla velocità della carta e della penna. Infatti più è profondo il fondale che si misura e più si deve attendere il ritorno dell'eco. In questo caso la penna deve scorrere più lentamente sulla carta per consentire la registrazione dell'eco con un dato ritardo. Se confrontiamo ad esempio i segni dell'eco prodotti dallo stesso pesce ad una profondità di 60 mm, registrati su due scale diverse e cioè $0 \div 80$ m e $0 \div 240$ m, come vediamo in figura 9, la traccia dell'eco della prima scala è tre volte più lunga dell'eco sulla scala $0 \div 240$.

In pratica è preferibile avere delle tracce più lunghe possibili e nello stesso tempo misurare grandi profondità ed è ciò che vedremo. Negli esempi precedenti abbiamo cominciato a misurare la profondità partendo dalla linea zero per arrivare, ad esempio, fino a 80 m. Però anziché da zero è possibile iniziare le misure a 60 m fino a 140 m ($80 + 60 = 140$) in modo da vedere il secondo pesce oppure cominciare da 120 m per arrivare a 200 m ($120 + 80 = 200$) e vedere il terzo pesce.

Questo sistema di misura detto «per sfasamento» ci permette di vedere alla profondità che maggiormente ci interessa mantenendo il vantaggio dell'alta velocità della penna. Usando le scale sfasate lo impulso è trasmesso prima che la

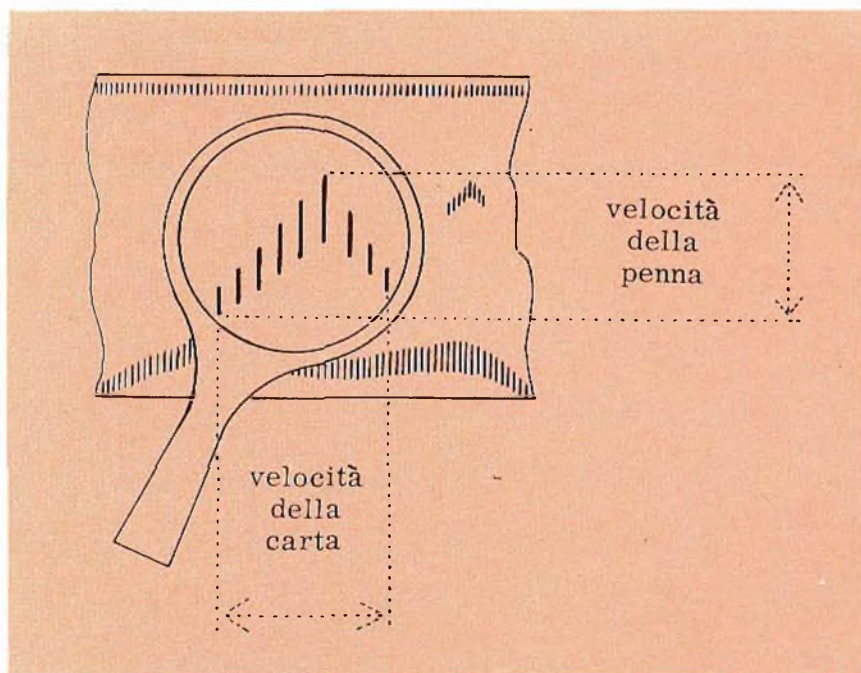


Fig. 6 - In questo ecogramma sono messe in evidenza le funzioni della velocità della penna e della velocità della carta.

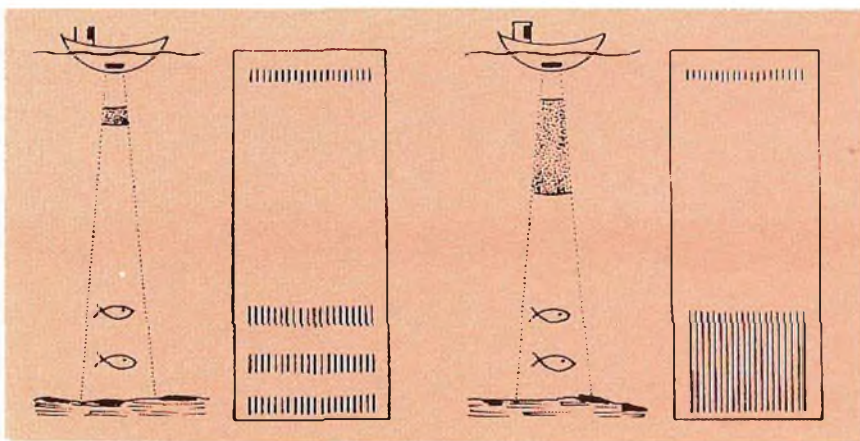


Fig. 7 - Individuazione degli oggetti subacquei in funzione della durata degli impulsi. Impulsi brevi = molti dettagli, impulsi lunghi = pochi dettagli.

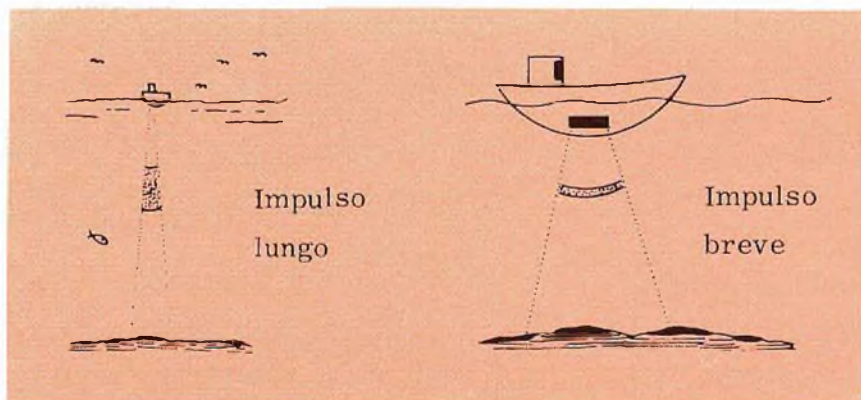


Fig. 8 - Profondità esplorabile in funzione della durata degli impulsi. Impulsi brevi = piccola profondità, impulsi lunghi = grande profondità.

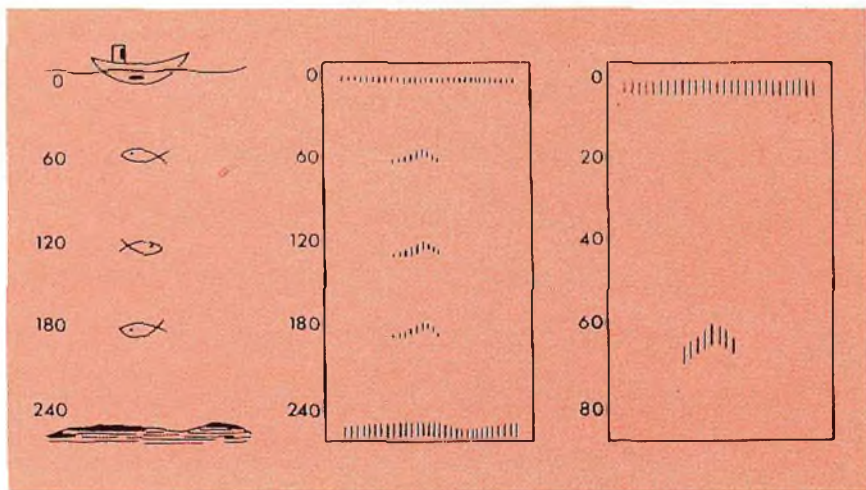


Fig. 9 - Echi provocati dallo stesso pesce ad una profondità di 60 m letti su due scale differenti.

penna arrivi sulla carta. Così se scegliamo di iniziare a 120 m per misurare fino a 200 m l'impulso viaggerà 120 m verso il basso e l'eco 120 m verso l'alto prima che la pen-

na arrivi sull'orlo della carta e la linea di zero, che serve ad indicare che l'impulso è partito dal trasduttore, non apparirà sulla carta quando si usa il sistema sfasato. La fi-

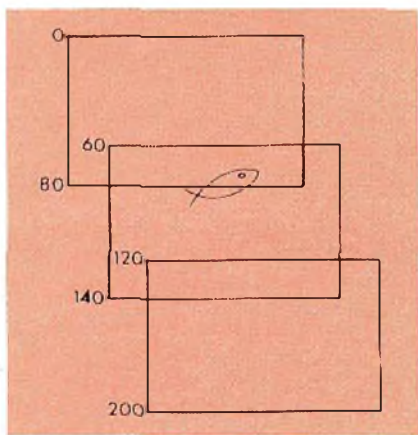


Fig. 10 - Messa in evidenza della sovrapposizione del sistema a scale sfasate per evitare la presenza di zone non esplorate.

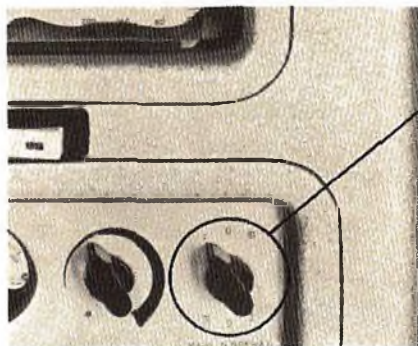


Fig. 11 - Commutatore per la scelta delle scale in un ecoscandaglio della SIMRAD. I = 0 ÷ 80 m, II = 60 ÷ 140 m, III = 120 ÷ 200 m.

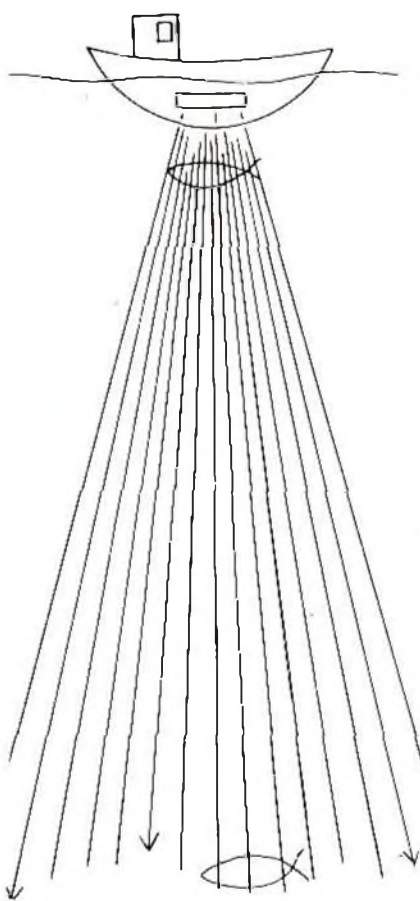


Fig. 12 - Il pesce vicino al trasduttore è colpito dalla quasi totalità delle linee, il pesce vicino al fondo marino è colpito da poche linee.

gura 10 mostra come le scale sfasate si sovrappongono l'una all'altra eliminando zone non coperte. La figura 11 si riferisce alla scelta della scala.

ATTENUAZIONE

Confrontando l'eco prodotta da un pesce vicino al trasduttore con quella di un pesce in fondo al mare, si rileva che l'intensità della prima è molto più forte della seconda. Grosso modo il pesce vicino produce la stessa eco di una balena in fondo al mare. Ciò, come mostra la figura 12, è evidente perché nel primo caso il pesce è colpito dalla quasi totalità delle vibrazioni mentre il pesce lontano ne è colpito soltanto da una parte molto limitata. Inoltre occorre considerare che lo stesso effetto si verifica per l'eco. Infatti molte vibrazioni si perdono con lo stesso andamento anche durante il viaggio di ritorno.

Per questo motivo i ricevitori devono essere in grado di amplificare notevolmente i segnali deboli: in genere si procede in modo da attenuare i segnali provenienti da acque poco profonde e ad amplificare quelli provenienti da acque più profonde. Si ottiene pertanto una specie di CAV in funzione della distanza.

ANGOLO DI RADIAZIONE

Inviando nell'acqua degli impulsi da un trasduttore questi si propagano secondo un dato angolo che dipende dalle dimensioni geometriche del trasduttore stesso.

L'ampiezza di questo angolo determina la portata dello scandaglio. E' inutile a questo proposito citare degli esempi dato che ciò si verifica anche per le antenne direttive.

E' possibile calcolare l'angolo di radiazione di un trasduttore conoscendo le sue dimensioni ed il numero di vibrazioni al secondo che trasmette. Ad esempio negli ecoscandagli SIMRAD che usano comunemente la frequenza di 38200 Hz l'ampiezza dell'angolo di radiazione si trova dividendo la costante 200 per il lato del trasduttore in centimetri; naturalmente se il tra-

FET

multitest

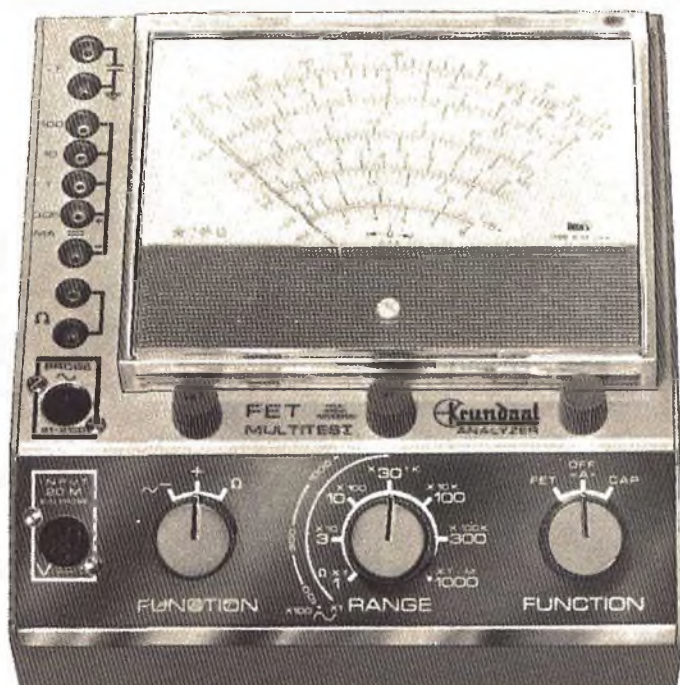
NUOVO

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 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- Vc.c.** — 1...1000 V impedenza d'ingresso 20 M Ω
— tolleranza 2% f.s.
- Vc.a.** — 1 V...1000 V impedenza d'ingresso 1,2 M Ω , 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz...20 MHz lineare
— 20 MHz...50 MHz $\pm$ 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm** — da 0,2 Ω a 1000 M Ω f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro** — da 2...2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova $\approx$ 4,5 V, 35 kHz
- Milliampere** — da 0,05...100 mA
— tolleranza 2% f.s.



ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei quasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3...11,1 MHz
Gamma B - 5,3...5,7 MHz
Taratura singola a cristallo tolleranza 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

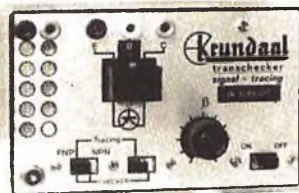
Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)

— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0,5%
— Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT

Per l'individuazione dei transistor difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. Signaltracing. Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



SIGNAL TRACER

Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso, 2 M Ω
Distorsione inferiore all'1% a 0,25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
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 nF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 nF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta craniluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità del 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. 19.800

DAVOLI

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

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

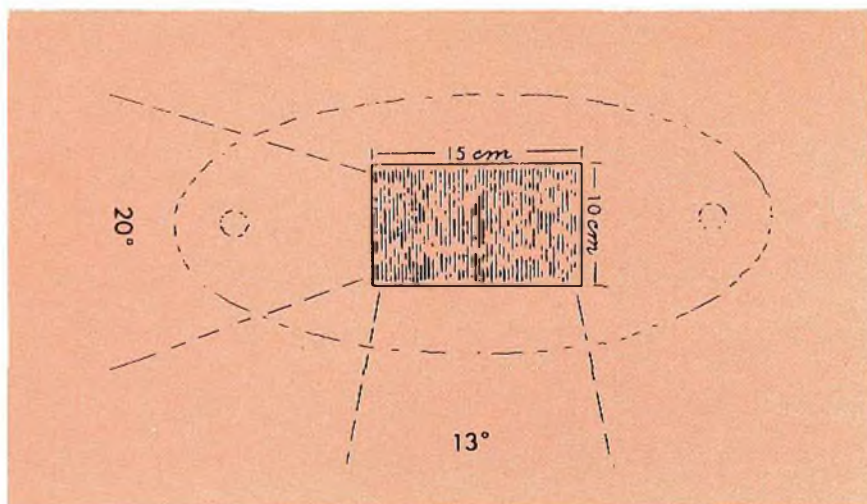


Fig. 13 - Angolo di radiazione di un trasduttore rettangolare avente le dimensioni di 15 x 10 cm.

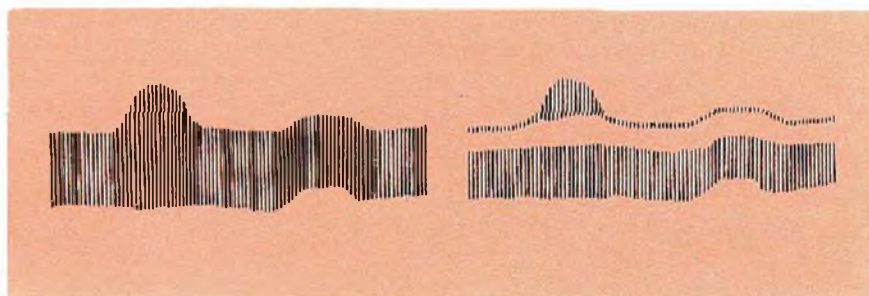


Fig. 14 - Sistema della linea bianca che consente l'individuazione di banchi di pesci in prossimità del fondo marino.

sduttore non è quadrato si devono prendere in considerazione i due lati. La figura 13 si riferisce agli angoli di radiazione del trasduttore con il lato maggiore disposto lungo la linea longitudinale del battello. Si vede chiaramente che il lato più lungo dà l'angolo più stretto. Per-

tanto per poter registrare dei pesci o degli oggetti a grande profondità si dovrà irradiare un angolo molto stretto. Ciò significa che è necessario usare un trasduttore di grandi dimensioni la cui area attiva è anche molto più sensibile per ricevere gli echi riflessi.

LA LINEA BIANCA

Talvolta è necessario avere delle informazioni esatte circa l'esistenza di pesce vicino al fondo marino che è molto difficile da individuare dato che esso si fonde nell'ecogramma con la linea del fondo. In questo caso si usa il sistema detto della «linea bianca».

Osserviamo i due disegni illustrati in figura 14 le due gomme di sinistra potrebbero essere del pesce oppure delle rocce. Nel disegno di destra vediamo che una linea bianca separa le due gomme. La prima separata dal fondo molto probabilmente è pesce mentre l'altra quasi certamente è dovuta al fondo marino. Se poi si paragonano gli echi del pesce con quelli del fondo si può notare che questi ultimi sono molto più forti dei primi poiché il pesce produce degli echi molto più deboli.

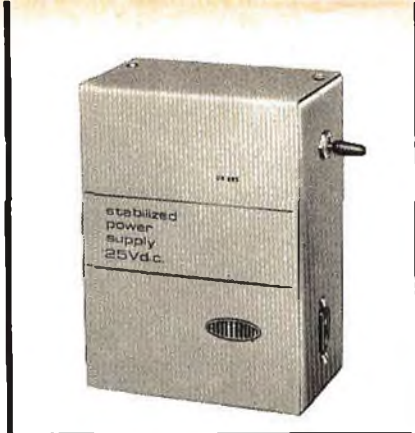
Osservando la linea bianca si può notare che essa è formata da un campo molto stretto che segue il contorno del fondo senza tracce di echi e ciò si ottiene interrompendo per pochi millesimi di secondo il funzionamento del ricevitore quando un'eco di sufficiente potenza colpisce il trasduttore. Questa interruzione è però provocata soltanto dal fondo marino poiché i singoli pesci od i banchi di pesci non hanno la potenza necessaria per produrre la interruzione del ricevitore e provocare la linea bianca.

La linea bianca non è usata in tutti i tipi di ecoscandagli, comunque essa non deve essere adoperata per misure a bassa profondità.

questi gli articoli più interessanti

- Microscopio all'infrarosso
- Impiego pratico dei circuiti integrati
- Circuito integrato SAJ 220 per l'orologio da polso
- I calcolatori elettronici e i circuiti logici a diodi
- Il metodo «Dolby» per l'attenuazione del rumore - parte II
- L'evoluzione dell'antenna per auto
- Aquarius alphaphone
- Un transistor unijunzione programmabile





**scatole
di
montaggio**

ALIMENTATORE STABILIZZATO 25 Vc.c. - 35 mA

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:

220 ÷ 240 Vc.a.

Tensione di uscita: 25 Vc.c.

Corrente erogata: 35 mA_{max}

Diodi Zener impiegati

1SZA12 - 1SZA13

Ponte raddrizzatore impiegato: BS1

L'alimentatore stabilizzato UK 695 può essere utilizzato vantaggiosamente per alimentare alcuni apparecchi, come ad esempio il dispositivo per il comando automatico delle diapositive UK 871, che richiedono una tensione stabilizzata a 25 Vc.c.

Alcuni apparecchi della serie AMTRON (come ad esempio il proiettore automatico per diapositive UK 871) richiedono una tensione di alimentazione di 25 Vc.c. Poiché in molti casi può essere utile, ed anche necessario, effettuare la loro alimentazione direttamente dalla rete elettrica a 220 ÷ 240 Vc.a. la AMTRON ha ritenuto opportuno preparare una scatola di montaggio mediante la quale sia possibile montare un eccellente alimentatore stabilizzato, in grado di fornire la tensione di uscita stabilizzata a 25 Vc.c. con una massima erogazione di corrente di 35 mA.

E' ovvio che un alimentatore di questo tipo può essere impiegato per alimentare qualsiasi altro apparecchio che richieda una tensione di 24/25 Vc.c. con un assorbimento massimo pari a 35 mA.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato UK 695 è illustrato in figura 1.

Al primario del trasformatore di alimentazione T1, tramite l'interruttore SW, viene applicata la tensione di rete 220 ÷ 240 Vc.a. In queste condizioni ai capi dell'avvolgimento secondario si misurerà una tensione alternata dello ordine di 24 V circa.

Questa tensione viene raddrizzata, a doppia onda, dal ponte raddrizzatore BS1. All'uscita del ponte è presente una tensione pulsante la quale viene perfettamente livellata dal filtro, che è costituito dai due condensatori elettrolitici C1 e C2, da 1000 µF ciascuno, e dal resistore R1, da 220 Ω, in modo cioè da ottenere una tensione continua.

Controllando la tensione ai capi del primo condensatore elettrolitico, cioè C1,

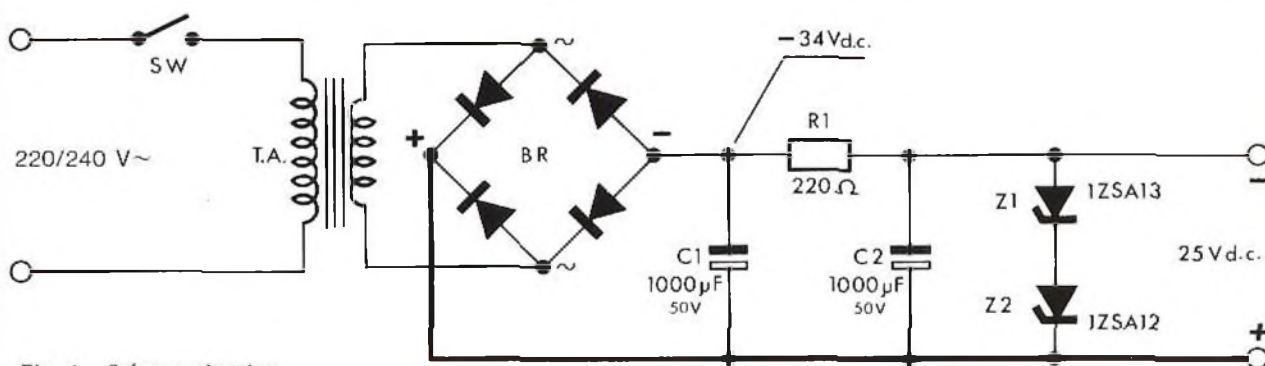


Fig. 1 - Schema elettrico.

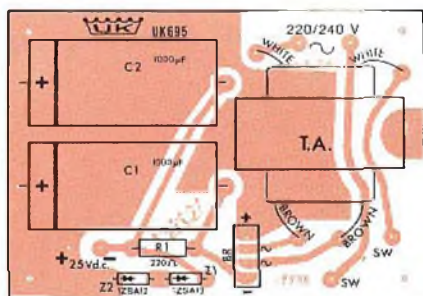


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

si dovrà misurare il valore di 34 Vc.c. circa.

La tensione che si preleva all'uscita del filtro, precisamente ai capi del condensatore elettrolitico C2, viene stabilizzata sul valore di 25 Vc.c. mediante i due diodi Zener Z1, del tipo 1ZSA13 e Z2, del tipo 1ZSA12, collegati in serie fra loro.

Il migliore grado di stabilizzazione, naturalmente, si ottiene quando l'alimentatore non è sovraccaricato, ossia per una erogazione massima di corrente di circa 30 mA.

MONTAGGIO

Il montaggio dell'alimentatore stabilizzato AMTRON UK 695 non presenta delle difficoltà eccessive purché ci si attenga alla riproduzione serigrafica del circuito stampato ed al disegno di montaggio di figura 3.

Per quanto concerne il montaggio dei componenti sul circuito stampato la figura 2 chiarisce ogni dettaglio. Le uniche precauzioni vanno rivolte all'inserimento dei condensatori elettrolitici con con la giusta polarità.

I reofori dei pochi componenti impiegati dovranno essere infilati negli appositi fori della piastrina del circuito stampato e tagliati, dal lato ramo, per una lunghezza non superiore ai 3 mm; ciò fatto si salderanno allo strato conduttore.

Effettuato il montaggio del circuito stampato si passerà ad effettuare i collegamenti fra il c.s. stesso ed i componenti esterni (interruttore, presa irreversibile e cordone di alimentazione). Ciò fatto non rimarrà che effettuare il montaggio meccanico attenendosi allo esploso di figura 3.

Con questa operazione il montaggio dell'alimentatore stabilizzato UK 695 è da considerarsi ultimato e l'intero apparecchio dovrà apparire come è visibile nella foto della pagina precedente. Come si vede l'alimentatore assumerà un aspetto elegante e funzionale il che renderà il suo impiego estremamente pratico.

USO DELL'ALIMENTATORE

L'alimentatore UK 695 non richiede alcuna operazione di messa a punto e pertanto può essere collegato immediatamente all'apparecchio a cui è destinato ed alla rete di alimentazione, senza alcun particolare accorgimento.

E' opportuno ricordare che, come abbiamo detto inizialmente, il migliore rendimento si ottiene per un assorbimento di corrente massimo di 30 mA, sebbene il funzionamento debba ritenersi regolare per correnti fino a 35 mA.

Prezzo netto imposto L. 6.400

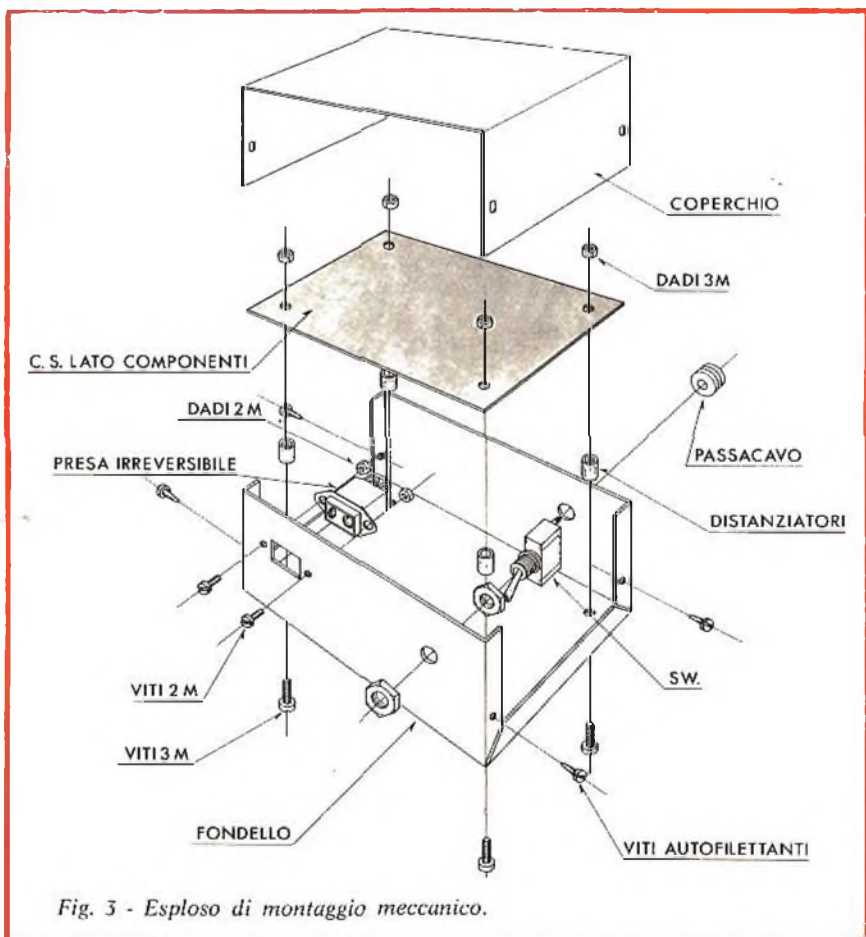


Fig. 3 - Esploso di montaggio meccanico.

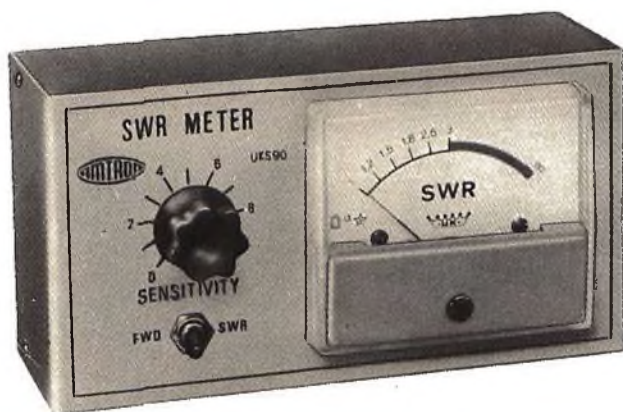


TUMP... TUMM... UK 260 NUOVO

BONGO ELETTRONICO

PREZZO NETTO IMPOSTO L. 17.500

AMTRON REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.



**scatole
di
montaggio**

ROS-METRO

I tecnici, i riparatori ed in modo particolare i radioamatori ed i C.B. abbastanza spesso si trovano ad affrontare il problema dell'adattamento dell'antenna e della relativa linea di discesa che fa capo al trasmettitore. L'adattamento deve essere il più perfetto possibile, diversamente buona parte della potenza di uscita RF del trasmettitore viene inutilmente dissipata, a scapito di chi riceve il segnale irradiato.

Per superare questo ostacolo l'AMTRON ha realizzato uno strumento: il ROS-METRO UK 590, capace di misurare in pochi secondi il valore del rapporto di onde stazionarie.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza: 52 Ω
Gamma di frequenza: 3 ÷ 150 MHz
Strumento:
microamperometro da 100 μ A
Sensibilità dello strumento:
regolabile con continuità
Diodi impiegati: 2 x AA119

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico di questo ROS-METRO (Misuratore del rapporto di onde stazionarie) è visibile in fig. 1. Esso è costituito da due prese coassiali J1 e J2 collegate fra loro dalla linea L1. Parallelamente al suddetto tratto di linea sono disposte altre due linee L2 e L3 opposte tra loro. In queste ultime, quando il segnale a radiofrequenza viene fatto passare attraverso la linea L1, viene indotta una tensione proporzionale all'intensità della corrente ad alta frequenza. In pratica la linea L1 si comporta alla stessa

stregua del primario di un trasformatore, che induce una tensione nei due secondari costituiti dalle due linee L2 e L3. Le suddette due linee L2 e L3 fanno entrambe capo a massa mediante due resistori di carico, R1 e R2, collegati alle due estremità reciprocamente opposte. L'altra estremità di ciascuna linea fa invece capo ad una cellula di rettificazione ciascuna delle quali consta di un diodo e di un condensatore, D1 (AA119) e C1 per la linea L2, D2 (AA119) e C2 per la linea L3. La cellula costituita dal diodo D1 e dal condensatore C2 rettifica il segnale dovuto alla potenza diretta irradiata nello spazio attraverso l'antenna,

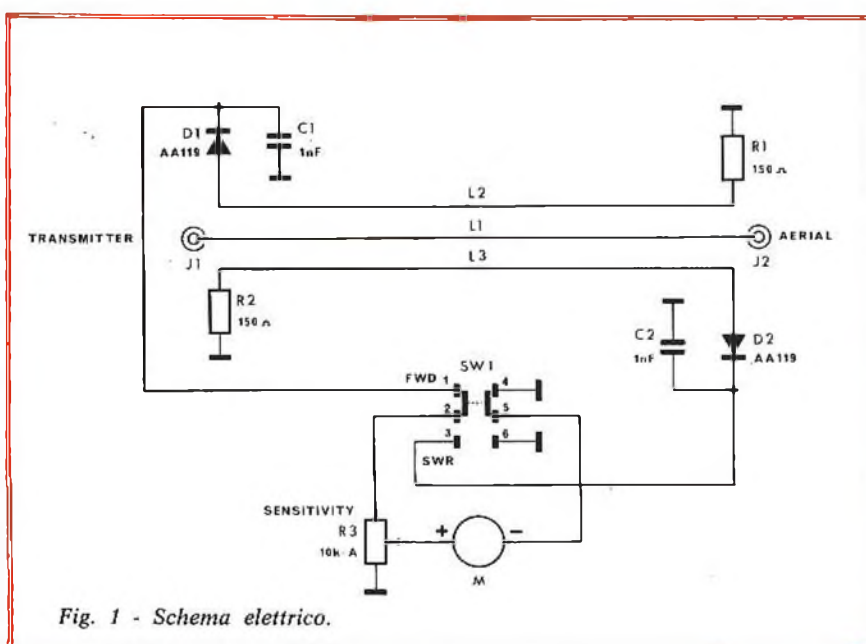


Fig. 1 - Schema elettrico.

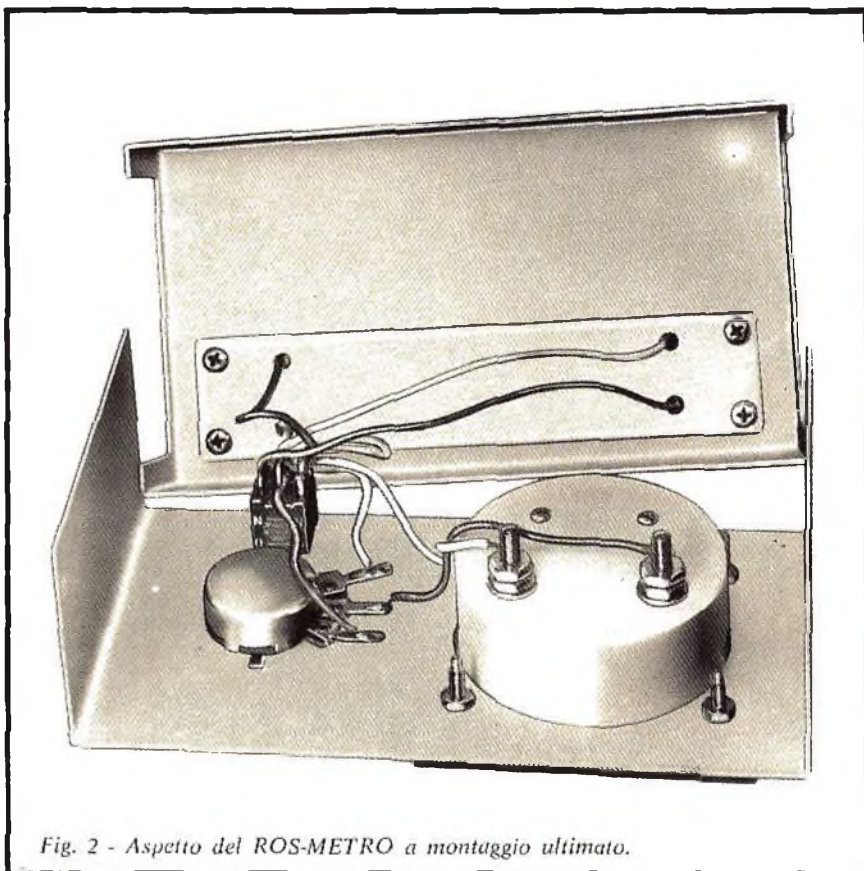


Fig. 2 - Aspetto del ROS-METRO a montaggio ultimato.

mentre la cellula costituita dal diodo D2 e dal condensatore C2 rettifica il segnale dovuto alla potenza riflessa che si manifesta quando il rapporto di onde stazionarie (ROS) è di valore apprezzabile. Ciascuno dei due segnali rettificati viene applicato allo strumento indicatore M, mediante il deviatore SW1, e regolato in ampiezza dal potenziometro R3.

MECCANICA DEL ROS-METRO

Meccanicamente il ROS-METRO si compone di due parti e precisamente:

- 1) Contenitore nel quale sono montate le prese coassiali J1 e J2, il trasformatore e le cellule di rettificazione.
- 2) Pannello frontale sul quale sono montati lo strumento indicatore M, il deviatore SW1 e il potenziometro R3.

tore con leva a pera SW1 e il potenziometro R3 per la regolazione della sensibilità.

MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Le fasi elencate qui di seguito portano fino alla realizzazione completa come è illustrato in fig. 2.

1 FASE - Montaggio delle parti staccate sul contenitore

Le operazioni di montaggio di queste parti sono molto semplici e vengono ulteriormente facilitate dai disegni visibili nelle figg. 3 - 3A - 3B - 3C. Le varie operazioni di montaggio si eseguiranno attenendosi al seguente ordine di successione.

1) Montare le prese coassiali J1 e J2. Orientare ogni presa secondo il disegno, e fissarla con quattro viti del $\varnothing 3 \times 7$ mm, due dadi e due distanziatori esagonali. Mettere sotto ogni dado un terminale semplice per l'ancoraggio dei componenti e orientarlo secondo il disegno.

2) Montare nei due circuiti stampati le linee L1-L2-L3 e le cellule di rettificazione in modo da formare meccanicamente un gruppo unico. Il procedimento è il seguente: montare le linee L2 ed L3 del $\varnothing 2$ mm in uno qualsiasi dei due circuiti stampati inserendo le estremità di esse nei rispettivi fori dalla parte isolante, in modo che la battuta di arresto aderisca al piano - saldare. Inserire nel foro centrale la linea, L1 del $\varnothing 3$ mm in modo da fare aderire sul piano la battuta di arresto. Orientare l'altro circuito stampato secondo il disegno, e inserire nei rispettivi fori della parte isolante le altre estremità delle linee L1-L2-L3 in modo che la battuta di arresto di ognuna di esse aderisca al piano. Saldare le estremità di L2 ed L3. A questo punto montare i diodi ed i condensatori.

Piegare i terminali dei diodi e inserirli dalla parte isolata nei rispettivi fori in modo da portare il loro corpo aderente al piano della vetronite. Saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame. Montare i condensatori inserendo dalla parte isolante un terminale di ognuno di essi nel proprio foro, in modo da portare il disco a circa 3 mm dal piano - saldare e tagliare il terminale che supera i 2 mm dal piano del rame. Saldare nel punto 1 della parte del rame uno spezzone di trecciola isolata di colore rosso e della lunghezza di cm 12 indicato nella fig. 3A con la lettera A.

Saldare nel punto 3 della parte del rame uno spezzone di trecciola isolata

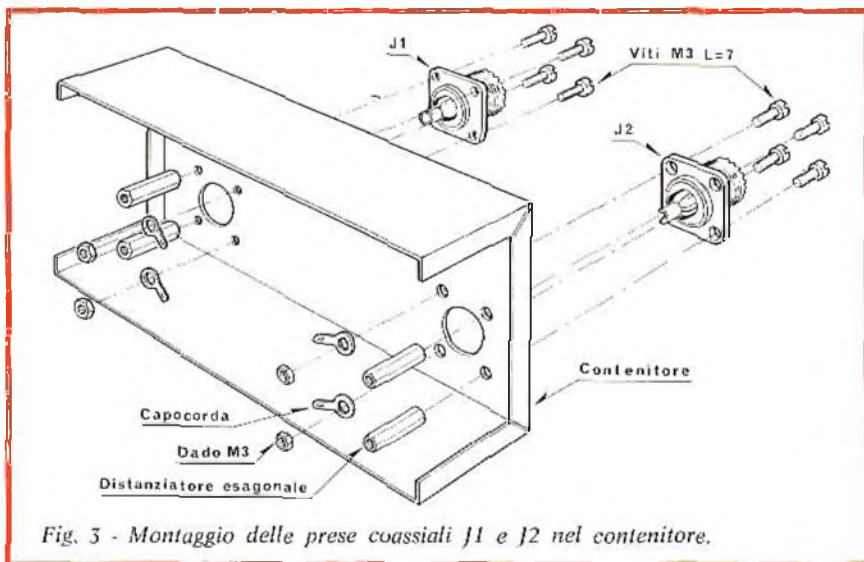


Fig. 3 - Montaggio delle prese coassiali J1 e J2 nel contenitore.

di colore rosso e della lunghezza di cm 7 indicata nella fig. 3A con la lettera B.

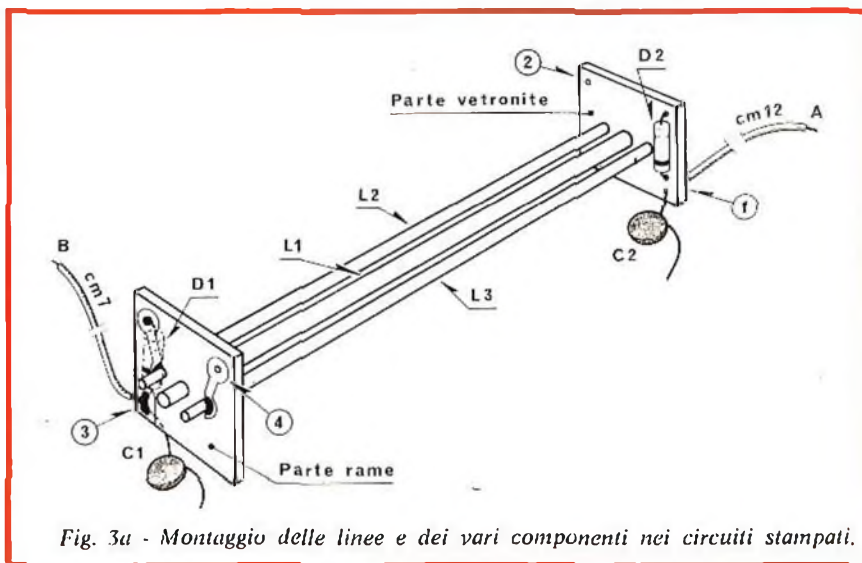
3) Montare questo gruppo nel contenitore orientandolo secondo il disegno, visibile in fig. 3B, appoggiare le estremità della linea L1 nelle sedi degli spinotti delle prese coassiali J1 e J2. Effettuare delle buone saldature fra le estremità della linea L1 e le sedi delle prese coassiali in modo da assicurare un perfetto contatto elettrico. Fare molta attenzione che lo stagno non vada a contatto con le linee L2 ed L3. Inserire il terminale del condensatore C2 nel foro dell'ancoraggio 5 e fare in modo che questo sia il più corto possibile - saldare e tagliare il terminale che supera i 2 mm dal foro dell'ancoraggio. Inserire il terminale del condensatore C1 nel foro dell'ancoraggio 6 con il medesimo procedimento di C2.

4) Montare il resistore R1 inserendone i terminali tra il foro 2 del circuito stampato dalla parte isolante e il foro dell'ancoraggio 8; tenere i terminali i più corti possibile - saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame e dal foro dell'ancoraggio. Montare il resistore R2 inserendo i terminali tra il foro 4 del circuito stampato dalla parte isolante, e il foro dell'ancoraggio 7 con il medesimo procedimento di R1. Saldare all'ancoraggio 8 uno spezzone di trecciola isolata di colore bianco e della lunghezza di cm 13 indicata nella fig. 3C con la lettera C. Saldare all'ancoraggio 7 due spezzoni di trecciola isolata di colore bianco e della lunghezza di cm 9,5 indicati nella fig. 3C con la lettera D.

5) Montare lo schermo secondo il disegno visibile in fig. 3C facendo passare ogni conduttore attraverso il proprio foro e fissandolo mediante quattro viti del $\varnothing 3 \times 7$ mm.

II FASE - Pannello frontale - Montaggio delle parti staccate

- Montare il deviatore con leva a pera SW1.
- Montare il potenziometro R3 orientandolo secondo la fig. 4. Interporre fra potenziometro e pannello la rondella distanziatrice del $\varnothing 15 \times 3$ mm e avvitare il dado.
- Ruotare l'albero del potenziometro R3 in senso antiorario fino a portarlo a zero. Montare la manopola con l'indice rivolto sullo 0 indicato sul pannello.
- Montare lo strumento indicatore M dopo aver montato ai suoi terminali (+) e (—) i due ancoraggi.



CABLAGGIO

Questi collegamenti sono estremamente semplici e facilitati dalla foto di figura 2.

Tenere le lunghezze dei collegamenti le più corte possibili. Giunti a questo punto effettuare i collegamenti fra contenitore e pannello come indicato nella fig. 5.

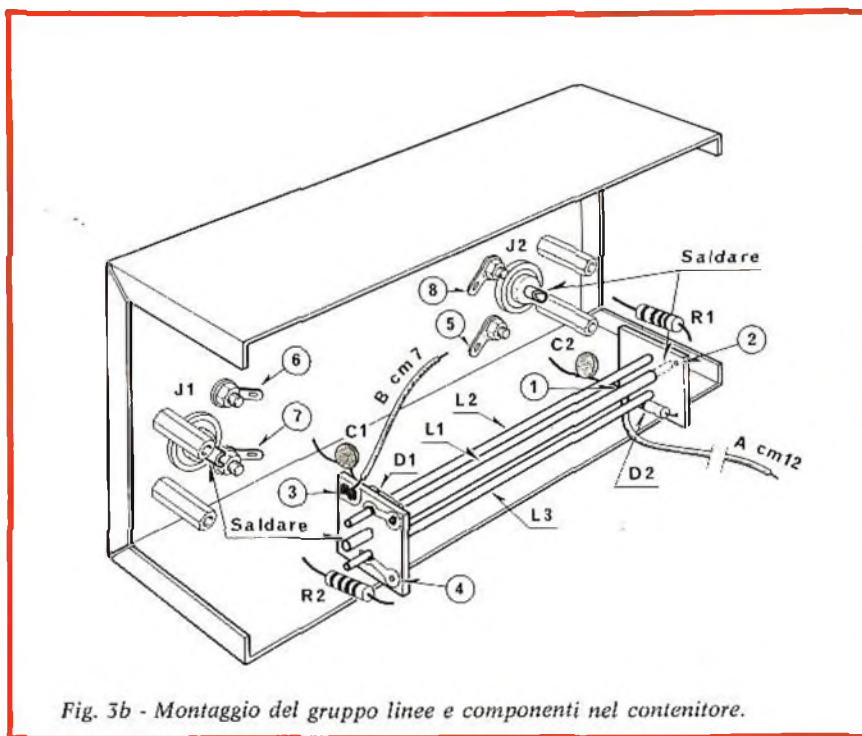
Prima di montare il pannello frontale al contenitore controllare scrupolosamente il montaggio, il quale deve corrispondere esattamente a quello indicato nelle

varie figure. Questo misuratore di onde stazionarie non ha bisogno di alcuna taratura, esso è in grado di funzionare appena terminato il montaggio.

MODO D'IMPIEGO

La procedura per la misura del rapporto di onde stazionarie è la seguente:

- 1) Si inserisce il ROS METRO in serie tra l'uscita del trasmettitore e la linea di discesa dell'antenna o alla base di essa.



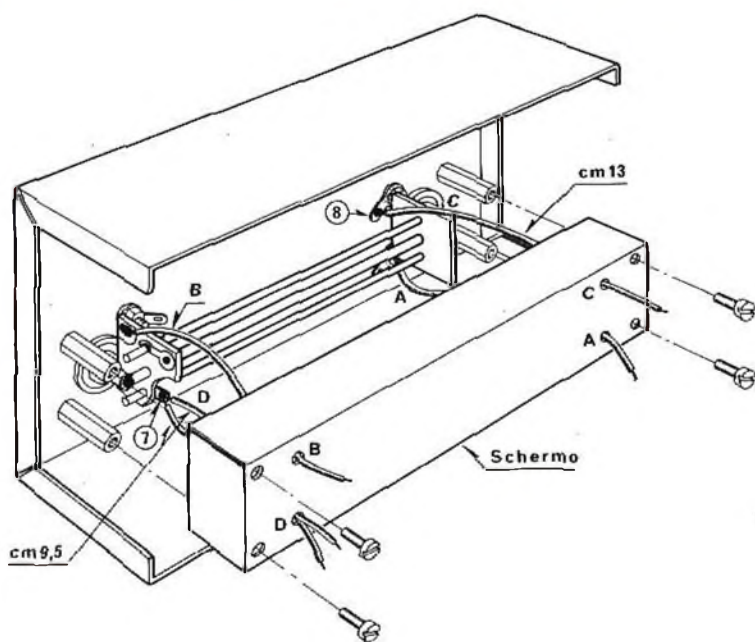


Fig. 3c - Montaggio dello schermo.

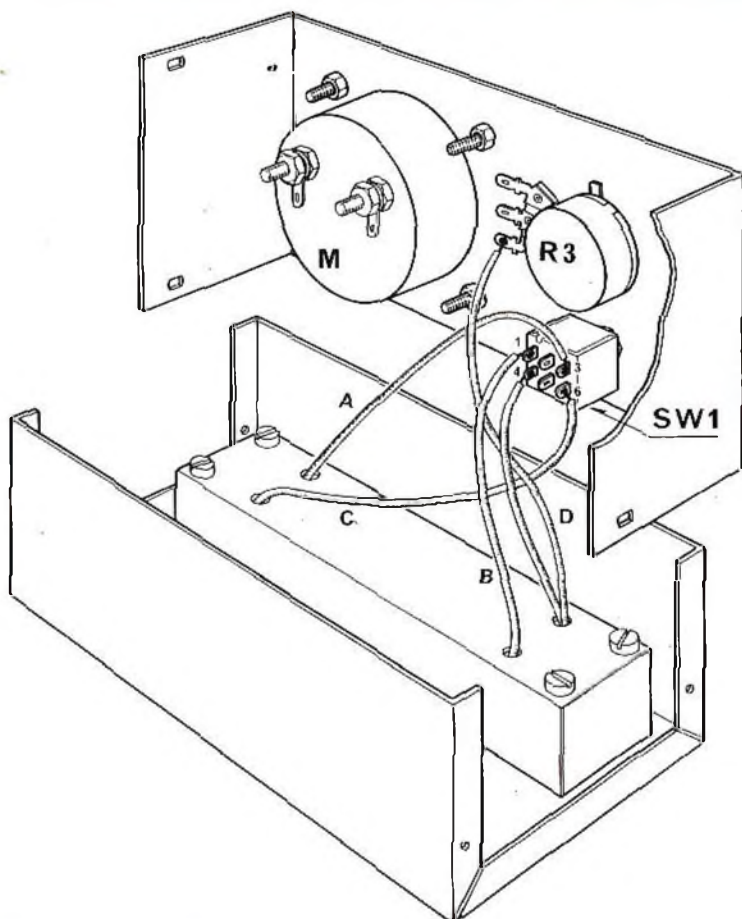


Fig. 4 - Collegamenti fra contenitore e pannello.

2) Predisporre il deviatore con leva a pera SW1 in posizione FWD (onda diretta).

3) Regolare la sensibilità (sensitivity) al minimo.

4) Accendere il trasmettitore.

5) Regolare la sensibilità fino a portare l'indice dello strumento indicatore M a fondo scala indicato con ∞ .

6) Predisporre il deviatore con leva a pera SW1 in posizione SWR (onda riflessa).

7) Eseguire tutte le modifiche necessarie fino ad ottenere il miglior rendimento. Il massimo rendimento si ottiene quando il rapporto di onde stazionarie è 1 : 1 indicato nella scala dello strumento con 1.

Non è accettabile un rapporto superiore a 1 : 3, cioè inferiore del 75%.

A questo scopo la scala dello strumento indicatore M dal 3 in poi è contrassegnata con una linea rossa la quale sta ad indicare la pericolosità per il pessimo adattamento fra il trasmettitore e l'antenna.

Per chiarire meglio le idee nella tabella 1 viene indicato il rendimento corrispondente ai vari rapporti di onde stazionarie. La potenza applicabile al ROS-Metro va da un massimo di 500 W a 3 MHz ad un minimo di 30 W a 144 MHz.

TABELLA 1	
ROS	η %
1 : 1,1	99,5
1 : 1,2	99
1 : 1,5	96
1 : 1,8	91
1 : 2,6	80
1 : 3,0	75

CONCLUSIONE

Questo strumento incontrerà certamente il favore di tutti i radioamatori e C.B. che da tempo richiedevano una simile realizzazione che consentisse di risolvere in modo pratico e veloce tutti i problemi relativi all'adattamento della antenna e della relativa linea di discesa che fa capo al trasmettitore.

Prezzo netto imposto L. 10.500



**scatole
di
montaggio**

COMMUTATORE ELETTRONICO

CARATTERISTICHE TECNICHE

Frequenza di commutazione:
da 50 Hz a 7500 Hz in sei gamme:
50 ÷ 150 Hz - 110 ÷ 300 Hz -
200 ÷ 600 Hz - 500 ÷ 1500 Hz -
1000 ÷ 3000 Hz - 2500 ÷ 7500 Hz

Risposta di frequenza:
da 20 Hz ÷ 500 kHz

Impedenza d'ingresso: 500 kΩ

Impedenza d'uscita: 500 Ω

**Massima tensione d'ingresso per
il max guadagno:** 9 mVpp

Massima tensione d'ingresso:
8 Vpp

Amplificatore del sincronismo:
commutabile sul canale 1
o sul canale 2

Transistori impiegati:
13 x BC108B - 2 x BC109C -
BC302

Diodi impiegati: 4 x BA100

Diodo zener impiegato: 1Z16T5

Raddrizzatore impiegato: BS2

Alimentazione: 110 ÷ 120 -
220 ÷ 240 Vc.a.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

L UK 585 è un nuovo utilissimo strumento con il quale è possibile estendere le possibilità d'impiego di uno oscillografo di classe modesta ricavandone prestazioni paragonabili a quelle di un oscilloscopio di classe e di costo notevolmente elevato. La funzione del commutatore elettronico UK 585 è quella di permettere l'analisi oscillografica simultanea di due tracce le quali, mediante un apposito comando di posizione, possono a piacere essere separate o sovrapposte. Un esempio tipico di impiego può essere rappresentato dall'analisi contemporanea di un segnale in ingresso di un amplificatore e di quello in uscita. Ogni canale è provvisto di comandi separati per la regolazione dell'ampiezza del segnale all'ingresso dell'amplificatore. Un terzo amplificatore provvede all'amplificazione del segnale di sincronismo, il livello del quale viene regolato attraverso un apposito comando.

Lo schema elettrico di questo commutatore elettronico, completamente transistorizzato, è visibile in fig. 1. I transistori TR1 e TR2 (BC108B) costituiscono il generatore (multivibratore astabile) per le frequenze di commutazione. Le capacità inseribili mediante il commutatore SW1 stabiliscono le gamme di frequenze, mentre il potenziometro doppio R3, inserito fra l'alimentazione e le basi di TR1 e TR2, varia la frequenza del multivibratore in modo continuo.

Per considerare il funzionamento di questo multivibratore da un determinato stato, supponiamo che venga inserito il transistor TR1. Il potenziale al suo collettore tende a portarsi verso valori negativi; la variazione di tensione rela-

tiva, viene trasferita dal condensatore di accoppiamento, inserito fra il collettore di TR1 e la base del transistor TR2. Il transistor TR2 viene interdetto a causa del potenziale negativo che presenta la base. Il tempo durante il quale è interdetto il transistor TR2 viene determinato dal condensatore inserito e dal valore di resistenza assunto dal potenziometro R3. Se si considera l'andamento delle varie fasi del multivibratore astabile, si nota che, a differenza di quanto rilevato all'inizio, è adesso il potenziale del collettore del transistor TR2 a portarsi verso valori negativi.

Mediante l'altro condensatore, inserito fra il collettore di TR2 e la base di TR1, detto transistor viene interdetto. La scarica del condensatore avviene con le stesse modalità sopra descritte. I transistori TR3 e TR5 (BC108B), in circuito a collettore comune (emitter follower), vengono accoppiati, mediante circuiti porta, ad uno stadio comune costituito dal transistor TR4 (BC108B).

Questi circuiti sono costituiti dalle coppie dei diodi D1-D2 e D3 - D4 (BA100), i quali entrano alternativamente in conduzione alla frequenza generata dal multivibratore astabile.

Il funzionamento è il seguente: quando il transistor TR1 entra in conduzione i diodi D1 e D2 vengono polarizzati in senso diretto, e pertanto questa porta si aprirà. Siccome però il resistore R6 è di valore elevato rispetto al resistore R7 del transistor TR3, la tensione continua presente sull'emettitore si trasferirà pressoché inalterata sulla base e quindi sull'emettitore del transistor TR4.

Naturalmente, sull'emettitore di questo transistor, e quindi all'uscita del commutatore, sarà presente anche il se-

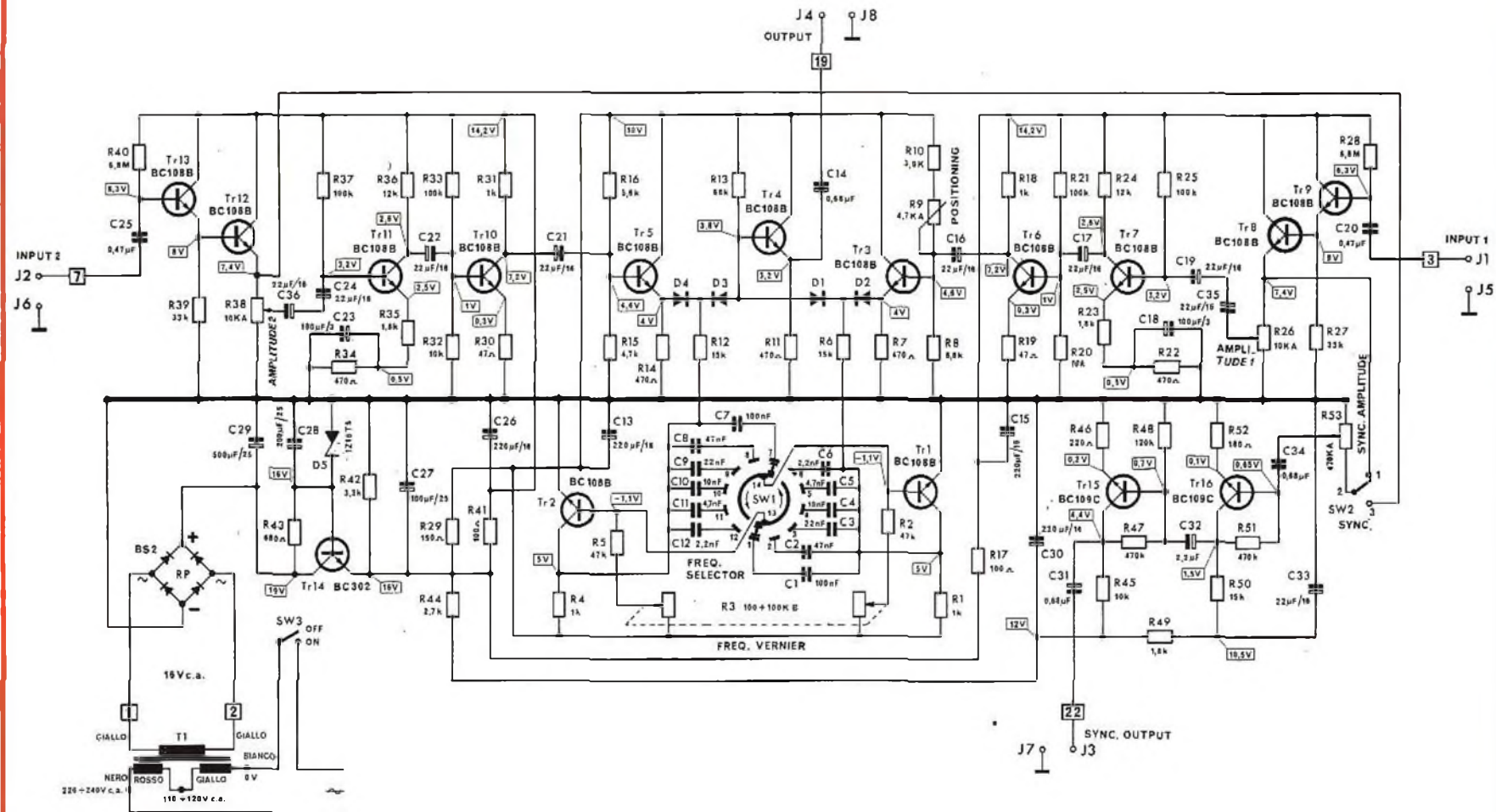


Fig. 1 - Schema elettrico.

gnale da esaminare, proveniente dal canale 1, che viene ad essere sovrapposto a questa componente continua. Nella successiva fase di oscillazione del multivibratore, il transistor TR1 viene interdetto ed entra in conduzione il transistor TR2.

In queste condizioni i diodi D1 - D2 risultano bloccati, mentre entrano in conduzione i diodi D3 - D4. Anche in questo caso la tensione continua presente sull'emettitore del transistor TR5 si trasferirà pressoché inalterata sulla base e quindi sull'emettitore del transistor TR4. All'uscita del commutatore, insieme alla componente continua, sarà sovrapposto il segnale da esaminare proveniente dal canale 2. Variando il potenziale alla base del transistor TR3, mediante il potenziometro R9, i due segnali da osservare, rispettivamente del canale 1 e del canale 2, si potranno fare apparire all'uscita del commutatore su due differenti livelli di tensione continua.

L'oscilloscopio collegato all'uscita del commutatore elettronico, di conseguenza, presenterà i due oscillogrammi, rispettivamente uno in basso e l'altro in alto rispetto alla linea mediana dello schermo dell'oscilloscopio, separati o viceversa sovrapposti se si regola il potenziometro sino ad ottenere uno stesso livello di tensione continua. I due segnali di cui si vogliono osservare contemporaneamente gli oscillogrammi sullo schermo dell'oscilloscopio, prima di essere applicati al commutatore, e cioè al transistor TR3 e TR5, subiscono separatamente un'amplificazione attraverso due amplificatori denominati canale 1 e canale 2. Siccome i due canali sono perfettamente uguali si descrive soltanto il canale 1. Si tratta di un amplificatore equipaggiato con i transistori TR6 e TR7 (BC108B) in circuito ad emettitore comune, preceduto da altri due stadi equipaggiati con i transistori TR8 e TR9 (BC108B) in circuito a collettore comune (emitter follower). Il segnale da esaminare applicato all'ingresso (INPUT 1), viene trasferito alla base del transistor TR9 attraverso il condensatore di accoppiamento C20. Da TR9 il segnale è trasferito direttamente alla base di TR8, dato l'accoppiamento in corrente continua la base del transistor TR9 è polarizzata mediante il resistore R28.

Questi due stadi vengono usati come adattatori d'impedenza. Il resistore di emettitore del transistor TR8 è costituito dal potenziometro R26 con il quale si può regolare il livello del segnale all'ingresso dell'amplificatore. Il segnale prelevato al regolatore di livello è applicato alla base del transistor TR7 attraverso i condensatori di accoppiamento C19 e C38.

La polarizzazione di base è ottenuta mediante il resistore R25. La stabilità del punto di lavoro è ottenuta mediante il resistore R22 e R23.

Un aumento iniziale della corrente di collettore causa un aumento della corrente di emettitore; in tal modo la tensione base emettitore diminuisce e con

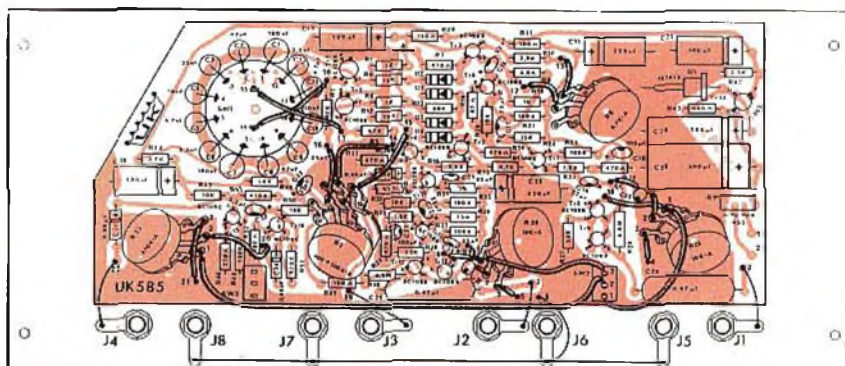


Fig. 2 Disposizione dei componenti sul circuito stampato e cablaggio.

essa la corrente di base, cosicché la corrente di collettore viene contrastata. Per prevenire la reazione in alternata il resistore R22 è cortocircuitato a massa mediante il condensatore C18; mentre il resistore R23 provvede a tale reazione. Il collettore riceve la tensione di alimentazione attraverso R24. La tensione alternata (segnale) di collettore è applicata alla base del transistor TR6 mediante il condensatore di accoppiamento C17. La polarizzazione di questo transistor è ottenuta mediante il partitore di tensione costituito dai resistori R20 e R21. Il resistore R19 provvede alla reazione sia in corrente continua che in alternata. Il collettore è alimentato attraverso il resistore R18. La tensione alternata di collettore è trasferita alla base del transistor TR3 mediante il condensatore di accoppiamento C16. Il canale 2 è equipaggiato con i transistori TR10 - TR11 - TR12 - TR13. Questo commutatore elettronico dispone di un amplificatore di sincronismo equipaggiato con i transistori TR15 e TR16 (BC109C). L'ingresso di questo amplificatore, attraverso il deviatore SW2, può essere commutato al canale 1 oppure al canale 2, a seconda di quale degli oscillogrammi si vuole sincronizzare. Il livello del segnale all'ingresso dell'amplificatore può essere regolato mediante il potenziometro R53.

Il segnale prelevato al controllo di livello è applicato alla base del transistor TR16 mediante il condensatore di accoppiamento C34. La tensione di polarizzazione di base è ottenuta mediante il resistore R51 connesso fra la base e collettore. Con tale sistema si ottiene un ottimo grado di stabilizzazione. Ogni aumento della corrente di collettore, infatti, aumenta la caduta di tensione ai capi del resistore di carico R50, e quindi la tensione di collettore viene ridotta. Si ha allora una riduzione della corrente di base cosicché la corrente di collettore diminuisce essa stessa compensando così l'aumento iniziale. Il resistore R52, inserito fra emettitore e massa, provvede sia alla reazione in corrente continua che in alternata. Il segnale attraverso il condensatore di accoppiamento C34 viene trasferito dal collettore alla base del transistor TR15. La tensione di polarizzazione di base è ottenuta mediante il resistore R47, in-

serito fra base e collettore e il resistore R48.

Il collettore è alimentato attraverso il resistore R45. Il segnale presente al collettore, è trasferito all'uscita indicata sul pannello con SYNC OUTPUT mediante il condensatore di accoppiamento C31. L'alimentatore dello strumento si compone di una sezione alimentatrice e di una sezione stabilizzatrice. L'entrata è di tipo classico: infatti, è costituita da un trasformatore T1 e da un sistema raddrizzatore a ponte (RP), a doppia semionda, a valle del quale vi è una capacità C29 che ha lo scopo di livellare la corrente raddrizzata, consentendo così l'inizio del vero e proprio stabilizzatore. Quest'ultimo è costituito dal transistor TR14 (BC302). La sua base è alimentata con una tensione resa costante dal diodo zener D3 (1Z16T5). Il transistor TR14, variando opportunamente la caduta di tensione fra il proprio collettore e l'emettitore, concorre a mantenere costante la tensione d'uscita.

MECCANICA DEL COMMUTATORE ELETTRONICO

Meccanicamente il commutatore elettronico si compone di tre parti e precisamente:

- 1) Pannello frontale sul quale sono montate le bocche J1 ÷ J8.
- 2) Circuito stampato sul quale sono montati tutti i componenti e che viene fissato direttamente al pannello.
- 3) Contenitore nel quale viene racchiuso l'intero montaggio.

MONTAGGIO

Per effettuare il montaggio è sufficiente attenersi alla fig. 2 per quanto concerne la disposizione dei componenti sul circuito stampato ed il relativo cablaggio. Per i collegamenti fra basetta c.s. e componenti esterni è sufficiente seguire le indicazioni di fig. 3. La figura 4, invece, illustra l'UK 585 a montaggio ultimato pronto per essere racchiuso nel suo contenitore.

COLLAUDO

Il commutatore elettronico UK 585 non richiede una messa a punto in quanto non esiste nessun elemento da re-

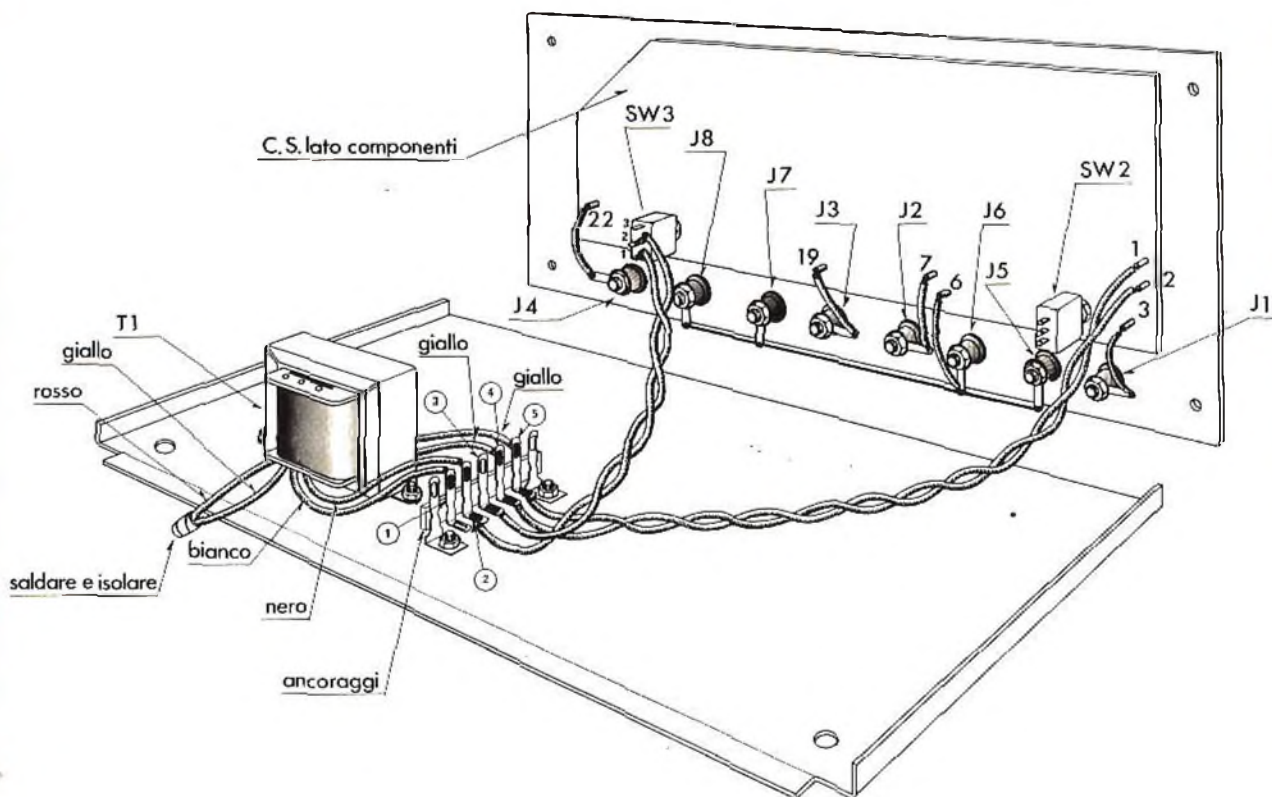


Fig. 3 - Collegamenti tra la basetta c.s. e i componenti esterni.

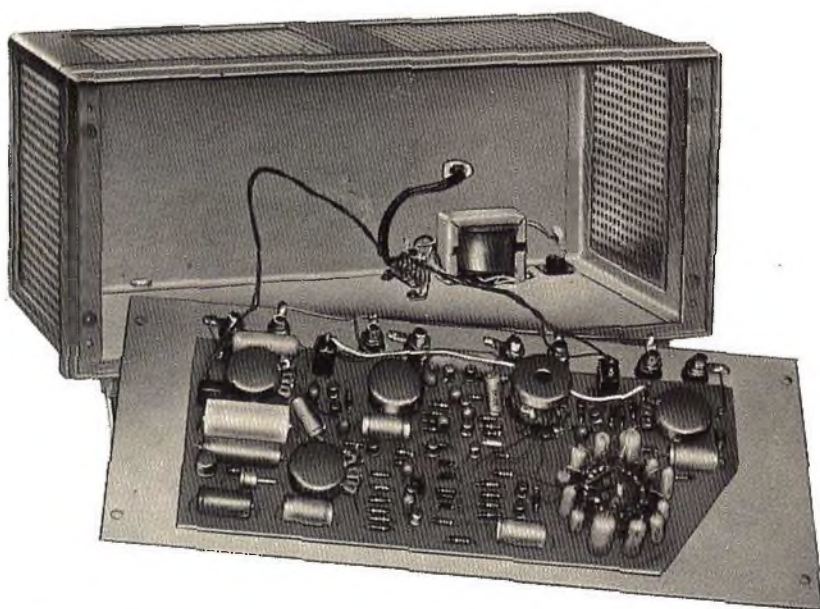


Fig. 4 - Aspetto dell'UK 585 a montaggio ultimato.

golare, ma è necessario un controllo accurato del circuito, una verifica di isolamento nei punti più critici, e un rilievo delle tensioni nei punti indicati in fig. 1.

La verifica delle tensioni ha lo scopo di accertare se le condizioni di alimentazione sono quelle volute e di evitare inutili perdite di tempo causate dalle impossibilità dipendenti da difetti di alimentazione.

ALCUNI ESEMPI D'IMPIEGO DEL COMMUTATORE ELETTRONICO

Per le funzioni dei comandi vedi fig. 5.

Misure di frequenza

A tale scopo occorre disporre, oltre che dell'UK 585, di un generatore audio e di un oscilloscopio.

Basta collegare il segnale a frequenza incognita ad una delle due entrate del commutatore elettronico, ad esempio al canale 1, al canale 2 si applica invece l'uscita di un generatore di segnali a frequenza nota variabile con continuità. La frequenza incognita si sceglie anche come frequenza di sincronismo, e la si applica quindi all'apposita presa di «sin-

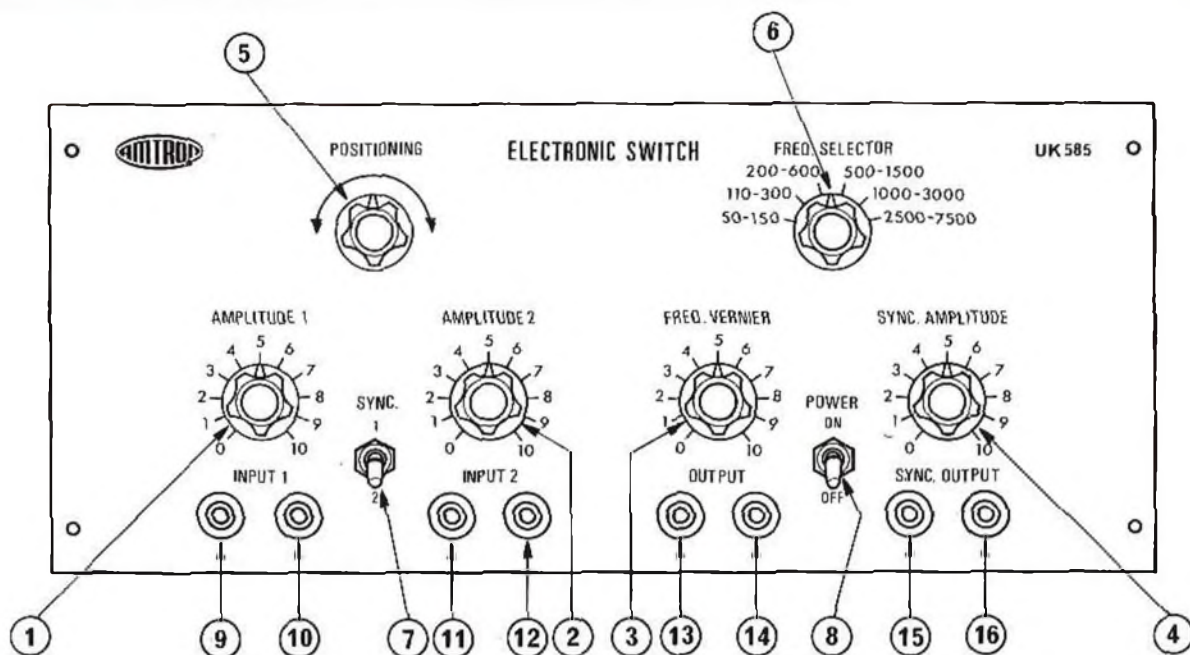


Fig. 5 - Disposizione dei comandi e delle bocche sul pannello frontale.

Funzioni dei diversi comandi

- 1 - Comando di regolazione continua della sensibilità del canale 1.
- 2 - Comando di regolazione continua della sensibilità del canale 2.
- 3 - Comando di regolazione continua della frequenza di commutazione.
- 4 - Comando di regolazione continua della sensibilità dell'amplificatore di sincronismo.
- 5 - Comando di posizione delle due tracce.
- 6 - Comando del cambio gamme di frequenza.
- 7 - Deviatore del segnale di sincronismo: nella posizione 1 preleva il segnale dal canale 1 e nella posizione 2 preleva il segnale dal canale 2.

- 8 - Interruttore generale dell'apparecchio spento in posizione OFF.
- 9 - Ingresso: boccola d'ingresso del segnale (canale 1) il segnale in esame deve essere applicato tra la boccola (9) e la boccola di massa (10).
- 12 - Ingresso: boccola d'ingresso del segnale (canale 2) il segnale in esame deve essere applicato tra la boccola (12) e la boccola di massa (11).
- 13 - Uscita: boccola di uscita del segnale: il segnale è presente tra la boccola (13) e la boccola di massa (14).
- 16 - Uscita: boccola di uscita del segnale di sincronismo: il segnale è presente tra la boccola (16) e la boccola di massa (15).

cronismo esterno» dell'oscillografo, dopo aver predisposto il deviatore SYNC in posizione 1 indicata sul pannello frontale (vedi fig. 5).

Regolare l'amplificazione dei due canali 1 e 2 consentendo una rappresentazione sullo schermo dell'oscillografo di due forme d'onda di diversa ampiezza in modo che i due segnali siano identificabili.

A questo punto regolare lentamente la sintonia del generatore campione sino a vedere che i picchi del segnale coincidono con i picchi del segnale a frequenza incognita. Sincronizzare questo segnale spostando la leva del deviatore SYNC in posizione 2. Se i picchi di un ciclo del segnale campione coincidono con quelli di un ciclo del segnale a frequenza incognita, ciò vuol dire che quest'ultimo ha la stessa frequenza di quella letta sulla scala di sintonia del generatore campione.

Misura di fase

Il metodo con il quale sia possibile determinare l'angolo di sfasamento è applicabile nel caso in cui i due segnali

siano sinusoidali, o comunque non molto distorti. Il metodo che ora viene descritto è basato sull'osservazione contemporanea di due segnali mediante lo impiego del commutatore elettronico UK 585.

I due segnali vengono applicati al canale 1 ed al canale 2 come nel caso precedente, viene prelevato un segnale di sincronismo (questa volta è indifferente prelevarlo dall'uno o dall'altro canale, essendo entrambi della stessa frequenza) da applicarsi così all'ingresso di «sincronismo esterno» dell'oscillografo. Il regolatore di posizione va regolato in modo che le due forme d'onda risultino con i picchi su di una medesima linea orizzontale. Consideriamo ora la distanza che intercorre, lungo tale linea orizzontale, tra un picco di segnale del canale 1 indicato con la lettera A ed il primo picco di segnale che si incontra del canale 2 indicato con la lettera B.

Il rapporto tra tale distanza e la distanza fra due picchi successivi di uno stesso segnale, moltiplicato per lo sfasamento max di 360° ci dà lo sfasamento tra i due segnali, espresso in gradi. Se, ad esempio, la distanza tra il picco del

segnale A del canale 1 e quello immediatamente successivo B, del canale 2 è di 4 mm, mentre la distanza tra due picchi successivi A-A del canale 1 o B-B del canale 2 è di 32 mm il rapporto fra la distanza è di $4/32$ ossia $1/8$; moltiplicando per 360° questo rapporto otteniamo lo sfasamento tra i due segnali, che nel caso citato risulta essere $360^\circ \cdot 1/8 = 45^\circ$.

Messa a punto degli amplificatori

Come sappiamo questa operazione ha come scopo principale quello di eliminare qualsiasi forma di distorsione, ossia di ottenere un segnale di uscita avente la stessa forma di quello di entrata. Si comprende quindi come possa risultare di grande utilità l'osservazione contemporanea, sullo schermo dell'oscillografo sia del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore che di quello che si ottiene in uscita. In tal modo la osservazione di qualunque tipo di distorsione è immediata, senza dover ricorrere a due esami separati delle due forme di onda.

Prezzo netto imposto L. 25.000

schemi



a cura di I. MASON

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 AMPLIFICATORI BF PROTETTI CONTRO SOVRATEMPERATURA O CORTOCIRCUITI

Causa una elevata temperatura ambiente o eccessivo carico in uscita o per dimensionamento insufficiente dei dissipatori, la temperatura della giunzione dei transistori finali di un amplificatore BF, può superare il valore massimo ammissibile; in tal caso i transistori finali, e anche quelli pilota, possono distruggersi.

Mediante il circuito di fig. 1 i transistori vengono protetti e i dissipatori possono anche venire ridotti di dimensioni.

Il circuito viene collegato prima dell'ingresso dell'amplificatore ed ha il compito di interrompere il segnale di ingresso, quando sul dissipatore dei transistori

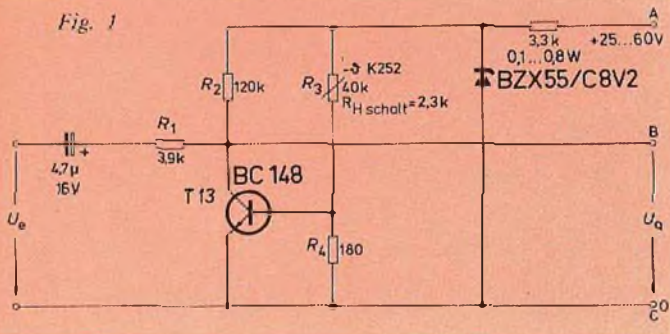
finali viene raggiunta una determinata temperatura, cosicché questi non possano surriscaldarsi.

La tensione stabilizzata dal diodo Zener alimenta il partitore sulla base del transistor, composto dal termistore K 252 e dal resistore R4, il termistore deve venire montato sul dissipatore di uno dei transistori finali.

Alla temperatura di circa 95°C sul dissipatore il transistor per effetto della mutata resistenza del termistore, viene messo in conduzione e il segnale di ingresso rimane cortocircuitato sul resistore R1. Il grafico di fig. 2. mostra il decorso della tensione di uscita del circuito di protezione (tensione di ingresso dell'amplificatore) in funzione della temperatura del dissipatore; entro uno scarto di 10°C il segnale viene attenuato del fattore 140.

Per evitare che il diodo collettore-base del transistor possa causare distorsioni in corrispondenza delle semionde negative del segnale, il collettore deve venire polarizzato mediante il resistore R1. Dato che la resistenza R2 = 120 kΩ e che la resistenza di uscita del transistor è collegata dinamicamente in parallelo alla resistenza di ingresso del successivo stadio dell'amplificatore, la resistenza di ingresso del circuito diminuisce corrispondentemente.

Fig. 1



Dati tecnici relativi al circuito di fig. 1:

Tensione di alimentazione:	25 (22) sino 60 V
Assorbimento di corrente:	4 sino 16 mA
Temperatura di disinserzione:	95°C
Attenuazione del segnale di ingresso alla sovratemperatura:	43 dB

L'esempio che segue, di Fig. 3, si riferisce ad un amplificatore B.F. da 18 W di uscita, senza trasformatore, dotato di un circuito di protezione dei transistori finali contro picchi di corrente e corto circuiti.

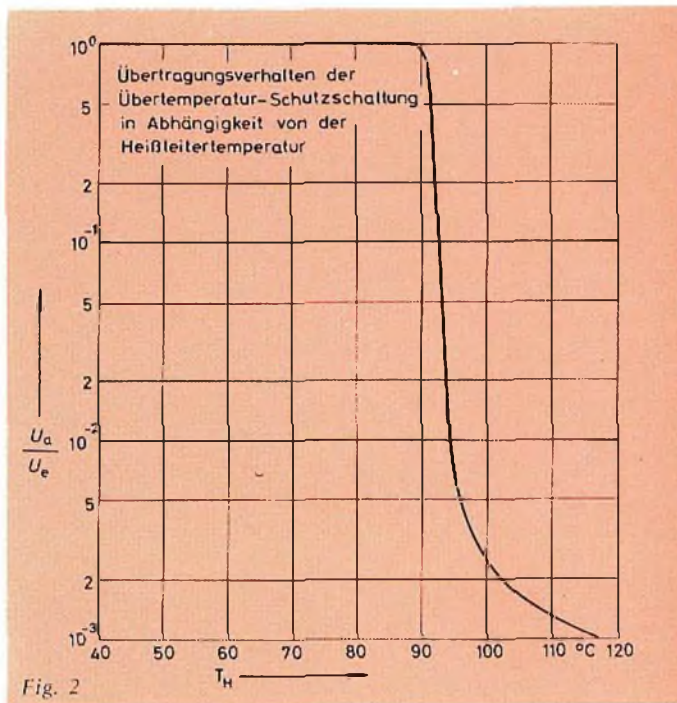
Nel caso di corto circuito si crea una potenza di dissipazione sui transistori finali di circa tre sino cinque volte maggiore di quella massima in normale esercizio.

In questo amplificatore con dissipatori economici di resistenza termica $R_{th} \leq 2,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ per ogni transistor finale, si può raggiungere con i transistori BD 130 una potenza di uscita di 20 W.

L'amplificatore si compone di uno stadio differenziale di ingresso T1 e T2, dello stadio pilota T3, lo stadio invertitore di fase T5 e T6 e lo stadio finale di potenza T7 e T8.

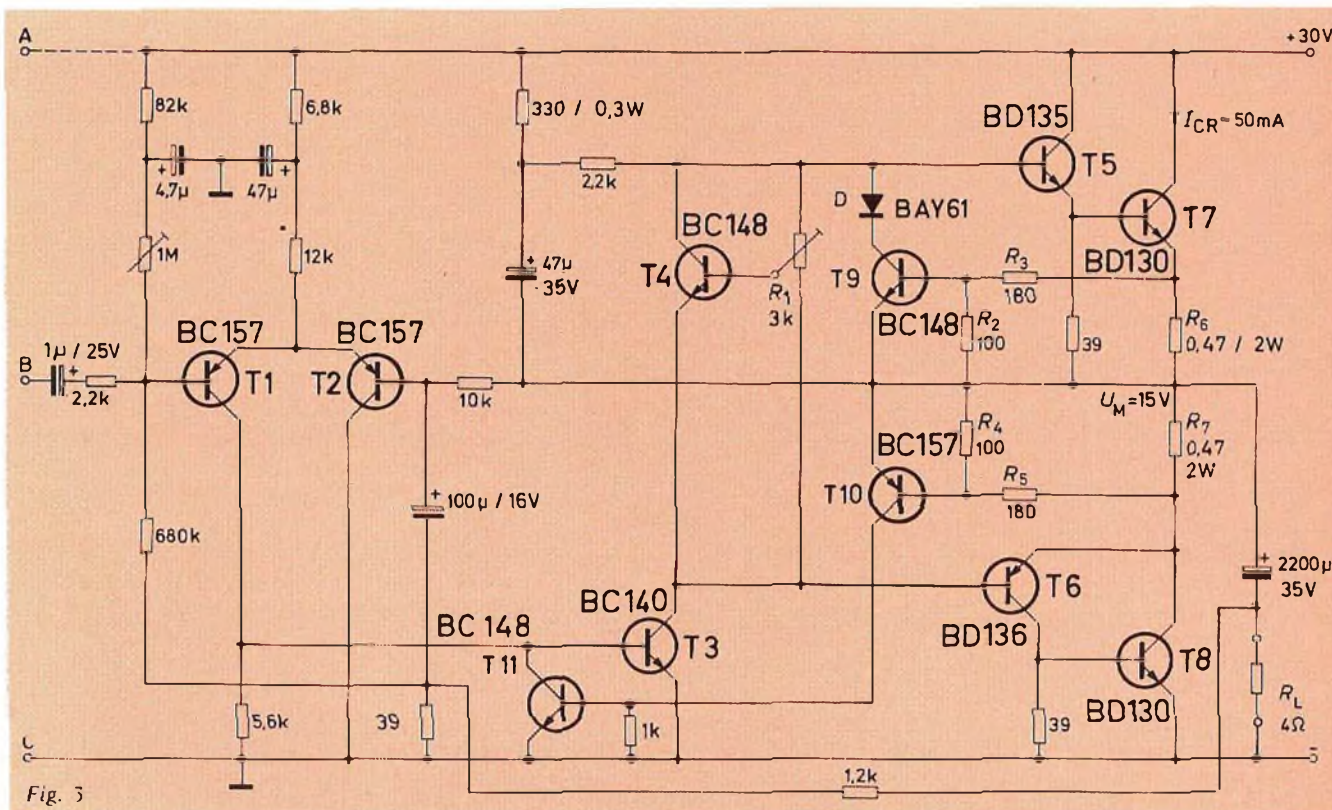
Il transistor T4 ha il compito di stabilizzare la corrente di riposo dei transistori finali contro variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura, esso deve venire montato sul dissipatore di uno dei transistori finali. La corrente di riposo è regolata con il trimmer R1. Con il trimmer da 1 M Ω viene fissato il punto a metà tensione di 15 V (U_M).

Lo stadio differenziale di ingresso tiene costante il punto medio di tensione U_M in caso di corto circuito o di forti sovraccarichi, così che è anche garantita una simmetrica suddivisione della potenza dissipata. Per il controllo della corrente di collettore servono le resistenze di emettitore necessarie per stabilizzare la corrente di riposo dei transistori finali. La caduta di tensione su di esse, proporzionale alla corrente, viene riportata attraverso un partitore di tensione ai transistori T9 e T10.



La fig. 4 mostra lo schema di principio del limitatore di corrente per le semionde positive del segnale di uscita.

Il partitore R2 + R3 è dimensionato in modo tale che la tensione di soglia della base del T9 e T10 viene raggiunta al superamento della corrente di collettore



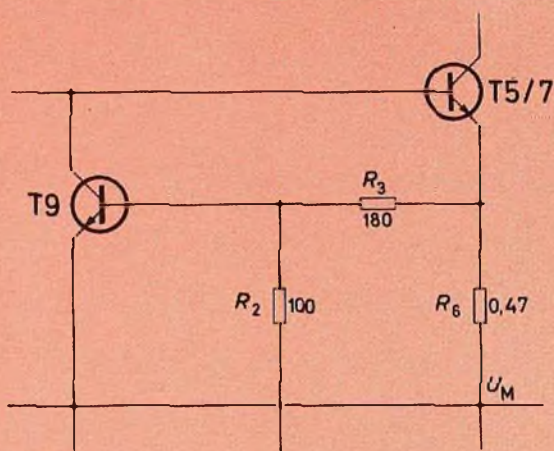


Fig. 4

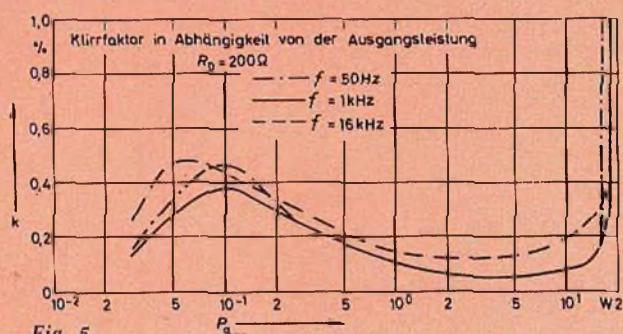


Fig. 5

in esercizio normale dello stadio finale di 3,3 A. Il T9 messo in conduzione con le semionde positive del segnale di uscita, riduce il potenziale di base del T5 in misura tale che la corrente di collettore rimane limitata al valore di circa 3,4 A. Il diodo D impedisce che in esercizio normale il T9 lavori in senso inverso per le semionde negative e che deformi il segnale ricavato dallo stadio pilota.

Con le semionde negative in caso di corto circuito

viene messo in conduzione il T10. Il transistor T11 conduce e limita il potenziale di base del pilota T3 così che anche il comando dei transistori T6 e T8 risulta limitato.

La limitazione di corrente per le semionde negative del segnale di uscita è stato effettuato come per le semionde positive, poiché il condensatore di accoppiamento di uscita in condizioni di corto circuito si potrebbe scaricare su ambedue i transistori T10 e T3, contemporaneamente in conduzione, e pertanto distruggerli.

Dai dati tecnici dell'amplificatore sono evidenti le qualità di trasmissione che superano le norme di alta fedeltà.

Dalla fig. 5 si ricava l'andamento del fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita, esso si trova per l'intero campo sotto lo 0,5%.

Se all'ingresso dell'amplificatore ai contatti A, B, C si inserisce il circuito precedente della fig. 1 come protezione alla sovratemperatura, si potrebbe risparmiare nelle dimensioni dei dissipatori, per i quali sarà sufficiente una dissipazione di normale funzionamento.

Dati tecnici dell'amplificatore da 18 W:

Tensione di alimentazione:	30 V
Assorbimento di corrente a $P_u = 0$:	≈ 80 mA
a $P_u = \text{Max. nom.}$:	1,7 A
Potenza di uscita nominale ($k = 1\%$, $f \approx 1$ kHz):	18 W
Resistenza di carico:	4 Ω
Fattore di distorsione ($f = 20$ Hz sino 16 kHz $P_u < 0,01$ sino 16 W):	0,5%
Tensione nominale di ingresso:	290 mV
Resistenza di ingresso:	≈ 500 ($\approx 100^*$) k Ω
Amplificazione di tensione:	≈ 30 dB
Amplificazione di potenza:	80 (73*) dB
Curva di frequenza ($V_{u1000} = 6$ V) -1 dB:	< 20 Hz sino > 60 kHz
Curva di potenza con la frequenza -1 dB:	30 Hz sino 40 kHz
Rapporto segnale/disturbo ($R_o = 0$) riferito a $P_u = 50$ mW:	83 dB
Resistenza termica dei dissipatori per ogni transistor finale:	$\leq 2,5$ ($\leq 4,5^*$) $^{\circ}\text{C/W}$
per ogni transistor invertitore di fase:	≤ 15 $^{\circ}\text{C/W}$
* con circuito di protezione alla sovratemperatura.	

2 REGOLATORI DI POTENZA CON TRIAC

La regolazione di una potenza elettrica, senza contatti meccanici, in circuiti a corrente alternata può venire effettuata usando un Triac regolando il suo angolo di conduzione.

Il circuito è costituito da un Triac, (doppio diodo controllato), un Diac (doppio diodo per il comando del Triac) e un elemento RC variatore di fase. Il Triac inserisce ad ogni semionda la corrente sul carico, essa può variare da zero sino al massimo valore, dipendentemente dal tempo di conduzione, dato dal taglio dell'angolo della fase.

Queste inserzioni provocano disturbi di alta frequenza che si propagano in prevalenza nei conduttori della rete. Per attenuare queste tensioni di disturbo ad un valore tollerabile occorre aggiungere allo schema base un filtro composto da una capacità e una induttanza (C_1 , D_r).

Le norme VDE fissano per le tensioni di disturbo un grado G per le zone industriali, N per abitazioni e K per elevate esigenze, per esempio zone che ricevono radiotrasmissioni.

Gli schemi qui illustrati sono previsti per un grado di disturbo N.

La fig. 6 illustra lo schema base di un regolatore di potenza con comando dell'angolo di fase del Triac; in serie al carico RL è indicata la induttanza antisturbo D_r .

Dati tecnici:

Tensione di rete: 220 V $\pm$ 10%
 Frequenza di rete: 50 ... 60 Hz
 Campo di regolazione della tensione applicata al carico: 10 sino 230 V
 Campo ammissibile della temperatura ambiente: -15 sino +70 °C

Per carico 100 W;

Triac tipo TXC02A60
 Condensatore C1: 0,22 μ F

Per carico 700 W;

Triac tipo TXC02A60
 Condensatore C1: 0,22 μ F
 Resistenza termica del dissipatore: 4 °C/W
 Piastra di raffreddamento: alluminio da 1 mm, superficie: 240 cm²

Per carico 1000 W:

Triac tipo TXC01A60
 Condensatore C1: 0,27 μ F
 Resistenza termica del dissipatore: 1,5 °C/W
 Piastra di raffreddamento: alluminio da 1 mm, superficie: 800 cm²

Ad ogni semionda della tensione di rete, il Triac viene innescato, il punto di innesco (angolo di conduzione) viene regolato con il potenziometro P1.

Quando la tensione al condensatore C2 raggiunge la tensione di scarica del Diac questo con un breve impulso di corrente innescava il Triac e il carico risulta inserito sulla tensione di rete. Il resistore da 27 Ω limita la corrente di scarica del Diac e diminuisce pure l'isteresi.

Lo schermo di questo regolatore può essere usato per potenze di 100, 700, 1000 W, a seconda il tipo di Triac impiegato.

Nel funzionamento con carichi induttivi occorre proteggere il Triac dai picchi di tensione mediante il circuito composto da R2 e C3.

Alla inserzione del circuito non si può partire con il valore minimo della tensione applicabile ma essa sale ad un certo valore, per esempio nel circuito indicato è di 80 V e successivamente può venire diminuita al valore minimo. Causa di ciò è la caduta di tensione al Diac dopo che questo ha innescato, variando così il rapporto di fase e il punto di innesco del Triac; al secondo innesco si ritorna ad un fisso rapporto fra tensione al condensatore C2 e la tensione di rete, la tensione sul carico può venire regolata sui più piccoli valori mediante la rotazione del potenziometro P1.

Questo effetto viene chiamato di isteresi e può venire diminuito mediante un circuito supplementare RC come indicato in fig. 7 che rappresenta un regolatore del numero dei giri di un motore.

Il motore M ha un assorbimento di 300 W, il numero di giri viene regolato con il potenziometro P1, da zero sino ad un massimo di giri, avviandosi senza strappi dalla posizione di fermo.

Il campo di temperatura ambiente ammissibile è di -15 sino a +70°C. La resistenza termica del dissipatore deve essere minore di 14°C/W.

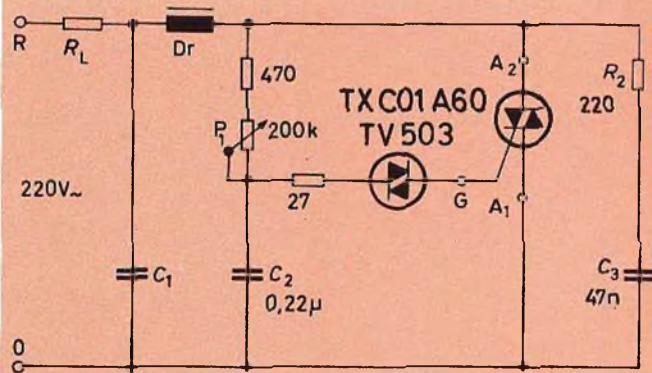


Fig. 6

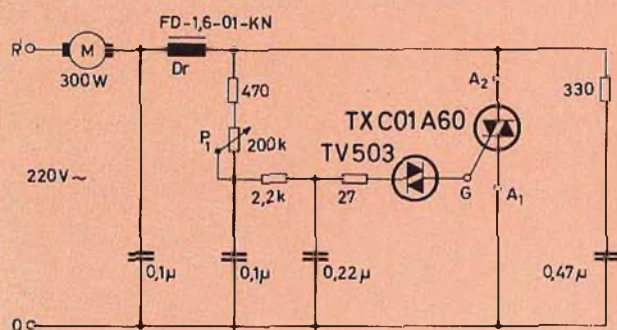


Fig. 7

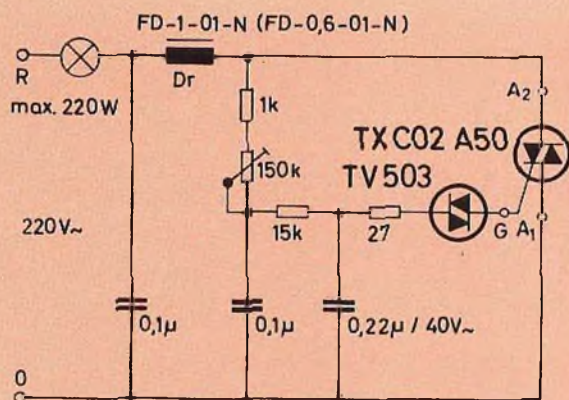


Fig. 8

La fig. 8 indica lo schema di un regolatore, senza contatti meccanici, di un impianto di illuminazione sino ad un massimo di 220 W. Il campo di regolazione è fra 8 e 218 V.

Con una temperatura ambiente di 80°C è necessario per il Triac (tipo TXC02A50) un dissipatore con resistenza termica minore di 30°C/W.

3 FOTORIVELATORE DI SPOSTAMENTO A COMANDO DI PERCORSO

Il fotodiodo BPX 48 è costituito da due fotoelementi eguali su un'unica piastrina di dimensioni 2,5 x 2,5 mm, i due elementi sono distanziati fra loro di 0,05 mm e danno un segnale differenziale che, a costante intensità di illuminazione, è proporzionale alla differenza delle due superfici illuminate.

La precisione del segnale, data l'uniformità degli elementi, è relativamente elevata.

Un esempio di applicazione è illustrato a fig. 9 in cui una fessura illuminata viene spostata sopra il fotodiodo dal quale si preleva il segnale differenziale che è proporzionale allo spostamento.

Questo rivelatore, come variatore di tensione, viene completato da un amplificatore operazionale TAA 861, come dallo schema elettrico in fig. 10 e presenta una sensibilità di circa 75 V/mm, e un rilevamento di 0,01 mm su una corsa di circa 0,12 mm.

E' conveniente tenere la larghezza della fessura mag-

giore dello spessore di separazione dei due elementi (0,05 mm) con ciò si ottiene un raddoppiamento del segnale differenziale, larghezza almeno il doppio del necessario spostamento, non maggiore, in modo di mantenere al minimo l'errore di fase dei segnali di ingresso all'amplificatore.

La grandezza del segnale differenziale è dipendente dallo spostamento e dalla intensità della illuminazione, pertanto questa deve essere mantenuta costante e non troppo bassa in modo che l'influenza della luce esterna rimanga minima.

In fig. 10 è riportato lo schema completo del rivelatore, il segnale differenziale amplificato dall'amplificatore differenziale è visualizzato su un voltmetro.

La tensione di uscita «0» dell'amplificatore e la eventuale disimmetria del fotodiodo possono venire compensate dal trimmer di azzeramento da 10 k Ω .

Il grafico di fig. 11/a mostra il campo lineare della tensione di uscita in funzione dello spostamento, mentre quello di fig. 11/b indica il rapporto riferito da uno spostamento sulla totale superficie del fotodiodo.

Dati tecnici relativi allo schema di Fig. 10:

Tensione di alimentazione:	± 6 V
Assorbimento di corrente:	2 sino 14 mA
Intensità di illuminazione:	5000 lux
Sensibilità:	75 V/mm
Campo di misura lineare:	$\pm 0,06$ mm

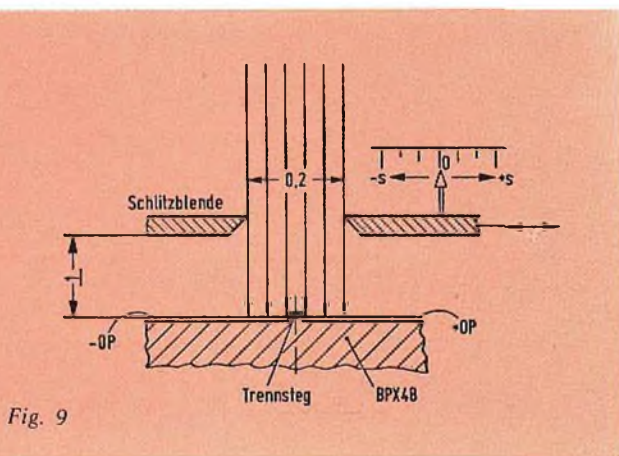


Fig. 9

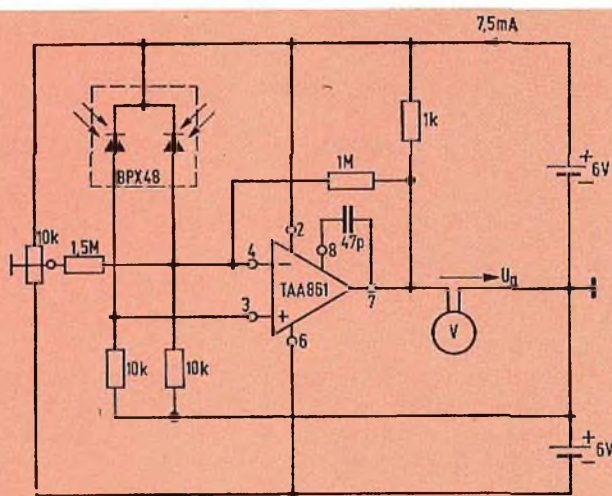


Fig. 10

In fig. 12 è riportato lo schema elettrico di un comando ottico di percorso, derivato dal precedente, con aggiunta di uno stadio di potenza complementare che pilota due relè.

Quando la tensione di uscita dell'amplificatore operazionale supera $\pm 0,6$ V (tensione di soglia di funzionamento della base dei transistori finali) viene portato un transistor in conduzione e il corrisponden-

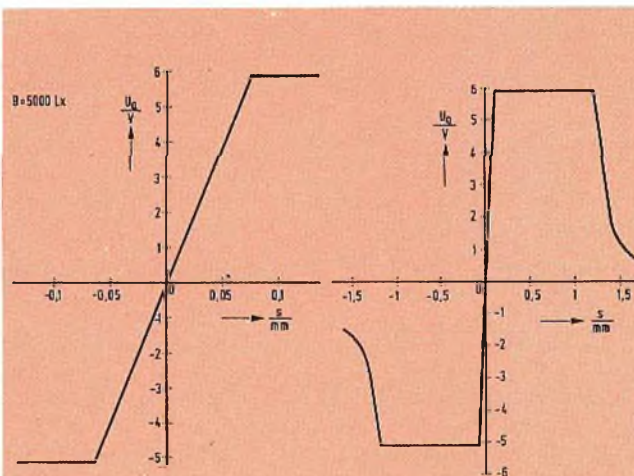


Fig. 11a

Fig. 11b

te dei due relè si attira e inserisce un elemento di comando di spostamento.

Secondo il diagramma di fig. 11/a la tensione di $\pm 0,6$ V è ottenuta con uno spostamento di circa $\pm 0,01$ mm, è evidente la precisione del comando.

Il tempo morto causato dalla soglia della base è per tali sistemi di regolazione, vantaggioso per la stabilità.

Dati tecnici dello schema di Fig. 12:

Tensione di alimentazione:	± 6 V
Assorbimento di corrente:	8 sino 110 mA
Spostamenti di intervento del comando:	
a B = 5.000 Lux	$\pm 0,01$ mm
a B = 3.000 Lux	$\pm 0,015$ mm
a B = 2.000 Lux	$\pm 0,02$ mm

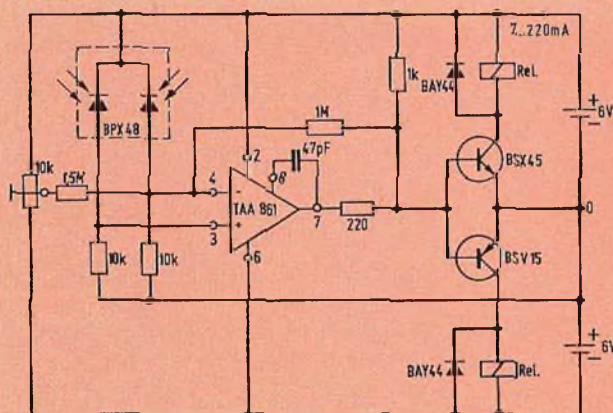


Fig. 12

Estratto dalla pubblicazione «Halbleiter - Schaltbeispiele 1970/71/72» della SIEMENS Aktiengesellschaft.

COME INSTALLARE UN IMPIANTO DI AMPLIFICAZIONE

La RCF — Radio Cine Forniture — ha di recente pubblicato un volume che ha per titolo «Norme fondamentali per l'installazione di un impianto di amplificazione» ricco di dati e di illustrazioni che rappresentano esempi pratici di installazioni, costituisce un valido aiuto a chi vuole intraprendere o ha già intrapreso la strada dell'installatore di

impianti d'amplificazione. Una serie di schemi elettrici di apparati d'amplificazione R.C.F. chiude la pubblicazione. Chi volesse ricevere gratuitamente il volume, può richiederlo a:

RADIO CINE FORNITURE - Via G. Notari
42029 S. MAURIZIO - RE

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV *di tecnica*

**tornate dalle vacanze
e trovate le riviste a casa**

ABBONAMENTO SEMESTRALE

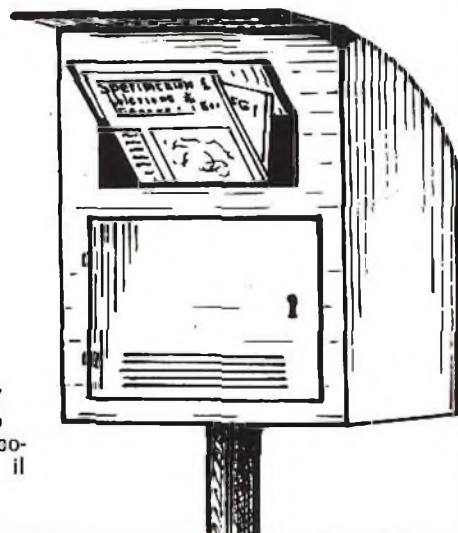
LUGLIO-DICEMBRE '72

**A SPERIMENTARE/SELEZIONE RADIO TV
ED ELETTRONICA OGGI**

L. 5.000

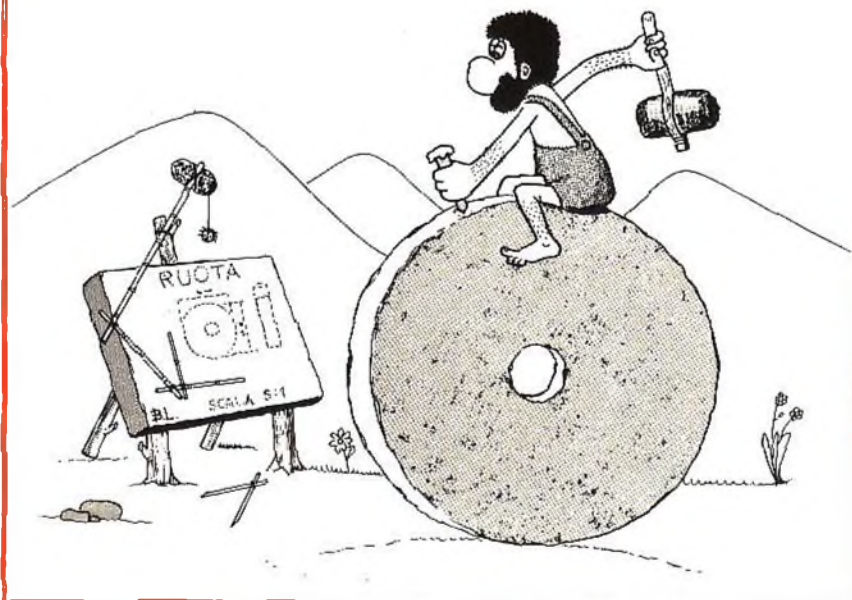
elettronica *OGGI*

I versamenti vanno indirizzati a:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 3/40678.



brevetti

Chi desidera copia dei suddetti brevetti può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Corso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.



n. 807.630
Trasmissione idromeccanica a rapporti infinitamente variabili.
ROCKWELL STANDARD CORP.

n. 807.633
Dispositivo per contare e memorizzare segnali elettrici.
THE ENGLISH ELECTRIC CO. LTD.

n. 807.634
Perfezionamento nei dispositivi per contare e memorizzare segnali elettrici.
THE ENGLISH ELECTRIC CO. LTD.

n. 807.636
Metodo di fabbricazione di uno schermo per tubo di televisione a colori.
CSF COMPAGNIE GENERALE
DE TELEGRAPHIE SANS FIL

n. 807.638
Dispositivo girevole per la messa in moto di articoli.
EINSON FREEMAN
AND DE TROY CORP.

n. 807.641
Perfezionamento nelle spazzole per motori a corrente continua in miniatura.
TOKYO KAGAKU K.K.

n. 807.642
Perfezionamento nei riflettori a superficie curva particolarmente a superficie parabolica per radar e simili.
BRITISH AIRCRAFT CORP.
OPERATING LTD.

n. 807.645
Commutatore elettrico perfezionato.
CIBA S.A.

n. 807.646
Impianti di cavi elettrici del tipo raffreddato a fluido.
BRITISH INSULATED CALLENDER S
CABLES LTD.

n. 807.647
Impianto di cavi elettrici del tipo raffreddato a fluido.
BRITISH INSULATED CALLENDER S
CABLES LTD.

n. 807.650
Custodia a muffola per giunzione di cavi elettrici.
CHANNEL WILLIAM HERBERT

n. 807.652
Dispositivo motore a velocità costante bloccato in fase elettronicamente.
AMPHENOL CORP.

n. 807.654
Circuito sommatore di potenza a microonde.
HUGHES AIRCRAFT CO.

n. 807.658
Metodo per fabbricare complessi di statore per macchine dinamo elettriche.
JOSEPH LUCAS INDUSTRIES LTD.

n. 807.668
Regolatore della tensione della carta per un registratore a nastro per diagramma.
GENERAL ELECTRIC CO.

n. 807.674
Nastro registratore magnetico perfezionato.
IMPERIAL CHEMICAL INDUSTRIES LTD.

n. 807.711
Scatola per bobina di film.
POSSO PIERRE ANDRE LUDOVIC

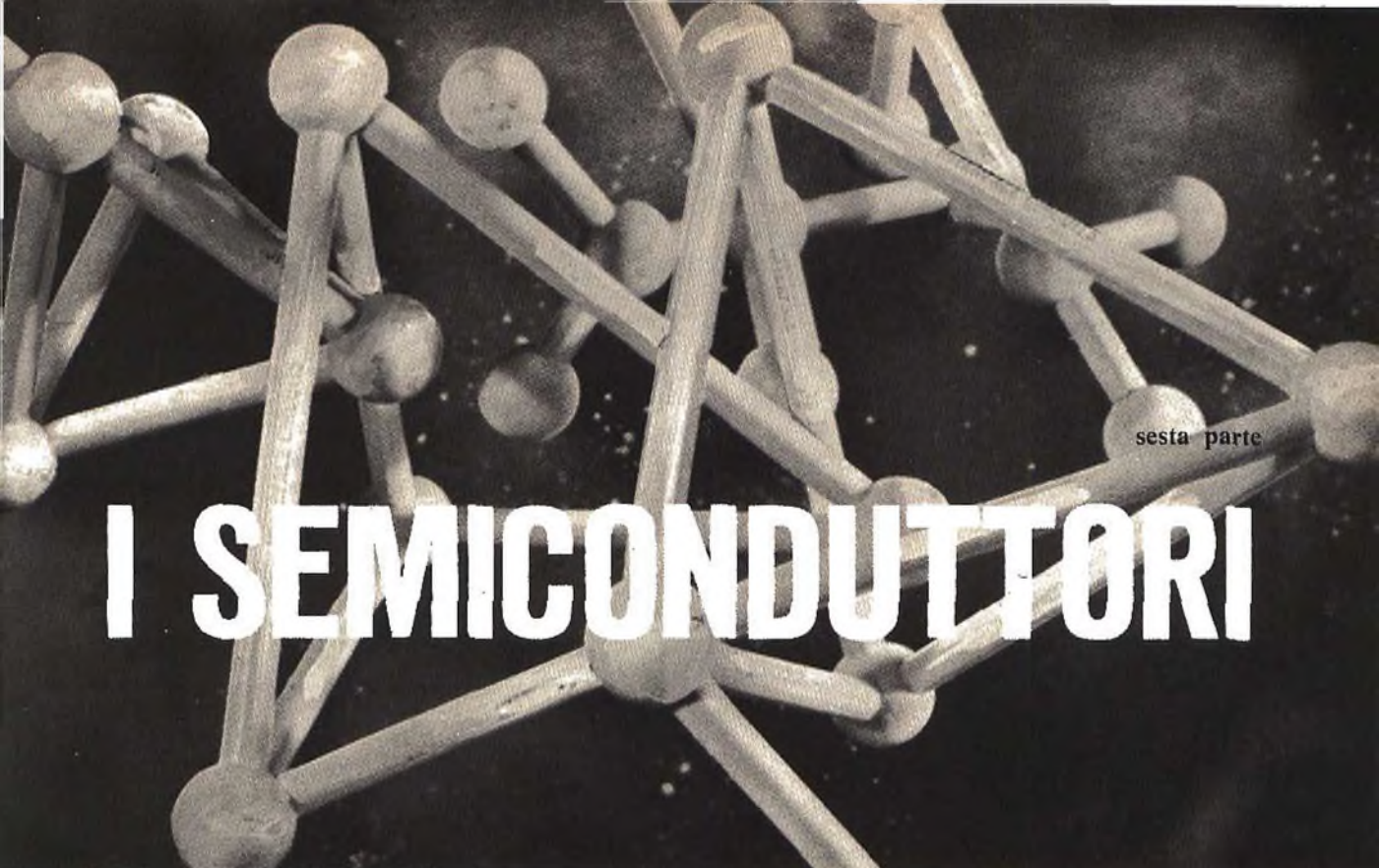
n. 807.717
Procedimento per la produzione di lastre xerografiche e lastre così ottenute.
RANK XEROX LTD.

n. 807.725
Bobina per pellicola cinematografica o nastro magnetico.
POSSO PIERRE ANDRE LUDOVIC

n. 807.753
Cavo elettrico con rivestimento estruso comprendente uno strato intermedio per la sua fabbricazione.
ANACONDA WIRE AND CABLE CO.

n. 807.765
Vibratore a flessione ed oscillatore elettromeccanico comprendente tale vibratore particolarmente adatto per la generazione di segnali acustici o di temporizzazione.
S.A. DES ETABLISSEMENT
LEON HATOT

n. 807.776
Tubo elettronico ad onda progressiva.
ENGLISH ELECTRIC CO. LTD.



sesta parte

I SEMICONDUTTORI

Le prestazioni dei semiconduttori, come del resto quelle della gran parte dei prodotti finiti, devono essere specificate con precisione in modo da fornire all'utilizzatore tutte le informazioni di cui ha bisogno per risolvere i problemi relativi all'applicazione che egli ha considerato. Le curve caratteristiche indicano le proprietà dell'elemento nel suo campo di funzionamento utile e le caratteristiche limite indicano i valori massimi d'impiego al di là dei quali l'elemento può essere danneggiato in modo permanente. Questo articolo ha lo scopo di illustrare come devono essere utilizzate le informazioni, solitamente presentate in forma di curve caratteristiche, e di chiarire il significato pratico delle caratteristiche fornite.

I dispositivi a semiconduttori, per le loro particolari proprietà, sono adatti a soddisfare un certo numero di funzioni elettriche. Un diodo, per esempio, può raddrizzare in corrente alternata, ed un transistor può amplificare dei deboli segnali alternati o continui, o anche comandare

una corrente elettrica. I diodi ed i transistor sono disponibili in una grande varietà di modelli per ognuno dei quali il costruttore indica le diverse proprietà, in modo che gli utilizzatori siano in grado di scegliere il tipo che meglio soddisfa il loro specifico fabbisogno.

Queste proprietà sono meglio conosciute col nome di caratteristiche, e il più delle volte vengono presentate sotto forma di tabelle indicanti i valori, e spesso le tolleranze, dei diversi parametri in condizioni d'impiego ben determinate.

Queste tabelle, a loro volta, sono completate da alcuni grafici indicanti le curve di variazione dei parametri in tutto il campo d'impiego.

Per ogni dispositivo a semiconduttore, oltre alle caratteristiche succitate, è sempre necessario conoscere le caratteristiche limite d'impiego, oltre le quali il dispositivo può essere danneggiato in modo permanente. E' necessario, ad esempio, sapere i valori massimi che può assumere la tensione di collettore, la potenza dissipata, la temperatura di giunzione.

Questi valori limite, in pratica, definiscono il campo d'impiego del dispositivo considerato.

Le prestazioni di un dispositivo a semiconduttore dipendono innanzitutto dalle sue caratteristiche elettriche ma, siccome certi parametri dipendono dalla temperatura, è necessario disporre di qualche indicazione relativa a queste caratteristiche termiche. In linea di massima le caratteristiche vengono indicate in riferimento ad una temperatura di 20°/25°C, e viene specificato anche come esse variano al variare della temperatura.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DI UN DIODO A GIUNZIONE «P-N»

Le prestazioni di un circuito elettrico possono essere descritte fornendo le relazioni fra le tensioni che gli sono applicate e le correnti che lo attraversano. Le caratteristiche elettriche di un raddrizzatore o di un diodo a giunzione possono essere paragonabili a quelle di una giunzione p-n (vedere quarta parte). In questo articolo vengono for-

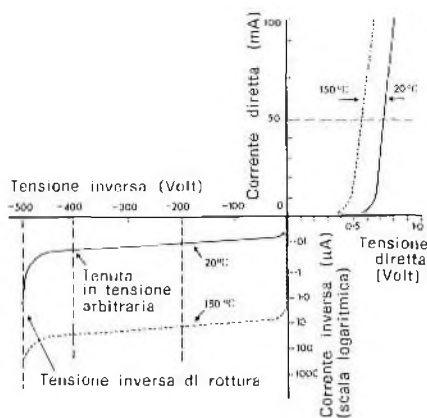


Fig. 1 - Caratteristiche di un raddrizzatore a giunzione al silicio.

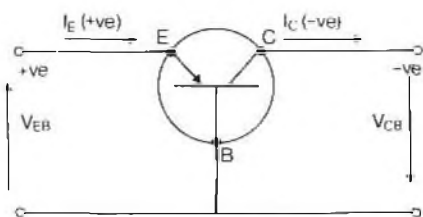
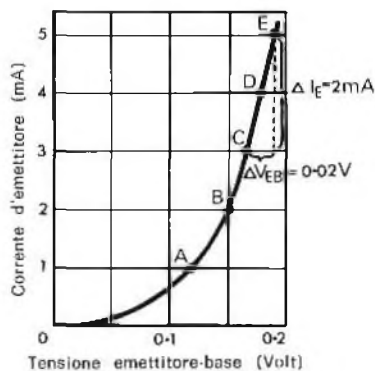
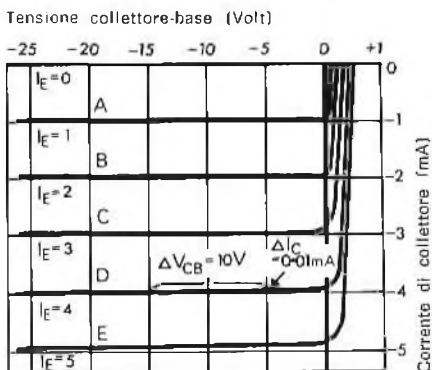


Fig. 2 - Correnti e tensioni in transistor «p-n-p» montato in base comune.



a) Caratteristica d'emettitore



b) Caratteristiche di collettore

Fig. 3 - Caratteristiche in base comune.

nite alcune indicazioni sui valori che assumono le tensioni e le correnti in un tipico diodo.

La figura 1 illustra le caratteristiche elettriche di un raddrizzatore al silicio a giunzione di deboli dimensioni. (Si noti che l'andamento non è lo stesso nel senso diretto e nel senso inverso. Le correnti inverse inoltre, presentano un andamento logaritmico). I valori numerici che si possono citare sono ad esempio: corrente diretta 50 mA, sotto una tensione di 0,75 V, corrente inversa di fuga di solamente 10 mA, sotto una tensione inversa di 200 V (si noti che 1 nA = 10^{-9} A). La tensione di rottura per valanga di questa giunzione è di 500 V. Le curve tratteggiate indicano le nuove caratteristiche dirette ed inverse quando la temperatura viene portata a 150°C. In questo caso ciò che varia maggiormente è la corrente; essa passa da 10 nA a 10 μA e, in pratica, viene moltiplicata per un fattore 1000. Le variazioni delle caratteristiche di giunzione al variare della temperatura sono esaminate più dettagliatamente, in questo stesso articolo, trattando del transistor.

CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI

Per quanto concerne il diodo, grazie al fatto che questo componente presenta due soli terminali, una sola corrente corrisponde ad una tensione ed una sola curva è sufficiente per fornire tutte le indicazioni possibili sulle caratteristiche elettriche della giunzione.

Un transistor, al contrario, presenta tre terminali di uscita e per definirne le caratteristiche elettriche è necessario conoscere due tensioni e due correnti, cioè, logicamente, porta alla necessità di più curve caratteristiche. La figura 2 illustra un transistor «p-n-p» montato in configurazione con base comune ed indica le due tensioni e le due correnti. La tensione emettitore/base V_{EB} e la corrente d'emettitore I_E sono le grandezze d'ingresso, mentre la tensione collettore/base V_{CB} e la corrente di collettore I_C sono le grandezze di uscita. Le polarità indicate sullo schema corrispondono alle convenzioni generalmente ammesse.

Il segno della tensione è definito in rapporto al terminale comune, e la corrente è detta positiva quando gli elettroni escono dal transistor, mentre è detta negativa quando gli elettroni entrano nel transistor.

La caratteristica d'ingresso di un transistor può essere definita dalla curva che dà la corrente d'emettitore I_E in funzione della tensione emettitore/base V_{EB} ; la caratteristica d'uscita corrisponde alla curva della corrente di collettore I_C in funzione della tensione base/collettore V_{CB} . Rilevando la caratteristica d'uscita è necessario tenere conto del fatto che la corrente di collettore dipende dalla corrente di emettitore. Per osservare l'effetto di una variazione della tensione di collettore sulla corrente di collettore è dunque necessario mantenere la corrente d'emettitore costante. Si ottiene così la caratteristica di uscita del transistor per un valore particolare della corrente di emettitore. Una descrizione completa delle caratteristiche d'uscita impone di tracciare tutta una famiglia di curve, facendo variare, in ogni curva, la corrente di emettitore. Tutto ciò viene meglio analizzato qui di seguito poiché la tracciatura di una simile famiglia di curve riveste notevole interesse.

CARATTERISTICHE IN BASE COMUNE

A tale scopo è necessario considerare il transistor «p-n-p» in circuito con base comune della figura 2. La figura 3/a dà la caratteristica diretta della giunzione d'emettitore quando il transistor in questione è un transistor al germanio, a giunzione di debole superficie. Questa curva indica che la corrente d'emettitore I_E cresce con la tensione d'emettitore V_{EB} ; è questa la caratteristica di emettitore, o meglio la caratteristica d'entrata del transistor.

E' interessante vedere ora cosa avviene nel circuito di collettore.

Prima di tutto, quando la corrente d'emettitore è nulla, la curva di collettore è paragonabile a quella di una giunzione semplice polarizzata in senso inverso (essendo la corrente, la corrente inversa di saturazione I_{CBO} che varia pochissimo con la tensione di collettore). E'

questa la curva $I_E = 0$ della figura 3/b. Nei transistori la corrente inversa di saturazione della giunzione di collettore I_{CBO} , è chiamata corrente di fuga del transistor. Se si fissa a 1 mA la corrente di emettitore, (punto A della figura 3/b), facendo variare la corrente di collettore si ottiene una nuova caratteristica di collettore. La corrente di emettitore attraversa il collettore qualunque sia la tensione collettore/base, e la nuova caratteristica di collettore sarà data dalla curva A ($I_E = 1$ mA) della figura 3/b. Allo stesso modo quando la corrente di collettore viene fissata a 3-4 e 5 mA si ottengono le curve C-D-E. La variazione di corrente di collettore sarà esattamente uguale a α volte la variazione della corrente di emettitore, essendo α il guadagno in corrente in base comune (supposto qui uguale a 0,975). La distanza fra le curve successive della famiglia di caratteristiche di collettore, dato che la corrente di collettore cresce attraverso balzi di 1 mA, è di 0,975 mA. Si è così tracciata la caratteristica di uscita completa, che si compone di una famiglia di curve indicanti in modo preciso la dipendenza della corrente di collettore rispetto alla corrente di emettitore e alla tensione di collettore. Questa famiglia di curve d'uscita può essere considerata come la più utile caratteristica di un transistor.

La caratteristica d'emettitore è raffigurata attraverso l'unica curva della figura 3/a. Le variazioni della tensione di collettore hanno un debolissimo effetto sulla caratteristica d'emettitore e, per una scrupolosa precisione, si dovrebbe tracciare una famiglia di curve d'emettitore a tensione di collettore costante. Questo effetto, tuttavia, può essere ignorato nella quasi totalità dei casi.

In figura 3/b si nota che la corrente di collettore continua a passare anche quando la tensione di collettore è nulla. Ciò è soprattutto dovuto al fatto che la barriera di potenziale della giunzione di collettore, a polarizzazione nulla, è ancora sufficiente per attirare i portatori minoritari della regione di base, e a far loro attraversare la giunzione. Per riportare la corrente di collettore a zero, come indica la citata figura 3/b, è necessario applicare

una debole tensione diretta.

Le caratteristiche di collettore della figura 3/b sono state rappresentate nel terzo quadrante per mettere in evidenza che la giunzione di collettore è polarizzata in senso inverso. Normalmente, infatti, le caratteristiche di collettore vengono indicate nel primo quadrante; in questo caso la corrente di collettore cresce verso l'alto e la tensione verso destra.

CARATTERISTICHE IN EMTTITTORE COMUNE

Per un montaggio nella configurazione con emettitore comune è possibile tracciare delle caratteristiche simili a quelle precedenti. In questo caso, la caratteristica d'ingresso indica come aumenta la corrente di base I_B quando la tensione base/emettitore V_{BE} cresce nel senso diretto.

Questa caratteristica, per lo stesso transistor esaminato nel caso precedente, è raffigurata in figura 4/a.

La corrente di base, che è costituita dalla differenza fra le correnti di emettitore e di collettore, è molto più debole della corrente di emettitore, ma la tensione base/emettitore è uguale a quella esistente nel montaggio con base comune.

La resistenza d'ingresso del montaggio con emettitore comune è dunque elevata rispetto a quella del montaggio con base comune.

La caratteristica d'uscita dà le variazioni della corrente di collettore I_C rispetto alla tensione di collettore/emettitore V_{CE} , per differenti valori costanti di corrente di base.

A questo punto è interessante vedere come costruire, attraverso tappe successive, la famiglia di curve della figura 4/b, in cui le caratteristiche di collettore sono tracciate nel primo quadrante.

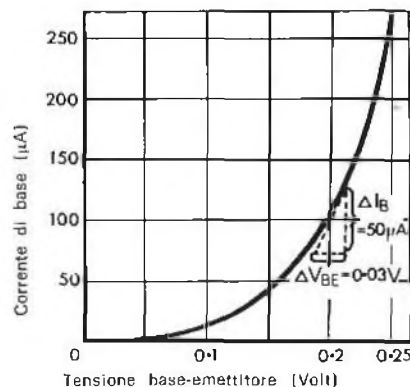
Quando la corrente di base è nulla, si ha una debole corrente di collettore (corrente di fuga in emettitore comune I_{CEO}); questa corrente è dovuta alla corrente inversa di saturazione della giunzione collettore/base. Quale sia il suo valore sarà visto più avanti.

La seconda curva corrisponde a una corrente di base di 50 μA . Si è visto che in un montaggio con emettitore comune si ha un guada-

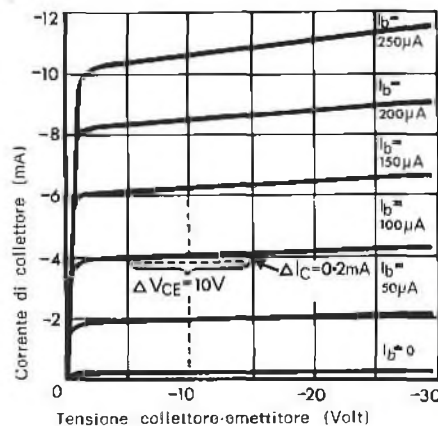
gno in corrente β fra la base e il collettore. Nel transistor di cui si sono indicate le caratteristiche, è uguale a 0,975, per cui β è circa uguale a 40.

Quando la corrente di base cresce di 50 μA , la corrente di collettore cresce di $50 \times 40 \mu A = 2$ mA. La curva $I_B = 50 \mu A$ della figura 4/b mostra come varia la corrente di collettore (a corrente di base costante), quando varia la tensione collettore/emettitore. Quando la corrente di base cresce di 50 in 50 μA si ottiene una famiglia di curve simili; i risultati finali sono rappresentati in figura 4/b.

Come si può vedere, la forma delle caratteristiche di uscita in un montaggio con emettitore comune è molto simile a quella delle caratteristiche di un montaggio in base comune, con l'unica differenza che la pendenza delle parti pressoché orizzontali è un po' più elevata. Ciò è dovuto al fatto che la corrente di fuga della giunzione di collettore, in



a) Caratteristica d'ingresso



b) Caratteristiche di uscita

Fig. 4 - Caratteristiche in emettitore comune.

effetti, non rimane perfettamente indipendente dalla tensione applicata.

Piccole irregolarità nel reticolo cristallino (impurità, difetti di superficie, ecc.) in vicinanza della giunzione, fanno in modo che la corrente di fuga cresca leggermente con la tensione; nel montaggio con emettitore comune queste variazioni sono amplificate dal guadagno in corrente.

E' interessante notare, inoltre, che la corrente di collettore si annulla nello stesso tempo che la tensione collettore/emettitore. Siccome, in questo caso, il collettore è al potenziale dell'emettitore, la giunzione collettore/base è polarizzata in senso diretto, così come la giunzione di emettitore, e le correnti dei portatori minoritari si oppongono l'una all'altra.

IMPIEGO DELLE CURVE CARATTERISTICHE

Quando un tecnico deve scegliere un transistor in funzione di un circuito particolare, esso può rica-

vare la gran parte dei parametri che a lui servono attraverso l'analisi delle curve caratteristiche fornite dai costruttori. Alcuni di questi parametri possono essere riassunti sotto forma di tabelle corrispondenti a condizioni d'impiego ben definite, ma, partendo dalle curve caratteristiche, è del pari possibile determinare i parametri corrispondenti a qualsiasi altra condizione di impiego. Alcuni esempi di quanto asserito possono essere desunti dalle figure 3 e 4.

GUADAGNO IN CORRENTE

Si supponga che il guadagno in corrente del transistor corrispondente alla figura 4 sia sconosciuto e che si desideri determinarlo per una tensione di collettore di 10 V e una corrente di collettore di 4 mA. In questo caso è necessario tracciare sulla figura 4 la retta $V_{CE} = 10$ V.

La variazione della corrente di collettore, corrispondente a una certa variazione di corrente di base, può essere quindi letta facilmente. Per una corrente di base di 50 μ A, ad esempio, la corrente di collettore è di 6,2 mA. Una variazione della corrente di base di 100 μ A produce una variazione di 4,2 mA di corrente di collettore: il guadagno in corrente con emettitore comune è uguale a 42 (si è detto prima che il guadagno di questo transistor era di circa 40).

Ci si affida sovente alle curve di trasferimento in corrente che offrono una caratteristica di trasferimento. La figura 5/a illustra, per esempio, una curva che dà la corrente di collettore in funzione della corrente di base; si può quindi dedurre il guadagno in corrente per non importa quale corrente di collettore. Più frequentemente si utilizza un'altra curva, la caratteristica ibrida di trasferimento, che dà la corrente di collettore in funzione della tensione base/emettitore - figura 5/b. Questa caratteristica è particolarmente utile per i transistori di commutazione, quando una tensione emettitore/base è impiegata per commutare una corrente di collettore.

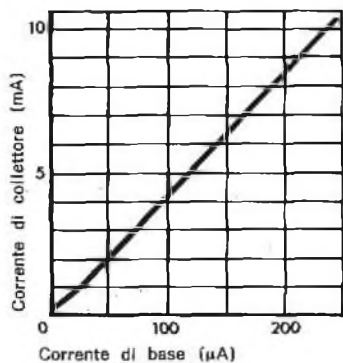
RESISTENZE D'INGRESSO E D'USCITA

I transistori sono molto spesso utilizzati per amplificare dei deboli segnali alternati; la corrente che attraversa il transistor, in questo caso, non subisce che piccole variazioni attorno al suo valore di equilibrio, e la resistenza corrispondente a queste piccole variazioni è data dalla pendenza della caratteristica tensione/corrente attorno al valore di riposo: è questa la resistenza in alternata. Per contro, la resistenza in continua, di valore molto diverso, è la pendenza della retta che unisce l'origine e il punto di riposo; essa viene utilizzata per calcolare il punto di polarizzazione in continua, e anche quando il transistor è utilizzato in commutazione.

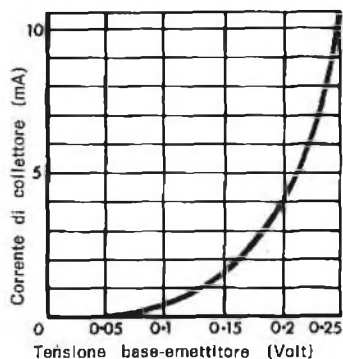
Con un determinato transistor, sia all'ingresso che all'uscita, è necessario conoscere le resistenze in alternata in funzione del punto di riposo scelto. Queste sono infatti le pendenze delle caratteristiche d'ingresso e d'uscita, attorno al punto di polarizzazione in continua. A titolo d'esempio, è possibile determinare le resistenze d'ingresso e d'uscita del transistor, delle figure 3 e 4, polarizzato sotto 10 V di tensione di collettore e con una corrente di collettore di 4 mA.

A tale scopo si determina prima di tutto la resistenza d'ingresso in base comune. La pendenza della caratteristica di emettitore (fig. 3/a) a 40 mA è di 0,02 V divisi 2 mA, ossia 10 Ω . La resistenza d'uscita in base comune, partendo dalle curve della figura 3/b, è difficile da stabilire a motivo della debolissima pendenza. Si può valutare che sotto 10 V e 4 mA la pendenza è di 10 V divisi per 0,01 mA, ossia una impedenza di uscita di 1 M Ω .

Se a questo punto si considerano le caratteristiche in emettitore comune della figura 4, la pendenza della caratteristica di collettore al punto scelto è di 10 V divisi per 0,2 mA, ossia una resistenza di uscita in emettitore comune di 50 k Ω . La caratteristica di collettore mostra che una corrente di collettore di 4 mA corrisponde a una corrente di base di 100 μ A. La resistenza d'ingresso in emettitore comune è uguale alla pendenza della caratteristica d'ingresso, per una



a) In corrente



b) Ibrida

Fig. 5 - Caratteristiche di trasferimento.

corrente di base di $100 \mu\text{A}$, in pratica $0,03 \text{ V}$ divisi per $50 \mu\text{A}$ ossia 600Ω .

Questi esempi mostrano che l'impedenza d'ingresso di un transistor in base comune è molto bassa (10Ω), mentre l'impedenza d'uscita è molto elevata ($1 \text{ M}\Omega$). In emettitore comune la resistenza di ingresso è più elevata (600Ω), mentre la resistenza d'uscita è più bassa ($50 \text{ k}\Omega$), si vedrà più avanti che il montaggio in collettore comune dà una resistenza d'ingresso ancora più elevata ($50 \text{ k}\Omega$) e una resistenza d'uscita molto debole (100Ω). Attraverso queste considerazioni l'utilizzatore è quindi in grado di scegliere il montaggio meglio corrispondente alle impedenze di ingresso e d'uscita che deve ottenere.

CORRENTE DI FUGA DI COLLETTORE E EFFETTO DELLE VARIAZIONI DI TEMPERATURA

La corrente di fuga di collettore in base comune I_{CBO} è stata già menzionata e, in un transistor «p-n-p», corrisponde ad una corrente negativa circolante nella connessione di base, per cui viene indicata con $-I_{\text{CBO}}$.

La corrente di fuga in emettitore comune viene indicata con I_{CEO} (corrente di fuga I dal collettore all'emettitore, con base in circuito aperto).

Siccome I_{CEO} corrisponde al montaggio in cui la base è «in aria», vale a dire percorsa da una corrente nulla, è possibile immaginare che la connessione di base viene attraversata da una corrente $+I_{\text{CBO}}$, che compensa esattamente $-I_{\text{CBO}}$. Questa corrente $+I_{\text{CBO}}$ viene quindi amplificata dal transistor e crea una corrente di collettore uguale a βI_{CBO} . La corrente di fuga in emettitore comune è legata alla corrente di fuga in base comune dall'espressione $I_{\text{CEO}} = \beta I_{\text{CBO}}$.

Siccome I_{CBO} , a temperatura ambiente, è molto debole anche I_{CEO} è debole, ma queste due correnti crescono esponenzialmente con la temperatura. Nei transistori al germanio esse si raddoppiano per un aumento di temperatura di circa 9°C , e nei transistori al silicio si

raddoppiano per un aumento di temperatura di 11°C . La figura 6 illustra la variazione della corrente di fuga per transistori medi di piccola potenza, al silicio ed al germanio. Benché la corrente di fuga, in un transistor al germanio in emettitore comune, a temperatura normale (20°C), possa non superare i $50 \mu\text{A}$, essa raggiunge il valore di 2 mA a 75°C . Con transistori al silicio la I_{CEO} , a temperatura ambiente, è molto più debole; non supera mai i 100 nA , e arriva a 2 mA solo verso i 200°C .

Questa variazione rapida della corrente di fuga con la temperatura è una delle cause principali dello spostamento della famiglia di caratteristiche di collettore di un transistor (fig. 7). Le curve in tratto continuo della citata figura corrispondono alle caratteristiche a temperatura normale del transistor al germanio già visto (fig. 4/b), mentre le curve tratteggiate illustrano le sue caratteristiche a 70°C .

Come si vede, tutte le curve si spostano verso l'alto seguendo la variazione di I_{CEO} data dalla curva $I_{\text{B}} = 0$.

Il guadagno in corrente, inoltre, cresce un po' con la temperatura e ciò aumenta la distanza fra le curve consecutive.

CARATTERISTICHE IN FREQUENZA

Quando aumenta la frequenza del segnale alternato che un transistor deve amplificare, il segnale d'uscita in un primo momento rimane costante, mentre in seguito comincia a decrescere perché l'amplificazione del transistor diminuisce alle frequenze elevate.

Ciò è dovuto a due ragioni: da un lato il guadagno in corrente diminuisce e, dall'altro, l'impedenza della capacità della giunzione di collettore diminuisce essa stessa.

Una volta che i portatori minoritari sono penetrati nella regione di base, essi necessitano di un determinato tempo per diffondersi attraverso la regione di base, verso il collettore. Questo tempo è detto «tempo di transito» ed è proporzionale allo spessore della regione di base.

Quando questo tempo ha una

grandezza dell'ordine di un periodo del segnale applicato, la tensione di uscita comincia a diminuire. La forma generale della caratteristica in frequenza è illustrata in figura 8, la qualità dà il guadagno in corrente in base comune (α) in funzione della frequenza. In generale, si specifica la «frequenza di taglio» in base comune, f_α ; che è la frequenza alla quale α è uguale a $0,7$ volte il suo valore a bassa frequenza. La capacità di collettore agisce shuntando la giunzione di collettore in alta frequenza, diminuendo l'impedenza di carico apparente del transistor e riducendo il suo guadagno in tensione.

Essendo la capacità proporzionale alla superficie della giunzione, questo effetto può essere ridotto diminuendo le dimensioni della giunzione di collettore.

E' quindi evidente che un transistor può avere buone caratteristiche in alta frequenza solo avendo

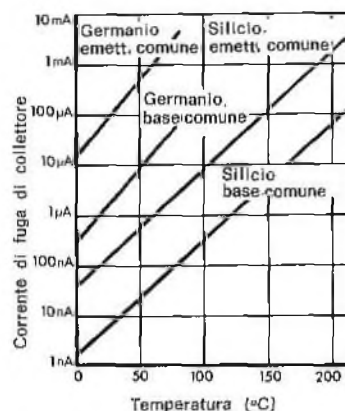


Fig. 6 - Variazione delle correnti di fuga con la temperatura.

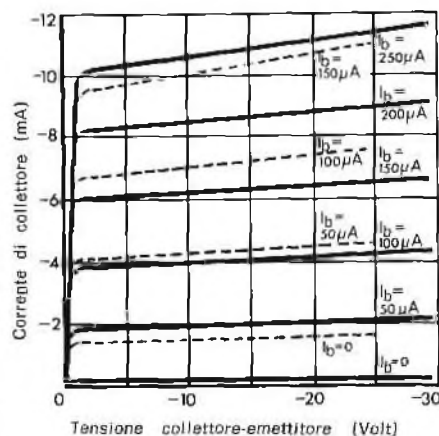


Fig. 7 - Effetto della temperatura sulle caratteristiche di collettore.

una base di piccolissimo spessore ed un collettore di piccolissima superficie.

CAMPO D'IMPIEGO DEI DISPOSITIVI A SEMICONDUTTORI

Il campo d'impiego di un determinato dispositivo è determinato dalle condizioni di funzionamento per le quali lo stesso non può essere danneggiato da tensione o da riscaldamento eccessivi. A tale scopo è necessario, per un determinato transistor, conoscere i valori massimi della tensione inversa di collettore, della tensione inversa di emettitore, della corrente di collettore, la potenza massima dissipabile, e la temperatura massima ammissibile alla giunzione di collettore.

TENSIONE MASSIMA DI COLLETTORE

Quando una tensione inversa ai capi di una giunzione «p-n» supera

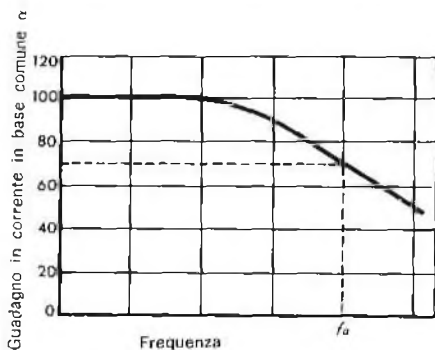


Fig. 8 - Caratteristiche in frequenza di un transistor.

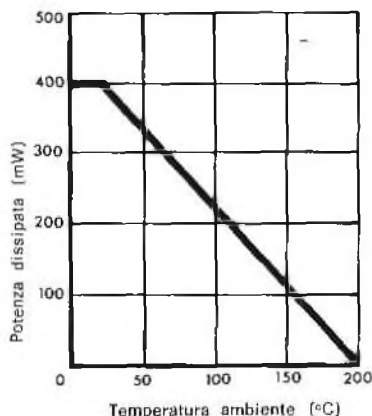


Fig. 9 - Relazione fra la potenza ammassata e la temperatura ambiente, in un transistor al silicio.

un certo valore, si ha una rottura per valanga. In questo caso la corrente inversa, variando pochissimo la tensione, cresce rapidamente e la potenza dissipata nella giunzione diviene elevatissima. Se la corrente non viene limitata ad un conveniente valore la distruzione avviene molto rapidamente. Tutte queste considerazioni sono valide per un raddrizzatore, per un diodo, o per la giunzione di collettore di un transistor. La tensione di rottura di una giunzione viene misurata applicando una tensione inversa che viene aumentata fino a che la corrente raggiunge un valore scelto precedentemente, il quale indica l'inizio della moltiplicazione per valanga.

La tensione di rottura specificata è solitamente inferiore alla tensione reale di rottura di un fattore di sicurezza che dipende dal fabbricante.

La tensione di rottura del collettore di un transistor può assumere due valori distinti. In base comune la tensione di rottura è quella della sola giunzione di collettore indicata con BC_{CB} (B = Breakdown - rottura - e CBO = collettore/base con emettitore in circuito aperto). In emettitore comune la tensione di rottura è più debole. La corrente di fuga in emettitore comune I_{CEO} è più elevata e l'effetto valanga inizia a manifestarsi ad una tensione più bassa. Questa tensione viene indicata col simbolo BV_{CEO} (B = Breakdown - rottura - e CEO = collettore/emettitore con base in circuito aperto). La relazione fra queste due tensioni di rottura dipende dal tipo di transistor; ciò perché essa è influenzata dalle concentrazioni di portatori nella base e nel collettore, e dal valore del guadagno in corrente.

TENSIONE INVERSA MASSIMA DI EMETTITORE

Benché la giunzione di emettitore sia normalmente polarizzata in senso diretto, a volte è necessario contro-polarizzarla come ad esempio quando si vuole commutare «tutto o niente» la corrente di collettore. In effetti, una tensione inversa sufficiente, applicata alla giunzione collettore/emettitore, può bloccare completamente la corrente di col-

lettore. Dato che le regioni di emettitore e di base hanno entrambe concentrazioni di portatori superiori a quelle della regione di collettore, la tensione inversa di rottura della giunzione di emettitore, in generale, è molto più debole di quella della giunzione di collettore, e viene rappresentata con il simbolo BV_{EBO} .

CORRENTE MASSIMA DI COLLETTORE

La corrente di collettore di un transistor, generalmente, non è limitata direttamente dalle caratteristiche del semiconduttore, ma, indirettamente, sia dalla potenza massima che può essere dissipata dalla giunzione, sia dalla diminuzione del guadagno a forti densità di corrente dovute a effetti secondari.

TEMPERATURA MASSIMA DELLA GIUNZIONE E DISSIPAZIONE DI POTENZA

Si è visto precedentemente come la corrente di fuga di collettore aumenti con la temperatura.

Quando la temperatura raggiunge un valore elevato, la corrente di fuga, dato che essa circola indipendentemente dal segnale d'ingresso, diviene talmente grande che il transistor risulta pressoché inutilizzabile.

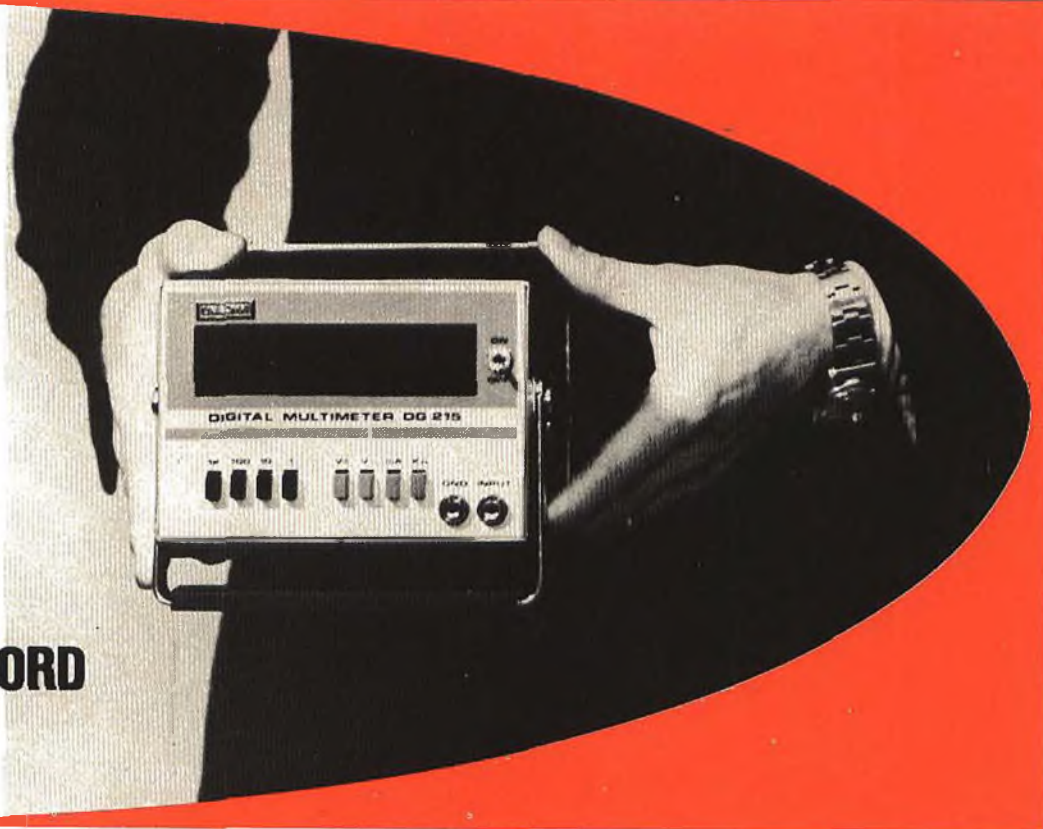
Con transistori al germanio questa temperatura limite è dell'ordine di 85°C , mentre è di 220°C con transistori al silicio (si tratta di temperature della giunzione di collettore). Un transistor, in funzionamento, dissipa una certa potenza, uguale al prodotto della caduta di potenziale della giunzione per la corrente che la attraversa. Questa dissipazione di potenza corrisponde all'emissione di una certa quantità di calore, e quindi ad un aumento della temperatura di giunzione. L'aumento di temperatura dipende dalla potenza e dalla velocità con la quale il calore emesso dalla giunzione può essere evacuato attraverso il transistor e il contenitore, per essere dissipato nell'atmosfera circostante. La facilità con la quale il calore viene evacuato è indicata con un numero che dipende dai mate-

MULTIMETRO DIGITALE DG 215

l'ultimo nato della nuova generazione

UNAOHM

PRECISO
PICCOLO
SICURO
PREZZO RECORD



caratteristiche tecniche

Tensioni continue: da 1mV a 1000 V in quattro portate:

Precisione: $\pm 0,5\%$ del valore letto $\pm 0,5\%$ della portata ± 1 digit. a 25 °C.

Impedenza di ingresso: 10 M Ω .
Tramite apposito puntale esterno P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 kV.

Tensioni alternate: da 1 mV a 750 V efficaci in quattro portate:

Precisione: $\pm 1\%$ del valore letto $\pm 0,5\%$ della portata ± 1 digit. a 25 °C.

Impedenza di ingresso: 10 M Ω /100 pF.

Risposta di frequenza: entro il $\pm 2\%$ da 20 Hz a 20 kHz.

Correnti continue: da 1 μ A a 2A in quattro portate:

Precisione: $\pm 0,5\%$ del valore letto $\pm 0,5\%$ della portata ± 1 digit. a 25 °C.

Caduta di tensione: 1V.

Applicando « shunts » esterni forniti a richiesta è possibile estendere il campo di misura.

Resistenze: da 1 Ω a 1,999 M Ω in quattro portate:

Precisione: $\pm 0,5\%$ del valore letto $\pm 0,5\%$ della portata ± 1 digit. a 25 °C.

Tensione di prova: 1 V.

Indicatori numerici: 3 più un indicatore di fuori portata.

Indicatori di polarità: automatico.

Reiezione del rumore di modo comune: 80 dB.

Reiezione del rumore di modo serie: 30 dB a 50 Hz.

Alimentazione: 220 V $\pm 10\%$ 50 $\div$ 60 Hz.

Dimensioni: 135 x 90 x 200 mm. circa.

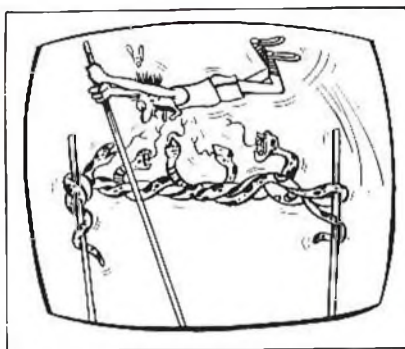
STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera
Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telefono:
91.50.424/425/426

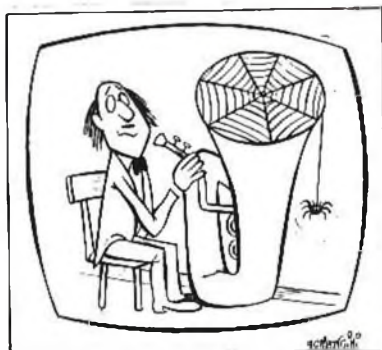




VIDEO RISATE



«I nuovi metodi d'allenamento, amici sportivi, stanno elevando velocemente il livello dei nostri atleti in vista delle prossime Olimpiadi...»



«...Se non andiamo errati, ci sembra un po' di tempo che il famoso maestro Trombini non si esibisce per voi dai teleschermi...»

corrente che la attraversa. Questa dissipazione di potenza corrisponde all'emissione di una certa quantità di calore, e quindi ad un aumento della temperatura di giunzione. L'aumento di temperatura dipende dalla potenza e dalla velocità con la quale il calore emesso dalla giunzione può essere evacuato attraverso il transistor e il contenitore, per essere dissipato nell'atmosfera circostante. La facilità con la quale il calore viene evacuato è indicata con un numero che dipende dai materiali impiegati, ed in particolare dalla loro «resistenza termica», che indica come essi si oppongono al passaggio del calore. Quando un transistor entra in conduzione, la temperatura della giunzione aumenta fino a che la quantità di calore, prodotta per effetto joule al livello della giunzione è uguale alla quantità di calore evacuato, vale a dire fino a che viene raggiunto l'equilibrio termico. Alla giunzione di emettitore viene dissipata ugualmente una potenza relativamente debole, ma, solitamente, la cosa può essere ignorata, poiché la caduta di tensione emettitore/base è debole.

La resistenza termica è molto simile ad una resistenza elettrica. La resistenza elettrica d'un materiale indica il modo con cui lo stesso si oppone al passaggio dell'elettricità, mentre la resistenza termica indica il modo in cui il materiale si oppone al passaggio del calore; per questa ragione un materiale avente una debole resistenza termica è un buon conduttore di calore.

I materiali che sono buoni conduttori di elettricità, in generale, sono dei buoni conduttori termici e viceversa. Questo fatto semplifica notevolmente la concezione dei transistori; le connessioni elettriche, in effetti, possono contribuire alla evacuazione del calore svolgendo al tempo stesso molto bene il loro ruolo di conduttori elettrici. La resistenza termica totale di un transistor viene generalmente data dal fabbricante sotto forma di aumento della temperatura di giunzione in rapporto all'ambiente, diviso per la potenza dissipata nel transistor. Questo dato, unitamente alla conoscenza della temperatura massima della giunzione, permette di determinare la potenza massima che può

dissipare il transistor ad una data temperatura. Sottraendo la temperatura ambiente dalla temperatura massima della giunzione, si ottiene l'aumento massimo di temperatura tollerato e, dividendo per la resistenza termica indicata, si trova la potenza massima che il transistor può dissipare.

Si supponga per esempio, per chiarire meglio, che un fabbricante indichi che la temperatura massima di giunzione d'un transistor al silicio sia di 200°C, e che la sua resistenza termica sia di 0,45°C/mW. La temperatura di giunzione potrà essere di 180°C al di sopra di una temperatura ambiente di 20°C, e la dissipazione massima è uguale a 180 diviso per 0,45, ossia 400 mW. Quando la temperatura ambiente viene elevata fino a 100°C, per esempio, l'aumento di temperatura non potrà superare i 100°C, e la potenza massima sarà uguale a 100 diviso per 0,45, ossia 220 mW. E' assai frequente che tutte queste informazioni siano condensate dal fabbricante in una curva di dissipazione (fig. 9).

I transistori destinati a dissipare delle potenze elevate sono costruiti in modo tale che la resistenza termica, fra la giunzione e la superficie esterna del contenitore sia molto debole; a tale scopo i transistori vengono montati direttamente su un dissipatore, dotato sovente di alette. La resistenza termica totale è tanto più debole (e la dissipazione tanto più elevata) quanto più grande è il dissipatore.

Queste note sulla potenza dissipata nella giunzione, e l'aumento risultante di temperatura, vengono applicate in modo analogo al caso dei raddrizzatori a giunzione «p-n». Questi sono polarizzati in senso inverso durante il semi-periodo negativo ed in esso diretto durante il semi-periodo positivo dell'onda che essi raddrizzano. In questo caso la potenza è dissipata pressoché esclusivamente durante il semi-periodo positivo, in cui una corrente elevata circola nel senso diretto. La massima corrente raddrizzata dipende quindi principalmente dalle caratteristiche termiche del raddrizzatore.

(continua)

ANTIFURTO ELETTRONICO AD ULTRASUONI

a cura di L. CASCIANINI

Presentiamo ai nostri lettori un antifurto elettronico che per sicurezza di funzionamento e semplicità si è dimostrato il più valido mezzo di lotta contro l'imperversare dei ladri.

Il dispositivo sfrutta l'effetto Doppler ottenuto con onde ultrasonore.

La necessità di difesa nei confronti dei ladri, purtroppo sempre più numerosi, può essere risolta con modica spesa con un nuovo apparecchio elettronico di grande affidabilità progettato, costruito in Italia dalla Philips e distribuito in tutto il mondo.

Questo apparecchio (fig. 1), primo di una serie di apparecchiature tutte destinate alla protezione e sicurezza, è soprattutto utilizzato nella protezione di negozi, appartamenti e piccoli magazzini.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

L'apparecchio lavora con onde ultrasonore (36 kHz) e pertanto non percepibili dall'orecchio umano. L'apparecchio contiene due trasduttori aventi uno la funzione di stazione **emittente** di onde ultrasonore, l'altro quella di stazione **ricevente** (fig. 2). Il fascio di onde ultrasonore (con frequenza di 36 kHz nell'apparecchio normale LDH 1100), copre una determinata zona che costituisce l'area protetta. La frequenza di queste onde non muta finché l'ambiente protetto è in quiete,

mentre un movimento nell'ambiente provoca, per effetto Doppler, la variazione della frequenza e conseguentemente l'allarme.

L'apparecchio di cui in figura 3 è riportato lo schema a blocchi è

stato realizzato in modo da evitare, mediante appositi filtri, falsi allarmi dovuti a brevissime perturbazioni o a piccoli spostamenti d'aria dovuti al movimento di insetti o altro. Naturalmente, durante l'installazio-

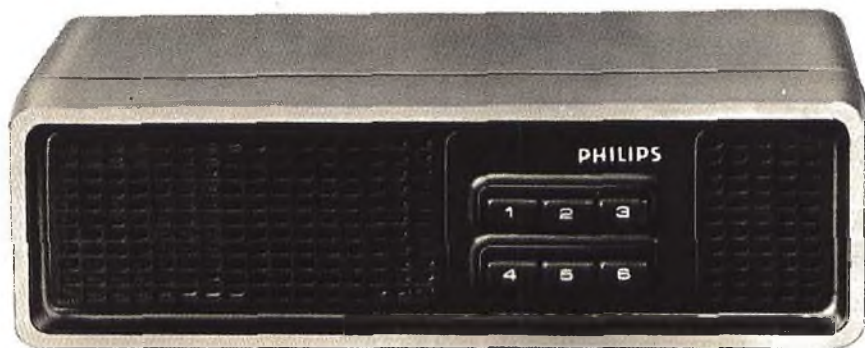


Fig. 1 - L'antifurto elettronico Philips LHD 1100 visto dalla parte della pulsantiera a codice.

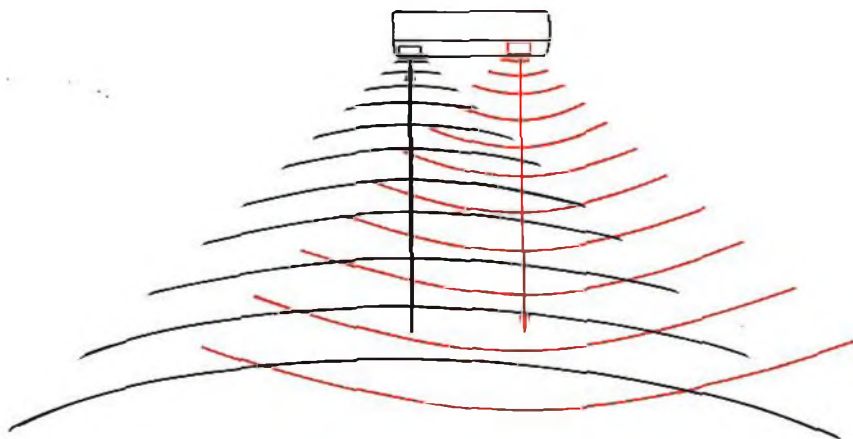


Fig. 2 - Principio di funzionamento dell'antifurto elettronico. Le onde ultrasonore generate dall'elemento elettromeccanico (trasduttore) vengono captate da un secondo trasduttore che converte la pressione delle onde (energia meccanica) in energia elettrica. Introducendo nell'area protetta dei corpi in movimento si provoca una variazione della velocità di propagazione delle onde ultrasonore (effetto Doppler). Tali variazioni vengono rivelate dall'apparecchio che le trasforma in segnale d'allarme.

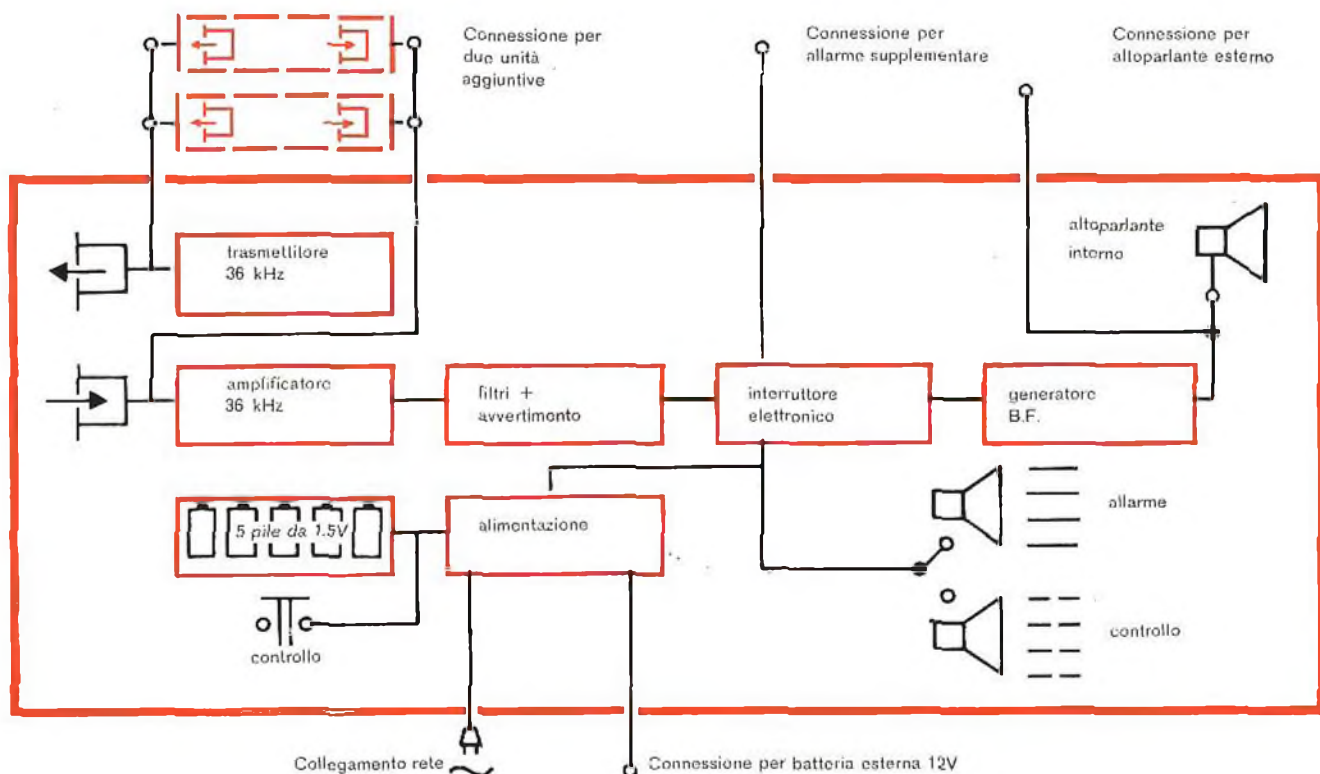


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'antifurto elettronico Philips LHD 1100. Sono indicate le connessioni per due unità aggiuntive, per altoparlante esterno e per allarme supplementare.

ne vi sono norme precise da seguire per il corretto impiego dell'antifurto.

La superficie protetta dall'unità LHD 1100 varia in funzione del tipo di ambiente: nei casi più sfavo-

revoli è comunque garantita la protezione di 15 m². Nelle figg. 4, 5 e 6 sono riportati alcuni esempi tipici d'installazione dell'unità LHD 1100 con indicata l'area protetta.

L'unità LHD 1100, che chiamiamo principale, può essere collegata ad una o due unità aggiuntive, tipo LHD 3000, che portano rispettivamente a 2 o 3 le zone protette.

L'unità aggiuntiva LHD 3000

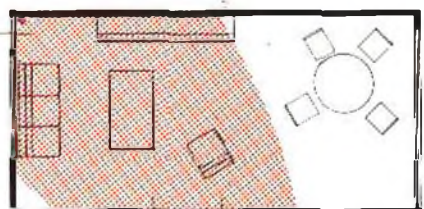


Fig. 4 - I Esempio d'installazione. In questo esempio, l'installazione è fatta in modo che l'apparecchio protegga la porta che va sul giardino e le porte per l'entrata e la cucina.

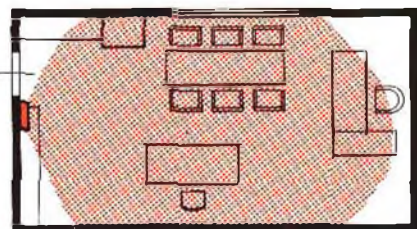


Fig. 5 - II - Esempio d'installazione. In questo caso si tratta più o meno di protezione d'oggetto. Le scrivanie, la cassaforte e la finestra si trovano nella area protetta.



Fig. 6 - III - Esempio d'installazione. In un piccolo ambiente, come l'esempio qui indicato, tutto il settore da proteggere viene saturato con vibrazioni dell'aria ottenendo un'ottima protezione.

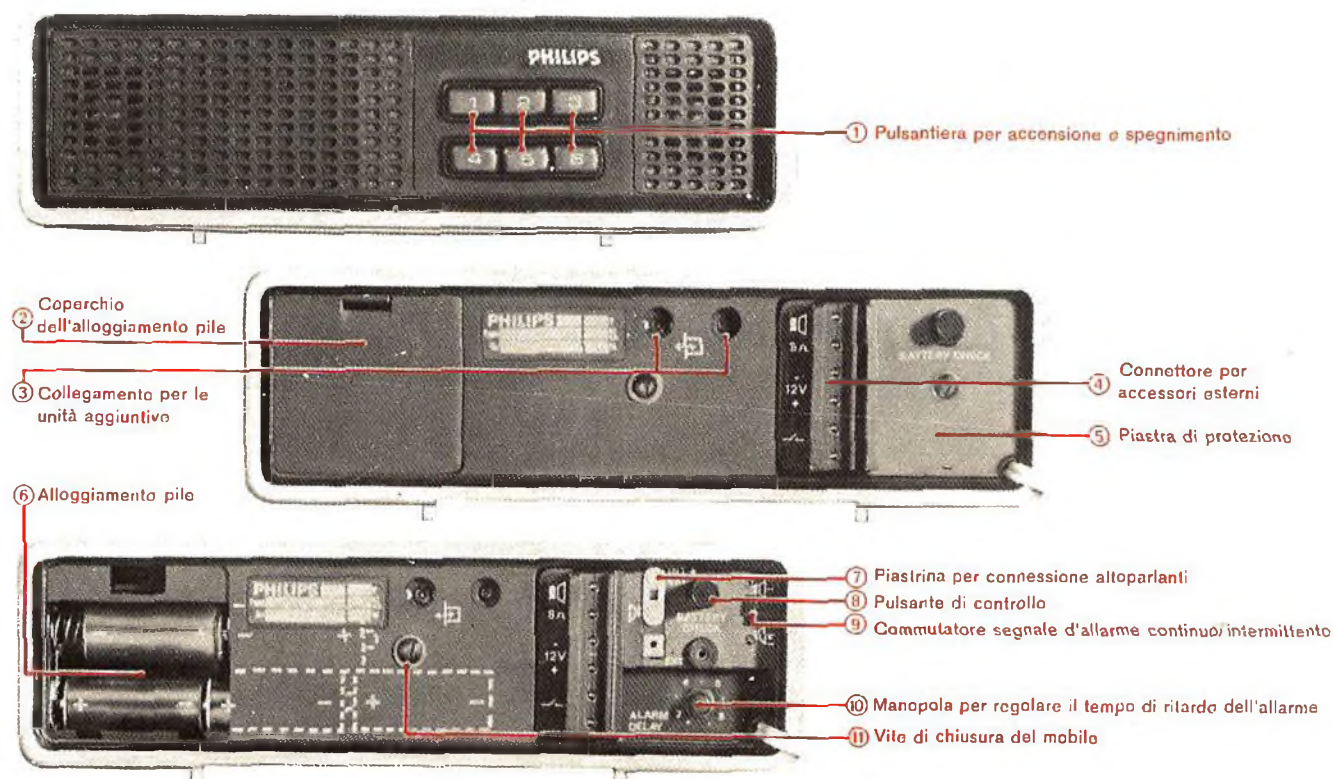


Fig. 7 - Parte anteriore e posteriore dell'antifurto elettronico con l'indicazione dei punti e dei collegamenti di maggior interesse.

protegge un'area minima di 10 m² nella zona dove è posta.

Risulta quindi chiaro che questi antifurto, funzionanti sul principio degli ultrasuoni, devono essere installati in punti speciali ritenuti **passaggi obbligati** per il ladro.

La scelta di tre zone da proteggere risolve la grande maggioranza dei problemi di difesa in abitazioni e negozi.

Quando è necessario che l'impianto copra un numero maggiore di zone, ad esempio 6 zone diverse si possono utilizzare due gruppi di apparecchi, ciascuno composto da una unità principale e due secondarie, funzionanti però a frequenza diversa.

E' infatti buona precauzione evitare falsi allarmi per interferenze fra due unità principali, falsi allarmi che potrebbero essere causati anche dalla comune alimentazione.

Mentre le unità normali funzionano alla frequenza di 36 kHz, le unità speciali per gli impianti più grandi, funzionano alla frequenza di 40 kHz.

L'apparecchio funziona normalmente alla tensione di rete, ma può

CARATTERISTICHE TECNICHE

Semiconduttori	: 12 transistori 8 diodi 1 diodo controllo SCR
Tensione di rete	: 220/240 V può essere adattato per 110/220
Alimentazione in c.c.	: 12 V
Potenza assorbita	: 4,5 W durante l'allarme 0,5 W durante l'attesa
Sistema	: Rivelatore onde ultrasonore (36 kHz)
Area protetta	: 15 m ² ; con unità aggiuntive: 35 m ²
Ritardo d'accensione	: 30 s
Durata dell'allarme	: 30 s seguito da ritorno automatico in posizione di attesa
Allarme ritardato	: regolatore fino a 15 s
Potenza sonora	: 1 W a 2000 Hz con altoparlante esterno 1,4 W a 2000 Hz
Pile	: 5 x 1,5 V tipo R 14
Mobile	: A.B.S. (resina antiurto termoresistente)
Dimensioni	: 80 x 268 x 120 mm
Peso	: 1,45 kg senza supporto e pile 1,85 kg con supporto e pile
Accessori	: Supporto per montaggio a muro con 12 posizioni diverse
Connessioni per	: 2 unità aggiuntive altoparlante esterno da 8 Ω batteria esterna da 12 V Comando per relè di potenza esterno o unità relè box

MIDLAND INTERNATIONAL

**VASTA GAMMA DI RICETRASMITTENTI PORTATILI,
UNITA' MOBILE - FISSA**



13-872
5 W - 23 canali

23 Canali banda CB controllati a quarzo - Potenza d'ingresso: 5 W - AGC - Delta Tuning - P.A. - 20 trans.: 11 d., 1 I.C. - Alimentazione: 12-16 Vc.c.

13-855
5 W - 6 canali

6 canali banda CB a lasti - Potenza d'ingresso: 5 W - AGC - 12 trans., 3 d., 1 I.C. Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione: 12-16 Vc.c.



13-795
5 W - 23 canali

23 canali controllati a quarzo - Banda CB - Potenza di ingresso: 5 W - AGC - 17 trans., 3 d., 1 I.C. - Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione: 12 Vc.c.

13-700
1 W 2 canali

2 canali banda CB controllati a quarzo - Potenza di ingresso: 1 W - AGC - 12 trans., 1 term., 1 diodo - Limitatore di disturbi e squelch - Alimentazione: 12 Vc.c.



13-046
Morse

Ricetrasmittente con dispositivo per segnali MORSE - 4 trans., 1 quarzo - Frequenza canale 14 (27.125) CB - Alimentazione: 9 V.



essere anche alimentato da una batteria di accumulatori 12 V. L'accensione dell'unità LHD 1100 è fatta per mezzo di apposita pulsantiera a codice che permette 63 possibilità diverse (fig. 7).

Il codice di accensione può essere cambiato a piacimento. Occorre ricordare che gli stessi pulsanti premuti per l'accensione devono essere premuti anche per lo spegnimento dell'apparecchio.

Se l'utilizzatore lo desidera, il comando dell'antifurto può essere effettuato anche a distanza.

Ad accensione avvenuta l'apparecchio non funziona per circa 30 secondi: il tempo per l'utilizzatore di uscire dalla zona protetta senza far scattare l'allarme. L'apparecchio è munito di una manopola che consente di ritardare a piacimento l'allarme da 2 a 15 s. Questo ritardo permette all'utilizzatore di rientrare e spegnere l'apparecchio con la combinazione scelta, senza far scattare l'allarme. E' sempre consigliabile un ritardo di 4-5 s.

L'allarme è dato da un altoparlante incorporato nell'apparecchio LHD 1100: l'altoparlante emette una nota acuta e fastidiosa. Si può alimentare un secondo altoparlante in ambiente diverso, eliminando, se desiderato, l'altoparlante primario. Quando il segnale acustico emesso dall'apparecchio non fosse ritenuto sufficiente, è possibile alimentare tramite un relè di potenza una sirena esterna e opportuni segnali ottici.

Uno speciale contatto permette di portare l'allarme a distanza: un ladro non può pertanto essere sicuro neppure in una località isolata.

Tutti questi dispositivi sono in vendita nelle sedi della GBC.

PRESTEL 1972

E' in distribuzione il nuovissimo catalogo «Amplificatori Accessori Strumenti TV 1972» della Prestel.

Ampliamente illustrato e sapientemente corredato da dati tecnici, costituisce un valido aiuto a chi deve acquistare ed impiegare il prodotto.

Richiedetelo alla Prestel s.r.l. C.so Sempione, 48 - 20154 Milano. Vi sarà inviato gratuitamente, se citerete il nome di questa rivista.

Agente Generale per l'Italia:

elektromarket INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859

di P. SOATI



Q T C

RADIOAMATORI

Il **Regolamento delle Radiocomunicazioni** al capitolo X, articolo 41, ai numeri 1563, 1564 e 1565 precisa quanto segue:

1563 - Tutte le persone che manovrino apparecchiature di radioamatore debbono aver provato che sanno effettuare la trasmissione manuale corretta e la ricezione auditiva corretta di testi in segnali Morse. Però le amministrazioni interessate possono **non esigere l'applicazione di questa prescrizione quando si tratta di stazioni che usino esclusivamente delle frequenze superiori ai 144 MHz.**

1564 - Le amministrazioni prenderanno le misure che giudicheranno necessarie per accertarsi delle attitudini tecniche di tutte le persone che debbano manovrare stazioni di radioamatore.

1565 - La potenza massima delle stazioni radioamatore sarà fissata dalle amministrazioni interessate, tenendo conto delle attitudini tecniche degli operatori e delle condizioni in cui queste stazioni dovranno funzionare.

Le gamme destinate ai radioamatori con frequenza superiore ai 144 MHz; sono le seguenti: 144 ÷ 146 MHz; 430 ÷ 440 MHz; 1215 ÷ 1300 MHz; 2300 ÷ 2450 MHz; 5470 ÷ 5850 MHz; 10 ÷ 10,5 GHz; 21 ÷ 22 GHz (che sarà portata a 24 ÷ 26 GHz).

RADIODIFFUSIONE

(stazioni gamma 15100 ÷ 15450 kHz)

15100: Saint Georges IOB, URSS, 15105: URSS, Yamata J, Limassol CYP, Rio de Janeiro B, London G, Delhi IND, Ascension ASC, Horby S, 15110: URSS, Quito EQA, Okinawa RYU, Wellington NZL, Pei Ping CHN, Filippine PHL; 15115: URSS, Pei Ping CHN, Dakar SEN, Djeddah ARS, Europa Radio

D/POR/USA, Guiraca B, Berlin D/RD; 15120: URSS, Paris F, C. Vaticano CVA, Colombo CLN; 15125 Europa Radio D/POR/USA; Berlin D/RD, Taipei TWN, Teheran IRN; 15130: R. Liberation D/E/USA; Berlin D/RD; URSS, New York USA,

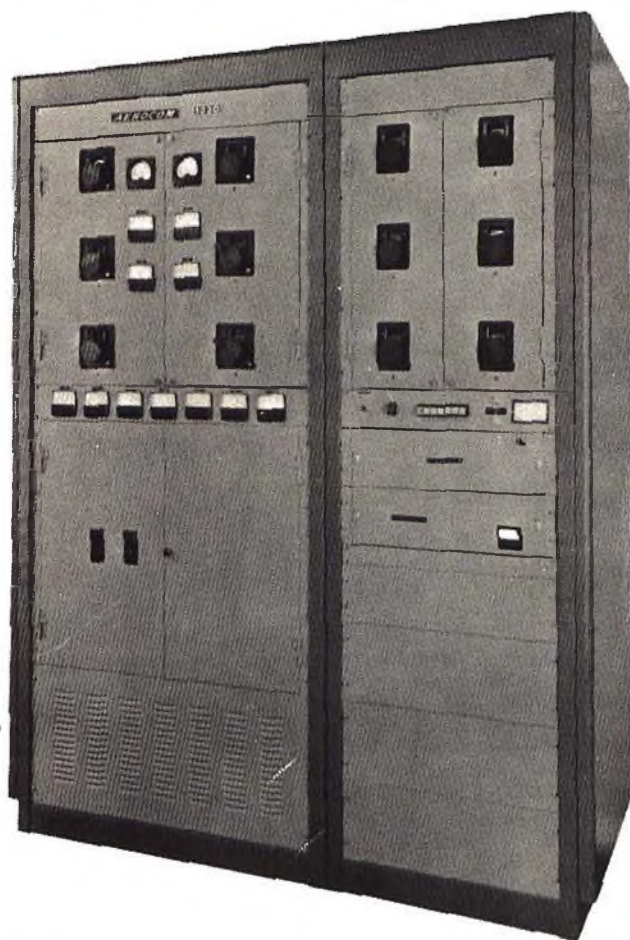


Fig. 1 - Trasmettitore SSB/AM per servizi aerei, marittimi e fissi nella gamma 2000 ÷ 22000 kHz, realizzato dalla AEROCOM - Miami Flo. Potenza di uscita per sviluppo continuativo 5 kW.

Monrovia LBR, Noblejas E; 15135: Paris F, San Paulo B, Yamata J, Cairo EGY, Delhi IND; 15140 URSS, London G, Shepparton AUS, 15145 Berlin D/RD, Recife B, Wien AUT, Europa Radio D/POR/USA, Bamako MLJ; 15150: URSS, Djeddah ARS, Pyongyang KRE, 15155: La Habana CUB, Paris F, **Horby** S, Johannesburg AFS, Poro PHL, Suwon KOR; 15160: URSS, Greenville USA, Budapest HNG, Paris F, Ankara TUR, Rodos GRC; 15165: Pei Ping CHN, Fortaleza B, Kobenhavn DNK, Addis Ababa ETH, Damascus SYR; 15170: Papeete OCE, Shepparton AUS, Europa Radio USA, Tanger MRC, Amman SYR, URSS, Ondurman SDN; 15175 Frederikstad NOR, URSS, Johannesburg AFS, Cairo EGY, Filippine PHL; 15180: URSS, London G, Ascension ASC, Lyndhurst AUS, Cairo EGY, Lopik HOL, Greenville USA; 15185: Lagos NIG, URSS, Paris F, Pori FNL, Tinang PHL, Delhi IND; 15190: Pei Ping CHN, URSS, Sackville CAN, Julich D/RF, Brazzaville CGO,



Fig. 2 - Un versatile ricevitore che consente l'ascolto del broadcasting delle gamme marittime e di quelle dei radioamatori: il SONY CRF 150. Completamente transistorizzato, doppia conversione, 13 gamme d'onda.

Delhi IND, Habana CUB, Rio de Janeiro B; 15195: URSS, Pei Ping CHN, Quito EQQ, London G, Yamata J, Tanger MRC, Ankara TUR, Yamata J; 15200: URSS, Greenville USA, Johannesburg AFS, **Rio de Janeiro** B, London G, Pei Ping CHN; 15205: Delhi IND, Greenville USA, Tanger MRC, Delhi IND; 15210: URSS, Wien AUT, C. Vaticano CVA, Poro PHL; 15215: Europa Radio D/POR/USA, Boston USA, Warszawa POL; URSS; 15220: URSS, **Lopik** HOL, **Addis Ababa** ETH, Bonaire ATN, Shepparton AUS, Pei Ping CHN; 15225: Bahia B, Greenville USA, Julich D/RF, Taipei TWN, Melo URG; 15230: Djeddah ARS, URSS, Colombo CLN, La Habana CUB, Melbourne AUS; 15235: Ascension ASC, Manila PHL, Limassol CYP, London G, Delhi IND, Yamata J; 15240: URSS, Shepparton AUS, Berlin D/RD, **Horby** S, Beograd YUG, Pei Ping CHN, Praha TCH, Kuwait

KWT; 15245: Paris F, Johannesburg AFS, URSS, **Tanger** MRC, Julich D/RF, **Noblejas** E, Greenville, Belmont USA, Marajoara B, Djeddah ARS, Paris F, Thessaloniki GRC; 15250: Bucuresti ROU, **Berlin** D/RD, Johannesburg AFS, Shepparton AUS, Dixon USA; 15255: URSS, Bruxelles BEL, Bonaire ANT, Pei Ping CHN, C. Vaticano CVA; 15260: Seychelles SEY, Ascension ASC, Cairo EGY, Yamata J. URSS, London G, Limassol CYP; 15265: URSS, Kinsaha CGO, Kabul AFG, Rio de Janeiro B; 15270: Kabul AFG, URSS, Greenville USA, Berlin D/RD, Tanger MRC, **Damascus** SYR; 15275: Julich D/RF, URSS, **Bonaire** ANT, Delhi IND, Montevideo URG; 15280: Kajang MLA, URSS, Greenville USA, Missiung TWN, Djeddah ARRS, Port au Prince HTI. (segue).

EMISSIONI DAL BANGLADESH

In Italia sono state ascoltate con intensità variabile alcune stazioni del Bangladesh sulle seguenti frequenze: 4925, 7260, 5855, 9850/9855, 4915, 7095, 15520/15525, 9440 kHz.

La stazione su 7095 kHz è stata udita alle ore 0300 (ora italiana) quella su 15520 kHz alle ore 1300. Le altre nelle ore pomeridiane e serali.

L'annuncio è il seguente: «You are tuned to the general overseas service of radio Bangladesh».

Fra le ore 2000 e le 2045 è udibile saltuariamente sulla frequenza di 7300 kHz, una stazione clandestina greca che annuncia «radiofonikos stathmos i foni tis alithias».

RADIOCOMUNICAZIONI

Sono certamente poche le persone che si interessano di servizi di radiocomunicazioni, sia per scopi professionali sia per diletto, che sono a conoscenza che nei servizi radiomarittimi l'indicazione delle gamme di frequenza e delle classi di emissione viene indicata per mezzo di lettere. Citiamo le principali:

Radiotelegrafia

W = 110 ÷ 150 kHz
X = 405 ÷ 535 kHz
Y = 1605 ÷ 3800 kHz
Z = 4000 ÷ 25110 kHz

Radiotelefonica

T = 1605 ÷ 4000 kHz
U = 4000 ÷ 23000 kHz
V = 156 ÷ 174 MHz

CRONISTORIA DEL REGISTRATORE VIDEO

seconda parte di Domenico SERAFINI

Le prime trasmissioni televisive vere e proprie incominciarono praticamente verso il 1923, dopo, cioè, che lo scienziato russo Vladimir Zworykin, sotto la spinta del fondatore dell'RCA, Sarnoff, inventò l'iconoscopio.

Erano trascorsi appena dieci anni dalle prime pubbliche teletrasmissioni (negli USA avvennero nel 1930) che già si sentiva la necessità di poter disporre di un espediente più dinamico della cinepresa, più pratico della pellicola cinematografica e più economico ed efficiente del proiettore.

A quei tempi, come abbiamo scritto nella precedente puntata, c'era già la registrazione audio-magnetica, inventata da Valdmær Poulsen nel 1900.

Circa 27 anni dopo la messa a punto del rudimentale «Telegrafofono», da parte dell'ingegnere danese; John L. Baird già stava pensando al modo di poter registrare non solo segnali audio, ma addirittura informazioni video.

Ritornando verso gli anni 40 ritroviamo magnetofoni abbastanza sviluppati, non necessariamente HI-FI, comunque molto promettenti, tanto promettenti che alcune case elettroniche cominciano a prendere sul serio la possibilità di poter immagazzinare informazioni video su di un nastro magnetico.

Le possibilità d'impiego di un tale espediente potevano essere innumerevoli, infatti avrebbe risolto il problema dei fusi orari (molto sentito negli USA dalle reti televisive),

avrebbe tagliato i costi di produzione e avrebbe potuto anche dare l'avvio a nuove e cospicue attività come la TV a circuito chiuso (TVCC), la TV a pagamento (CATV o Cable TV) e dare l'incentivo alla costruzione di apparecchiature TV complementari (cassette video) e processi di informazione automatica (archivi, calcolatori ecc).

Ha così inizio la gara fra le maggiori case interessate al nuovo sistema; in prima linea troviamo l'RCA e la Crosby Enterprises, seguono la VERA inglese e la DES-SAN giapponese.

Purtroppo la partenza è data a colpi di mortai: inizia infatti la

Seconda Guerra Mondiale e quindi tutti i progetti e gli studi intrapresi vengono rimandati. Nei primi mesi del 1950 (probabilmente anche prima), si riprendono i tentativi per dare una forma al Video-Registratore.

La tensione sul mercato era forte l'RCA da poco aveva annunciato un registratore video magnetico per informazioni cromatiche il cui nastro doveva viaggiare ad una velocità pazzesca.

La Crosby Enterprises, lavorando su di un magnetofono Ampex, aveva sviluppato una specie di sistema monocromatico con nastri di 2,5 mm.



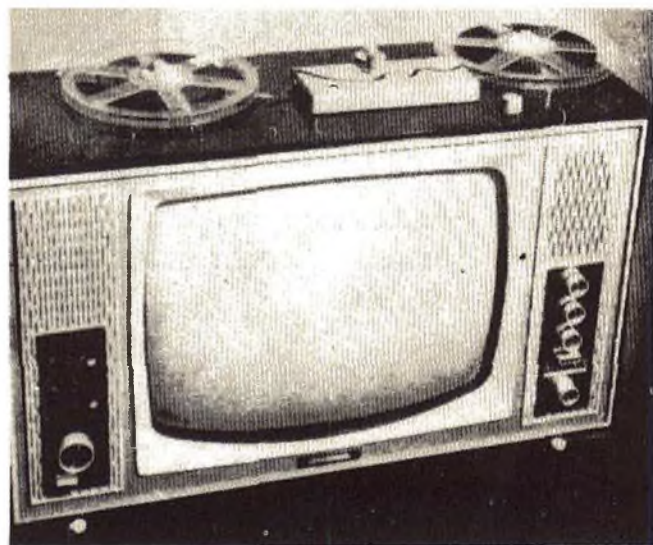
Il fondatore dell'Ampex Alex M. Poniatoff con l'ing. Harold Lindsay.



L'ingegnere Harold Lindsay con un registratore Ampex.



Il primo Registratore Video Magnetico apparso in commercio nel '57 e vincitore dell'Emmy. Il suo costo si aggirava intorno ai 50 milioni di lire.



Versione del «Telecam» elaborata dal NEVC.

La tecnica usata era quella impiegata nei magnetofoni, cioè con «registrazione longitudinale».

Con tale metodo il nastro doveva muoversi ad una velocità di oltre 25 m/sec ottenendo un responso di appena 1,5 MHz, e ciò, naturalmente, causava una riproduzione scadente, di breve durata e costosa. Nel frattempo l'Ampex (fondata nel 1944 da Alexander M. Poniatoff, da cui ne derivano le iniziali AMP, ex stà per «excellence»), uscita rinforzata dalla guerra e rinomata nel campo delle registrazioni audio magnetiche, tenta la scalata. Una riunione al vertice ed il progetto viene autorizzato nel Dicembre del 1951. Tutto il piano definito «top secret» è nelle mani di Charles Ginsburg. Gli studi si centrano soprattutto su di un sistema a «testina rotante» trascurando parzialmente il sistema tradizionale (registrazione longitudinale).

Per ottenere un decente responso di 2,5 MHz il nastro si doveva muovere ad una velocità di 75 cm/sec, mentre la velocità relativa tra testina e nastro doveva essere di almeno 62 m/sec. I calcoli erano esatti, bisognava scegliere un sistema di registrazione adatto a tale tecnica; la scelta era imbarazzante, comunque si preferì la cosiddetta scansione «arcuata» a quella trasversale o elicoidale.

Quella che allora sembrava una scelta logica e razionale impiegava tre testine di registrazione montate su di un tamburo ed un nastro magnetico di 2,5 cm di larghezza.

Nell'ottobre del 1952 è possibile assistere alla visione della prima «quasi riconoscibile» immagine registrata, il risultato non è molto buono comunque è sufficiente a mantenere l'entusiasmo tra i «capoccioni» i quali danno l'OK alla costruzione di un secondo prototipo.

L'apparecchio viene completato nel marzo dell'anno seguente.

Con il nuovo prototipo, che modulava il segnale video in ampiezza (la polarizzazione alternata veniva modulata dall'informazione video), i quadri erano meglio discernibili ma così pieni di imperfezioni che la direzione esasperata mette in disparte il progetto. Naturalmente

l'idea non è morta, la fiamma viene alimentata dal tenace Ginsburg che in un modo o nell'altro riesce sempre a racimolare piccoli fondi.

Dopo un periodo di tira-e-molla il progetto viene «rispolverato» (ufficialmente era in archivio), siamo nel 1954. A questo punto però cominciano a far le cose in grande, evidentemente qualcosa di grosso bolle in pentola. Per incominciare, il team si arricchisce di cinque esperti.

Charles Anderson (telecomunicazioni), Ray Dolby (montaggio), Shelby Henderson (consulenza tecnica), Alex Maxer (meccanica) e Fred Pfof (specialista delle registrazioni magnetiche).

L'equipe ruota intorno a due uomini chiave; Fred Pfof e Ray Dolby.

«Freddie» Pfof anni 22 ingegnere elettronico, il 4 Febbraio 1952, dopo soli due giorni dagli esami finali all'Università della California, viene reclutato dalla Ampex. In poco più di due anni diventa una autorità nel campo delle testine magnetiche. Nel 1954 è chiamato a far parte della formazione «top secret», è sotto la sua direzione che le allora rozze testine per la registrazione trasversale vengono trasformate sino a prendere l'attuale fisionomia.

Ray Dolby anni 19, studente di ingegneria elettronica ed impiegato a «mezza giornata» dalla Ampex dal 1952. Nel 1954, a soli 20 anni, viene chiamato ad arricchire la formazione Ginsburg.

La sua cooperazione si rivelerà decisiva per lo sviluppo del primo registratore video magnetico veramente efficiente.

Con il passare del tempo visto il veloce progredire degli esperimenti i dirigenti accordano al progetto la priorità assoluta.

Il traguardo non può essere lontano, arriva il 14 Aprile 1956.

L'euforia è generale, abbracci, baci e strette di mano dei tecnici, i dirigenti si strofinano le mani, il loro fiuto da «tartufai» non li aveva ingannati.

Alla prima dimostrazione partecipano 30 «fidatissimi» impiegati della azienda, il gruppo, silenzioso e diffidente, cambia immediatamente opinione, appena sul monitor ap-

Aprile 1965 - L'Ampex introduce un RVM per soli 2 milioni di lire per l'industria TVCC. Impiega nastri di 6,25 mm ad una velocità di 2,5 m/sec per una durata di 25 min. La larghezza di banda si aggira intorno a 1,5 MHz.



pare la prima sequenza di un programma registrato in loco.

Nelle settimane seguenti l'Ampex diventa meta d'alte personalità dell'industria televisiva; William Lodge della CBS, Frank Mark della ABC, Sir Harold Bishon della BBC inglese per citare qualche nome.

Ogni visitatore veniva invitato da solo e doveva giurare di mantenere il segreto.

Il sistema del momento era il Mark III con incisione trasversale ed uso della modulazione FM invece di quella d'ampiezza. Tale tecnica si basava su di un disco girevole su cui venivano montate quattro testine le quali venivano fatte ruotare velocemente sul nastro con un'angolazione di 90 gradi rispetto alla direzione del nastro. In tale maniera la velocità tra il nastro ed una testina si aggirava intorno ai 38 m/sec, più che sufficienti per un responso di 5 MHz. Il nastro magnetico doveva necessariamente essere di 5 cm e si muoveva ad una velocità di 37 (o 18) cm/sec.

Lo stesso anno un altro prototipo, il mark IV, più efficiente e sofisticato del precedente, venne ufficialmente introdotto a Chicago all'annuale convegno dei «broadcasters» (NAB).

Il successo fu strepitoso, gli uf-



Ottobre 1966 - La IIT Istituto di Ricerche annuncia un RVM per soli 310 mila lire. Il nastro si muove ad una velocità di 3 m/sec su di una testina fissa.



Il sistema Videoplayer con Videocassette della SONY.



La foto illustra il modello AMPEX AVR-1.

fici dell'Ampex si videro piovere addosso ordinazioni per oltre 2 miliardi e mezzo di lire.

Un altro prototipo, il VRX-1000 fu subito ceduto alla CBS per circa 62 milioni di lire.

Alle ore 18 del 30 novembre del 1956 dagli studi televisivi della CBS a Los Angeles per la prima volta nella storia delle comunicazioni venne trasmesso un programma precedentemente registrato a Hollywood e messo in onda a New York; si trattava del «Notiziario con Doug Edward».

L'apparecchio, praticamente artigianale non permetteva la intercambiabilità dei nastri nemmeno tra gli stessi modelli; in altre parole un programma registrato con l'apparecchio acquistato dalla CBS non poteva essere programmato su quello della ABC.

In più; per ogni bobina di nastro magnetico occorre una serie di specifiche testine.

Naturalmente questi erano difetti da eliminare, il compito, questa volta, tocca ad un alto funzionario l'ing. Kurt Machein che nei primi mesi del 1957 termina il VR-1000 un gioiello della tecnica.

Seppur la «testina rotante» era stata universalmente accettata dalla industria, tra gli ingegneri vi erano disaccordi o meglio interpretazioni diverse. Uno dei tecnici che aveva contribuito allo sviluppo del sistema ufficiale, Alex Maxey decide di proseguire per proprio conto su di un sistema che utilizzi nastri di 10 cm scanditi, però, da una sola testina magnetica.

Detto apparecchio, scherzosamente definito «The one-headed hoo-ha» ha dato l'avvio ai moderni registratori-video elicoidali.

Ritorniamo al nostro VR-1000.

Come detto fu ultimato nei primi mesi del 1957, nel marzo dello stesso anno vinse «L'Emmy» dell'accademia della scienza ed arte televisiva.

A novembre fu venduto il primo esemplare ad una ditta a Seattle nello Oregon, la King-TV.

Gli eventi si susseguono a ritmo incalzante.

Nell'aprile 1958 la realizzazione del primo efficiente video-registratore cromatico.

Nel 1959, l'RCA sotto la licenza Ampex inizia la costruzione di video-registratori.

Gli anni 60 si aprono con una serie di importanti accorgimenti, per prima cosa si perfeziona il cosiddetto «videotape editing» (o montaggio) senza tagliare il nastro.

Nell'agosto del 1960 la GE annuncia uno speciale tipo di nastro di soli 2,5 mm capace di immagazzinare quadri TV a 12,5 cm/sec (tipo EVR).

In seguito (1962) compaiono i primi registratori a scansione elicoidale costruiti dall'Ampex, dalla Mach-Tronics, dalla Sony e dalla Dage.

Questo nuovo sistema riduceva il costo dell'apparato in quanto faceva impiego di una sola testina magnetica (o al massimo due) e permetteva l'uso di nastri di soli 6 mm alla ridotta velocità di soli 9,4 cm/sec (con notevole economia di nastro), conservando un soddisfacente responso. Il prezzo di tali apparecchi oscillava tra i 6 e i 9 milioni di lire.

Sempre nel 1962 la Nottingham Electronic Valve Co. inglese (NEVC) sviluppa il primo video registratore (Telecam) per uso domestico, il suo costo si aggirava intorno alle 82.000 lire.

Il nastro magnetico di 6,4 mm si muoveva ad una velocità di 3 m/sec, l'apparecchio poteva contenere uno spettacolo di b/n di 30 minuti, la larghezza di banda era di oltre 2 MHz.

Questo tipo di RVM non è mai stato messo in commercio a causa di alcune deficienze che ne avrebbero impedito la costruzione in serie.

Verso il 1964 si fa strada una nuova generazione di video-registratori, la cosiddetta «seconda generazione» con il VR-2000 dell'Ampex che migliora la qualità del colore e permette la duplicazione del nastro registrato.

Nel frattempo il rapido sviluppo della TVC richiedeva con insistenza registratori video economici, di facile operazione e semplice manutenzione.

Nel 1965 queste domande vengono soddisfatte con una serie di apparati ad un prezzo medio di un milione di lire (la Sony immette sul

mercato un tipo di RVM, il TVC-2010 di sole 620 mila lire).

Il campo della video-registrazione si è praticamente aperto alla massa dei consumatori, un importante passo è stato fatto, ci si avvia ora verso i registratori video a cassetta.

Il marzo 1967 segna un nuovo capitolo nella storia delle trasmissioni TV, l'Ampex annuncia lo sviluppo di un espediente capace di dare «l'istant replay» a rallentatore o con quadri fermi, si tratta del registratore video a disco HS-100 che viene comperato immediatamente dalla ABC e impiegato, per la prima volta, il 18 marzo dello stesso anno durante la ripresa del campionato mondiale di sci nel Colorado.

Sebbene, registratori video alimentati a batteria esistessero da un paio di anni, un apparato completamente transistorizzato, veramente portatile ed economico, fu introdotto solo nel giugno del 1967 dalla Sony.

Il 18 novembre 1969 di nuovo la Sony annuncia il primo videoregistratore a cassetta intenzionalmente dedicato all'uso domestico.

E così la «Videocassetta» fa la sua comparsa, il suo prezzo si aggira intorno alle 12.000 lire, mentre il giranastri o «Videoplayer» costa circa 200.000 lire, con un accessorio di sole 50 mila lire è anche possibile registrare programmi televisivi.

Per l'industria RVM il 70 si apre all'insegna della tecnologia più avanzata, infatti viene introdotta sul mercato la «terza generazione» di video-registratori ad integrazione circuitale.

Marzo l'RCA e l'Ampex pubblicizzano le loro cassette.

Aprile l'Ampex annuncia il suo AVR-1 completamente automatico che con un semplice pulsante consente la conversione NTSC in PAL o SECAM.

Tale apparato può ospitare 25 cassette con programmi da 10 sec a 6 min.

Giugno. La 3M, DuPont e l'Ampex sviluppano, un duplicatore di programmi registrati, sul principio della «stampa», in altre parole su



VR 1200B della AMPEX.

di un nastro maestro «negativo» si possono «stampare» sino a 5 nastri alla volta.

Settembre. L'Ampex presenta il suo «Instavideo» per uso domestico ed industriale. L'apparecchio verrà costruito dalla Toamco negli USA e dalla Toshiba in Giappone.

Il vecchio continente si risveglia al richiamo delle cassette video, l'Asia esplode con una serie di cassette pre-registrare ed apparati giranastri per le medesime, si hanno dimostrazioni della Matsushita, Japan Victor Co., Toshiba, Sanyo, ecc.

In poco più di 5 mesi 20 compagnie si succedono nella presentazione dei loro sistemi o apparecchi.

Nessuno si rivela compatibile con gli altri nonostante quasi tutti impieghino nastri da 12,7 mm di ossido di ferro o biossido di cromo.

I prezzi oscillano di poco, si aggirano intorno alle 450.000 lire.

Negli ultimi tempi quasi tutti i maggiori enti hanno avuto a che fare con apparecchi registratori video e tra questi anche la FCC, l'Ente americano che controlla le comunicazioni radio.

Il 14 luglio del 1971 l'ente ha posto i registratori video a cassetta sotto «espediente TV di classe I» cioè sotto la categoria degli apparecchi non trasmettitori che comunque producono portanti a RF modulate. La FCC, inoltre, ha imposto ai videoregistratori una uscita max di 2000 μ V efficaci su di un carico di 300 Ω .

Un passo indietro. Nel 1970 la EIA giapponese (EIAJ) ha raggiunto la standardizzazione di certi tipi di apparati RVM denominati «del tipo I».

Facendo le somme in 15 anni si sono spesi oltre 450 miliardi di lire in apparati RVM ed i pronostici per il futuro sono ancora più allettanti, difatti si conta di arrivare allo stesso traguardo in poco più di 4 anni.

Naturalmente oltre all'industria Televisiva si devono aggiungere quella TVCC (didattica, medicina, industria, governo, ecc.) la quale dovrebbe assorbirne almeno il 38 per cento, il CATV (nei prossimi 10 anni dovrebbe coprire il 25% degli Stati Uniti) con il 56% ed infine il piccolo amatore con il 6%.



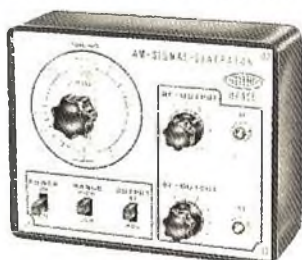
UN MODO NUOVO PER CONOSCERE L'ELETTRONICA CON LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON



UK230

AMPLIFICATORE D'ANTENNA AM-FM

Questo amplificatore aperiodico è facilmente inseribile fra la linea di alimentazione di un'antenna ed un ricevitore AM-FM e consente di amplificare i segnali in arrivo di debole intensità. Possibilità di collegamento a linee bilanciate o sbilanciate. Alimentazione: $9 \div 15$ V.c.c. - Amplificazione: 20 dB fino a 20 MHz 8 dB fino a 100 MHz, 3 dB fino a 210 MHz - Impedenza d'ingresso: $50 \div 300 \Omega$ - Impedenza d'uscita: $50 \div 75 \Omega$.
Prezzo netto imposto L. 2.500



UK455/C

GENERATORE DI SEGNALI AM

Costituisce lo strumento base di ogni tecnico e, oltre ad essere impiegato per l'allineamento dei radioricevitori AM, consente di effettuare una vastissima gamma di misure. Tensione in uscita a RF: 100 mV - Gamma di frequenza: $400 \div 1600$ kHz - Attenuatori: RF e BF a variazione continua - Modulazione: interna a 1 kHz con profondità del 30% - Alimentazione: 9 V.c.c.
Prezzo netto imposto L. 9.900



UK275

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO

Permette di aumentare il livello, in genere basso, che viene fornito dai normali microfoni. L'apparecchio consente di pilotare direttamente qualsiasi amplificatore di potenza, in modo da ottenere una migliore resa e un basso rumore di fondo. Alimentazione 9 V.c.c. - Corrente assorbita: 5 mA - Guadagno a 1000 Hz: 30 dB - Impedenza d'ingresso: $10 \text{ k}\Omega$ - Impedenza d'uscita: $1,5 \text{ k}\Omega$.
Prezzo netto imposto L. 4.900



UK365

RICEVITORE SUPERETERODINA C.B. 27 MHz

Consente di ricevere i 23 canali della gamma C.B. Il ricevitore è previsto per l'inserimento dell'amplificatore UK195 per lo ascolto diretto in altoparlante da 8 Ω . Presa per cuffia 2000Ω o amplificatore UK535. Sintonia a varicap. Gamma di frequenza: $26,965 \div 27,255$ MHz - Uscita B.F.: 300 mV - Sensibilità $1 \mu\text{V}$ a 6 dB di rapporto segnale/disturbo - Alimentazione: 110 - 125 - 220 - 240 V.c.a.
Prezzo netto imposto L. 20.500
N.B. - Fornibile già montato (UK 367) al prezzo netto imposto di L. 26.500

ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI
- APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA
BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZ-
ZATORI - RADIO-TV

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.

INTERESSANTI CIRCUITI PER LE VHF

**circuiti
per
hobbisti**

GENERATORE DI RUMORE BIANCO

Per la sintonia di un ricevitore talvolta è necessario un segnale di misura. Questo segnale deve essere regolabile e deve superare la costanza del ricevitore del fattore 10. Purtroppo esistono degli apparecchi di misura che soddisfano questa condizione ma il costo è molto elevato e generalmente inaccessibile ad un radioamatore. Un'ottima soluzione è rappresentata dal generatore di rumore che emette un rumore bianco in un ampio spettro di frequenza. Con il semplice generatore di rumori qui descritto (figura 1) può essere controllato il campo di frequenza da circa 10 MHz fino a 500 kHz. Il livello di rumore è uguale in tutte le frequenze. Il diodo di rumore 1N23 qui utilizzato è un diodo mescolatore generalmente impiegato negli apparati radar.

Il suo funzionamento è il seguente: la tensione di esercizio da 3 a 9 V giunge al diodo attraverso un milliamperometro da 0 a 1 mA ed il potenziometro da 10 k Ω . La resistenza allo spinotto S0239 deve corrispondere all'impedenza del cavo coassiale (in questo caso 60 Ω). La corrente trasversale che scorre attraverso il diodo è proporzionale alla potenza di rumore generata. Con questa disposizione può essere generata una figura di rumore da 1 KTo a 20 KTo. Tramite il regolatore R1, con il potenziometro P1 completamente ruotato, si regola lo strumento a fondo scala.

Lista dei componenti

Diodo 1N23
Milliamperometro da 1 mA f.s.
Potenziometro da 10 k Ω
Interruttore unipolare
Spinotto coassiale S0239
Resistore da 56 Ω
Potenziometro da 5 k Ω
Condensatore da 1 nF
2 pagliette a saldatura
Pinze a coccodrillo
Collegamento di batteria
4 viti 3 x 10 con dado
4 viti per custodia

TRASMETTITORE MINIATURA PER LA BANDA RADIANTISTICA 2 m

Con questo piccolo trasmettitore si può ottenere una potenza di alta frequenza di circa 20-30 mW che consente di effettuare collegamenti radio superiori a 130 km. Questo trasmettitore che ha favorevolmen-

te impressionato molti radioamatori esperti, permette di essere occultato in località impossibili e può essere usato anche come radiofaro.

Nella costruzione ci si è sforzati di riunire i componenti nello spazio più ridotto possibile pur lasciandoli facilmente accessibili. Il modulatore previsto può essere utilizzato anche come amplificatore del ricevitore, cosicché inserendo una seconda piastra stampata con la parte di alta frequenza di un ricevitore FM è possibile realizzare un piccolo e completo ricetrasmittente.

Il circuito

In un piccolissimo trasmettitore, si deve scegliere la frequenza del quarzo possibilmente elevata onde risparmiare lo stadio moltiplicatore. Perciò è stato scelto un quarzo per 72 MHz. (fig. 3).

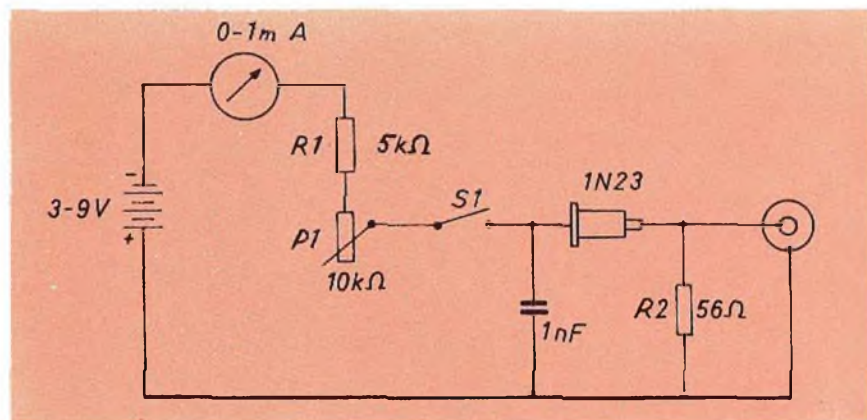


Fig. 1 - Schema elettrico di un semplice generatore di rumore bianco per il controllo delle frequenze comprese fra 10 MHz e 500 MHz.

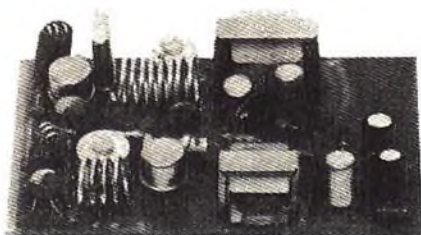


Fig. 2 - Fotografia del trasmettitore miniatura per la gamma dei 2 metri.

Il transistor oscillatore è collegato a base comune e viene sincronizzato sulla terza armonica. Dalla presa della bobina L1 nel circuito di collettore, la tensione di alta frequenza da controreazione giunge all'emettitore attraverso il quarzo.

Il punto esatto della presa viene stabilito con la messa in esercizio e cioè in modo tale che, nella rotazione del trimmer C2, si manifesti il tipico comportamento di un oscillatore a quarzo. Le oscillazioni devono spegnersi, quando si supera il campo di sincronizzazione del quarzo. Se l'oscillatore oscilla in tutta la gamma di frequenza tarabile con il trimmer, bisogna spostare un poco la presa verso il terminale freddo della bobina.

Alcune osservazioni devono essere fatte sul partitore di tensione. Non è sufficiente collegare la base alla tensione di esercizio tramite, per esempio un resistore 2x30 k Ω , poiché la condizione del punto di

lavoro viene determinata anche dal comportamento termico del tratto emettitore-base. Per la stabilizzazione della corrente di collettore la tensione di polarizzazione di base dovrebbe essere possibilmente fissa, cioè essere riportata attraverso un partitore di tensione a basso valore ohmmico. Tramite una resistenza, inserita nel conduttore di emettitore, si ha una efficacissima controreazione in corrente continua che rende la corrente di collettore ampiamente indipendente dalla temperatura dei transistori. Con gli oscillatori è, d'altra parte, necessario un ulteriore espediente circuitale. Non appena lo stadio oscilla, si stabilisce semplicemente una più elevata corrente di base che sposta il punto di lavoro verso un punto di corrente di collettore troppo elevata.

Diminuendo la tensione di polarizzazione di base, si potrebbe agire in senso opposto a questo effetto ma allora il punto di lavoro si sposterebbe in un campo di pendenza troppo ridotta e verrebbe annullato l'innescio sicuro del circuito. Una soluzione migliore è rappresentata dal resistore in serie R3 che limita la corrente oscillante. Si regola questo resistore in modo tale che non venga superata la dissipazione del collettore mentre i resistori del partitore di tensione R1 e R2 devono essere dimensionati in modo tale che, all'inserzione, l'oscillatore oscilli immediatamente.

Valori superiori del resistore R1 peggiorano la stabilità e portano facilmente ad oscillazioni bloccate come in un rivelatore a superreazione.

Il mesa-transistore AFY 18, che fa parte dell'oscillatore, assicura un pilotaggio sufficientemente elevato per lo stadio finale e duplicatore. Tale transistor fornisce circa 20 mW di potenza pilota. Se si eleva la tensione di esercizio sopra i 15 V, bisogna munire il transistor di un dissipatore di calore ad alette.

Il transistor T2, che fa parte dello stadio duplicatore e finale, è collegato a base comune. Con ciò vengono evitati imprevedibili accoppiamenti tra circuito di ingresso e circuito di uscita. Inoltre la elevata impedenza di uscita smorza solo trascurabilmente il circuito di collettore. Poiché le impedenze

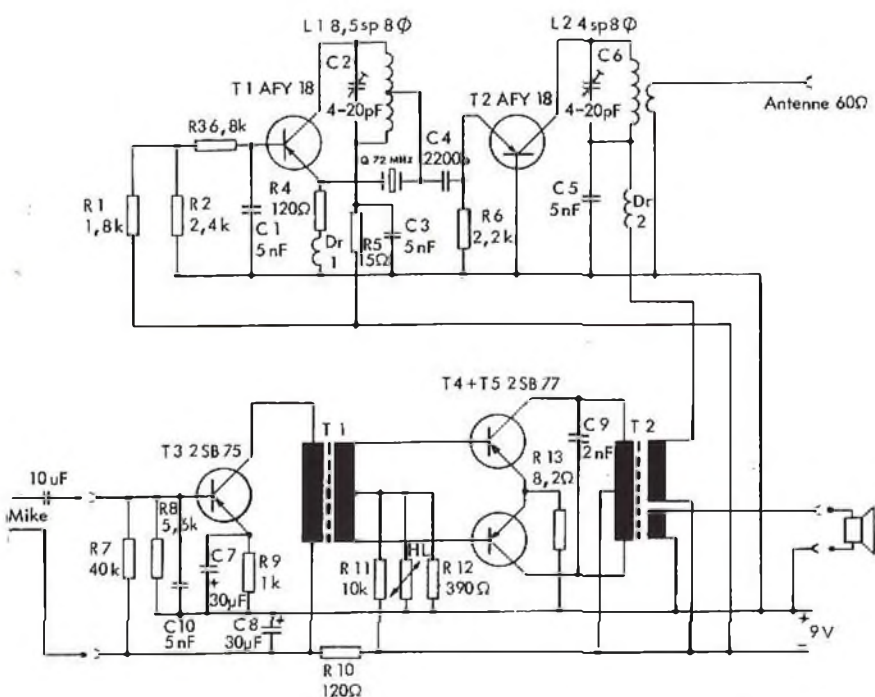


Fig. 3 - Circuito elettrico del trasmettitore miniatura per la gamma dei 2 m comprendente il circuito modulatore.



Fig. 4 - Circuito stampato del trasmettitore di cui alla figura 3.

ze dell'uscita dell'oscillatore e dell'ingresso dello stadio finale sono all'incirca uguali, è possibile utilizzare la stessa presa della bobina L1 per la reazione attraverso il quarzo e per l'accoppiamento dello stadio duplicatore e finale.

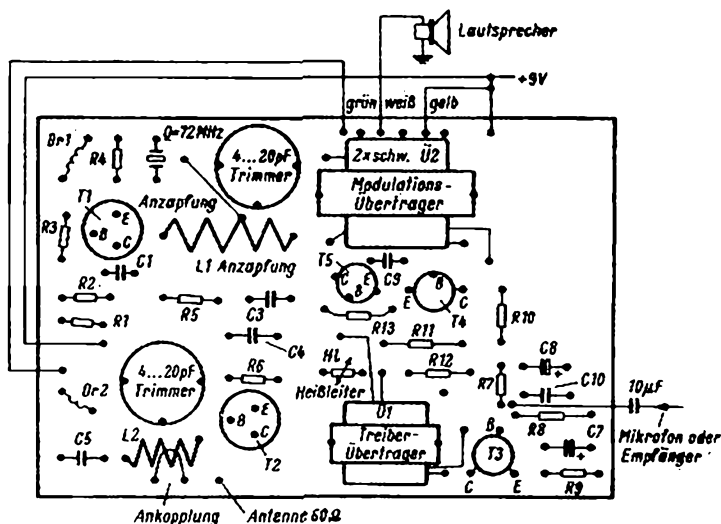
In questo ultimo stadio, il resistore R6 stabilisce il punto di lavoro. Nella ricerca del valore più idoneo, bisogna cercare un compromesso. Valori inferiori danno una migliore stabilità termica ma un peggior rendimento per la duplicazione. Nella ricerca del valore più indicato, si riduce il resistore R6 fino a quando la potenza di uscita tende a diminuire. Con questa taratura, la corrente di emettitore dovrebbe esattamente ammontare a 1 mA. Nel campione dell'apparato si ottenne questo idoneo punto di taratura con un valore del resistore R6 di 2,2 k Ω . I dati di avvolgimento della bobina di uscita, pure realizzata con filo di rame argentato da 1 mm $\varnothing$ avvolto in aria, sono indicati sullo schema elettrico.

Per l'accoppiamento dell'antenna serve una sola spirale. La potenza di trasmissione ricavabile di 30 mW, si ottiene con una tensione di batteria di 9 V. Se si eleva la tensione di alimentazione, la potenza di alta frequenza aumenta molto rapidamente e raggiunge, a 15 V, il valore di circa 100 mW.

Il modulatore non presenta alcuna particolarità. Una certa attenzione è richiesta dal trasformatore di uscita poiché esso ha due avvolgimenti secondari. Quello a valore ohmmico intermedio (200 Ω) serve per la modulazione del trasmettitore, mentre l'avvolgimento da 5 Ω serve per il collegamento ad un altoparlante, nel caso che l'amplificatore debba essere utilizzato per impieghi di ricezione. Come microfono si adatta un tipo a bobina mobile a bassa impedenza o uno di quei piccolissimi altoparlanti che si trovano frequentemente nei radiorecettori giapponesi a transistori.

La costruzione

Quale piano di montaggio si utilizza un circuito stampato, con le dimensioni di 50x75 mm, illustrato in figura 4 in grandezza naturale. La posizione dei componenti è ricavabile dalla figura 5. Infine la figura 2 mostra la vista d'insieme.



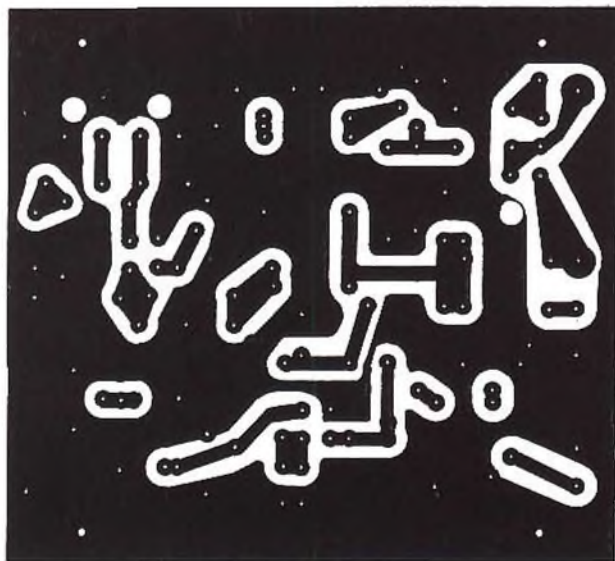


Fig. 7 - Circuito stampato del convertitore di cui alla fig. 6.

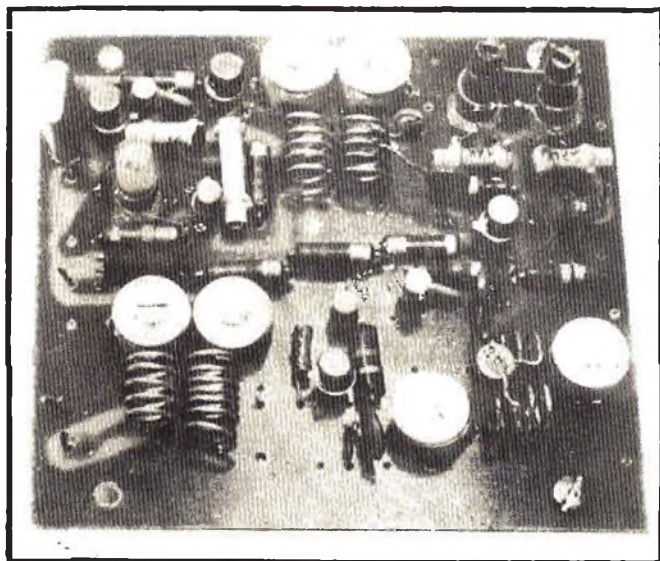


Fig. 9 - Fotografia del montaggio ultimato relativo al convertitore per la gamma 144 ÷ 146 MHz.

Lo schema elettrico è illustrato in figura 6.

Funzionamento

Il segnale d'antenna giunge, tramite una presa, alla bobina L1. Le bobine L1 ed L2 formano un filtro di banda. Il transistor T1 è adattato al circuito L2 tramite un partitore di tensione capacitivo. Nel collettore di questo transistor vi è un altro filtro costituito dalle bobine L3 ed L4. Ad una presa della bobina L4 è collegata la base del transistor di mescolazione T2, attraverso un condensatore. Il segnale

dell'oscillatore a quarzo viene generato da un transistor al silicio T3 e triplicato tramite un ulteriore transistor al silicio T4.

Anche per la frequenza ausiliaria di quarzo di 116 MHz è previsto un filtro di banda. Il segnale dell'oscillatore viene riportato all'emettitore del transistor di mescolazione.

Nel ramo di collettore di questo transistor è collegato un altro filtro di banda per la media frequenza di 28-30 MHz. Attraverso un partitore di tensione capacitivo, il segnale di media frequenza può essere prelevato, a bassa impedenza,

dal convertitore. Il circuito stampato e la disposizione dei componenti sono visibili nelle figure 7 e 8 mentre la figura 9 si riferisce alla fotografia del montaggio.

Lista dei componenti

R1	=	1 kΩ
R2	=	47 kΩ
R3	=	4,7 kΩ
R4	=	15 kΩ
R5	=	1,8 kΩ
R6	=	560 Ω
R7	=	10 kΩ
R8	=	220 Ω
R9	=	22 Ω
R10	=	47 kΩ
R11	=	100 Ω
R12	=	220 Ω
C1	=	Trimmer 4-20 pF
C2	=	Trimmer 4-20 pF
C3	=	41 pF
C4	=	4,7 nF
C5	=	4,7 nF
C6	=	Trimmer 4-20 pF
C7	=	Trimmer 4-20 pF
C8	=	470 pF
C9	=	4,7 nF
C10	=	470 pF
C11	=	22 pF
C12	=	3 pF
C13	=	22 pF
C14	=	200 pF
C15	=	4,7 nF
C16	=	22 pF
C17	=	80 pF
C18	=	Trimmer 4-20 pF
C19	=	Trimmer 4-20 pF
C20	=	4,7 nF
1 Induttanza Philips		
1 Zoccolo per quarzo		
1 Quarzo 38,66 MHz		
T1	=	AF 239
T2	=	AF 239
T3	=	BF 167
T4	=	BF 167

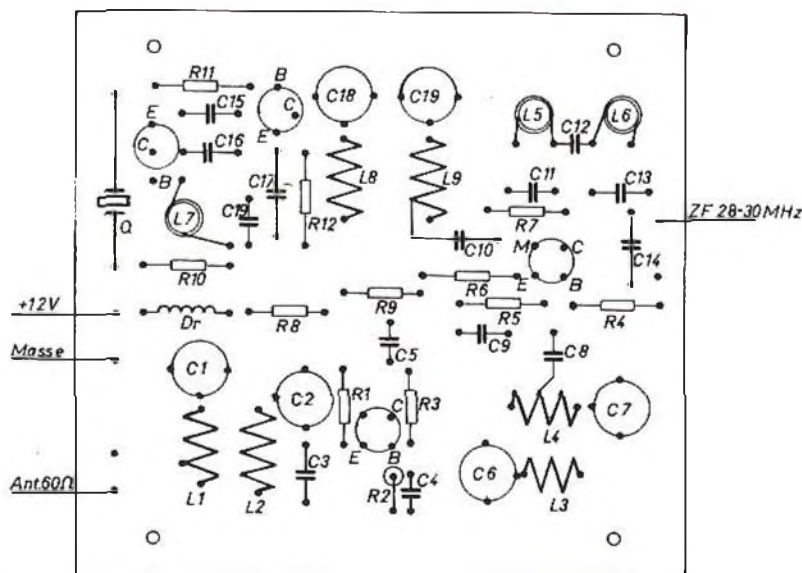


Fig. 8 - Disposizione dei componenti, relativi al convertitore di cui alla figura 6, sul circuito stampato.

- L1 = 5 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø, presa ad una spira dal lato freddo.
- L2 = 7 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø.
- L3 = 4 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø.
- L4 = 4 spire come L3, presa a metà spira dal lato freddo
- L5 = 16 spire, filo di rame laccato 0,4 mm Ø avvolte su supporto 4 mm Ø, col nucleo FCF U2
- L6 = come L5
- L7 = 12 spire, filo di rame laccato 0,4 mm Ø avvolte su supporto 5 mm Ø con nucleo FCF U2
- L8 = 5 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø
- L9 = come L8, presa a metà spira dal lato caldo

CONVERTITORE PER I 2 m

Dati tecnici

Frequenza di ingresso: 144-146 MHz
 Fruscio di ingresso: 2 KTo
 Amplificazione di transito: 26 dB
 Frequenza di uscita: 7-9 MHz
 Alimentazione: 9-12 V

Nella costruzione di questo convertitore simile al precedente sono stati determinati i seguenti particolari: massima sensibilità, ridotta modulazione incrociata, e una media frequenza che permetta di utilizzare radio ad onde corte. Un punto importante è stata la decisione sul tipo di transistor da utilizzare nello stadio di ingresso. Anche in questo caso si è deciso di utilizzare un transistor AF 239, che fornisce un'ottima amplificazione con la minore figura di rumore.

Con ciò si è potuto realizzare uno stadio di ingresso di alta frequenza con una sufficiente amplificazione. Il transistor mescolatore è pure un AF 239. L'oscillatore a quarzo e il triplicatore sono, ciascuno, corredati con un transistor al silicio BF 167. Lo schema elettrico è illustrato in figura 11.

Funzionamento

Il segnale di antenna giunge alla bobina L1 tramite una presa. Le bobine L1 ed L2 formano un filtro di banda. Il transistor è collegato al circuito L2 tramite un partitore di tensione capacitivo. Al collettore di questo transistor si trova un altro filtro di banda costituito dalle

Fig. 10 - Fotografia del montaggio ultimato relativo al convertitore per la gamma 144 ÷ 146 MHz. Uscita 7 ÷ 9 MHz.

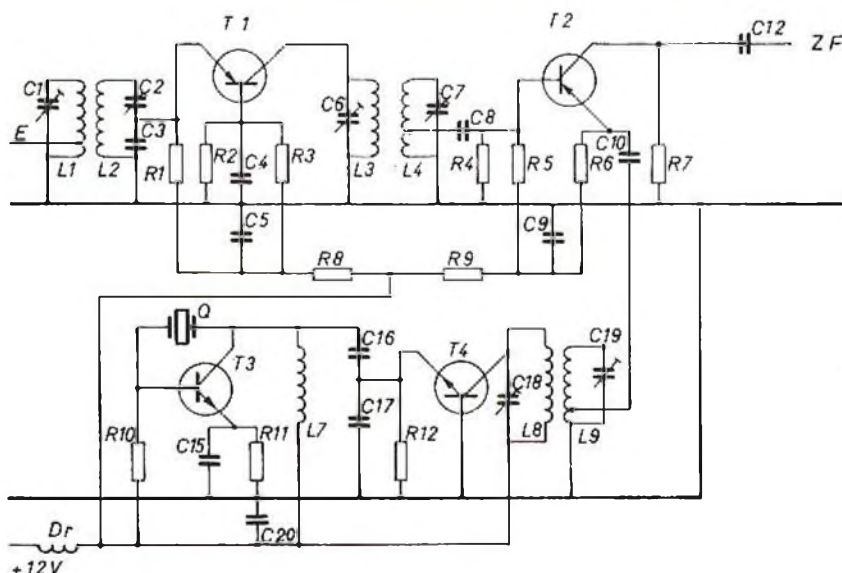
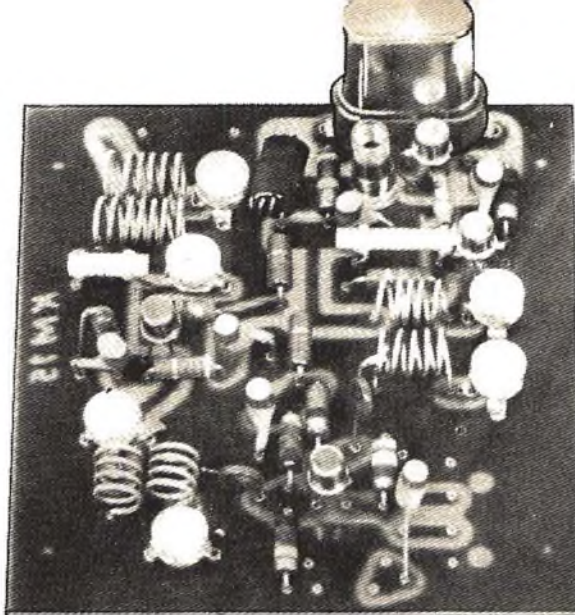


Fig. 11 - Schema elettrico del convertitore per la gamma 144 ÷ 146 MHz, a quattro transistori, con uscita 7 ÷ 9 MHz.

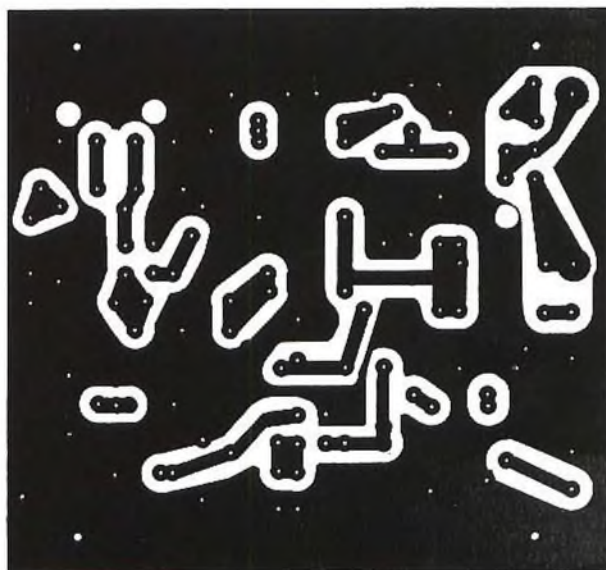


Fig. 12 - Circuito stampato relativo al convertitore di cui alla figura 11.

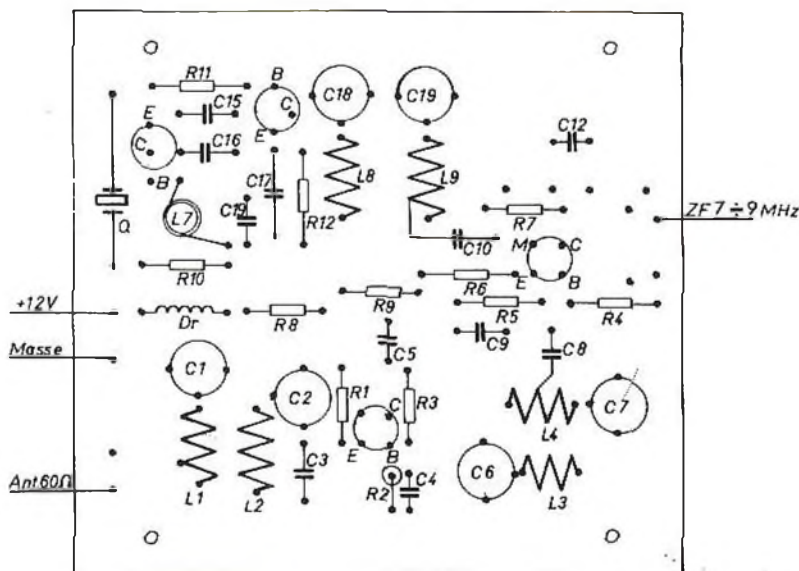


Fig. 13 - Disposizione dei componenti relativi al convertitore di cui alla figura 11, sul circuito stampato.

bobine L3 ed L4. Ad una presa della bobina L4, è collegata la base del transistor mescolatore T2. La frequenza dell'oscillatore viene riportata all'emettitore di questo transistor. L'oscillatore a quarzo simile al precedente non presenta alcuna particolarità. Nel duplicatore è inserito un filtro di banda per la frequenza di oscillatore. La figura 12 mostra il circuito stampato; la figura 13 la disposizione dei componenti e la figura 10 la foto del montaggio.

Lista dei componenti

R1	=	1 kΩ
R2	=	47 kΩ
R3	=	4,7 kΩ
R4	=	15 kΩ
R5	=	1,8 kΩ
R6	=	560 Ω
R7	=	10 kΩ
R8	=	220 Ω
R9	=	220 Ω
R10	=	47 kΩ
R11	=	100 Ω
R12	=	220 Ω
C1	=	Trimmer 4-20 pF
C2	=	Trimmer 4-20 pF

C3	=	41 pF
C4	=	4,7 nF
C5	=	4,7 nF
C6	=	Trimmer 4-20 pF
C7	=	Trimmer 4-20 pF
C8	=	470 pF
C9	=	4,7 nF
C10	=	470 pF
C12	=	4,7 nF
C15	=	4,7 nF
C16	=	22 pF
C17	=	80 pF
C18	=	Trimmer 4-20 pF
C20	=	Trimmer 4-20 pF

I Induttanza Philips

I Zoccolo per quarzo

I Quarzo 45,666 MHz

T1 = AF 239

T2 = AF 239

T3 = BF 167

T4 = BF 167

L1 = 5 spire unite, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø, presa ad una spira dal lato freddo

L2 = 7 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø, avvolte in aria 5 mm Ø

L3 = 4 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø, avvolte in aria 5 mm Ø

L4 = 4 spire, come L3, presa a mezza spira dal lato freddo

L7 = 12 spire, filo di rame laccato 0,4 mm Ø, su supporto 5 mm Ø con nucleo FCF U2

L8 = 5 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø

L9 = 5 spire, filo di rame argentato 0,6 mm Ø avvolte in aria 5 mm Ø

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV *di tecnica*

**per quanti rimpiangono
di non essersi abbonati prima...
ecco una proposta seria !!**

ABBONAMENTO SEMESTRALE

LUGLIO-DICEMBRE '72

A SPERIMENTARE/SELEZIONE RADIO TV

L. 2.800

- Risparmio immediato di L. 800
- Tessera sconti G.B.C.
- Allegati speciali nel corso dell'anno
- Ricevimento anticipato della rivista

I versamenti vanno indirizzati a: Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano - mediante l'emissione di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 3/40678.

PENSATECI!!



LE MICRO ONDE

Oltre al Klystron normale ne esistono altri tipi che prenderemo brevemente in considerazione poiché è molto importante conoscere le loro caratteristiche.

KLYSTRON REFLEX

Il klystron detto «reflex» non è altro che un tipo speciale di klystron al quale al posto di uno dei due risonatori è collocato un elettrodo detto riflettore o repulsore, come mostra la figura 1. Questo elettrodo è polarizzato con un potenziale inferiore a quello di catodo ed è collocato in maniera tale che gli elettroni dopo un primo passaggio attraverso il risonatore sono costretti ad invertire il loro senso di marcia ed a passare nuovamente attraverso il risonatore stesso.

Il fascio elettronico viene modulato in velocità durante il suo primo passaggio, mentre l'estrazione della potenza si ottiene dal fascetto modulato in densità durante il suo passaggio.

Di questo tipo di klystron, che funge soltanto come oscillatore, ne esistono due tipi distinti; uno che è formato da un unico blocco con la cavità risonante ed un altro in cui la cavità risonante viene applicata esternamente.

Nei klystron reflex l'ampiezza della corrente catodica è controllata da una griglia controllo formata da un anello di focalizzazione. Poiché il riflettore, come abbiamo detto, è negativo rispetto al catodo, gli elettroni incontrano un forte campo deceleratore durante il loro primo passaggio, in modo che essi sono costretti a rallentare fino a fermarsi. Successivamente sono accelerati in senso contrario e respinti, tramite il gap verso il catodo. Durante il

primo passaggio attraverso il gap le velocità degli elettroni sono modulate dal campo alternato che è applicato al gap per cui, durante il percorso entro il campo del riflettore, la modulazione di velocità si trasforma, come richiesto, in modulazione di densità di modo che gli elettroni rientrano nel gap a gruppi molto densi.

Se vengono rispettate alcune relazioni di fase, che non è qui il caso di esaminare, questi gruppi ad-

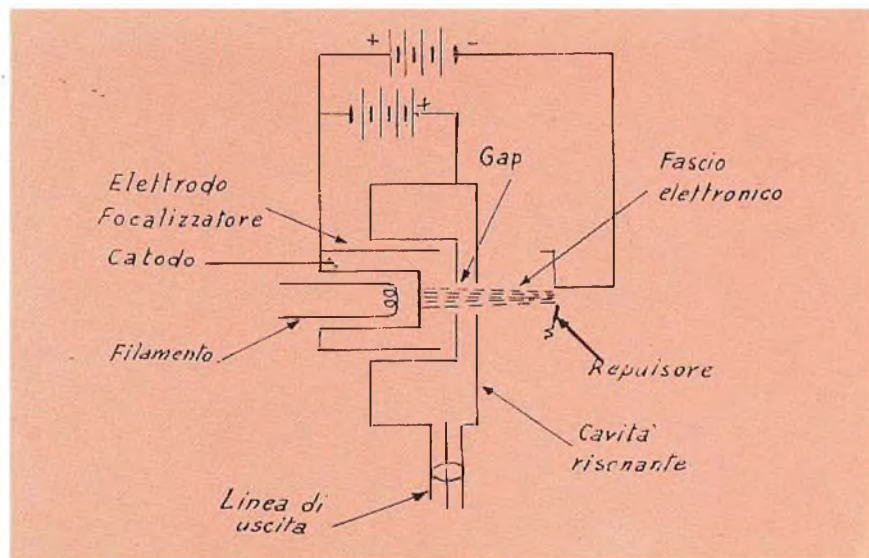


Fig. 1 - Schema di un klystron-reflex. Sono chiaramente visibili la cavità (gap) ed il riflettore o repulsore.

densati di elettroni cedono energia alla cavità in modo da mantenerla in oscillazione.

La figura 2 illustra il famoso diagramma noto con il nome di Applegate che serve a dimostrare gli effetti del campo riflettente sugli elettroni. La figura 2b rappresenta invece il campo esistente fra la griglia della cavità, che come è noto in inglese viene chiamata gap, in funzione del tempo.

La figura 2a si riferisce alla posizione degli elettroni nello spazio gap repulsore (o riflettore). Le curve che corrispondono agli elettroni emessi dalla cavità in istanti successivi di tempo, se il campo repulsore è uniforme, sono delle parabole.

In figura si può osservare che quando l'elettrone distinto con il numero 4 lascia la cavità il campo ad alta frequenza nel gap è nul-

lo trovandosi nel punto di passaggio da acceleratore a deceleratore. In queste condizioni l'elettrone prosegue indisturbato il suo moto nel gap. L'elettrone numero 3, emesso un istante prima, subisce invece un campo acceleratore e pertanto acquistando una maggiore velocità, penetra profondamente nello spazio gap-repulsore e ritorna al gap praticamente nello stesso istante dell'elettrone numero 4.

L'elettrone numero 5 emesso un istante dopo l'elettrone numero 4 subisce invece un campo deceleratore e di conseguenza penetra di meno verso il gap e ritorna nello stesso istante degli elettroni 3 e 4.

E' evidente che gli elettroni che sono accelerati di più nel passaggio iniziale attraverso il gap, penetrano più profondamente nel campo che è mantenuto elevato dal repulsore e quindi impiegano un tempo maggiore per ritornare alla cavità, mentre un effetto contrario si ottiene per gli elettroni decelerati.

Si forma perciò un gruppo d'elettroni che sono addensati, in questo caso, attorno all'elettrone numero 4: infatti ad esso si uniscono gli elettroni più veloci come il numero 5 e quelli più lenti come il numero 3.

La frequenza di oscillazione di un klystron reflex dipende essenzialmente dalle dimensioni della cavità. In pratica si possono seguire due metodi distinti per spostare la frequenza di lavoro di un klystron: quello meccanico e quello elettronico.

Il sistema meccanico consiste nello spostare, ad esempio, una parte flessibile, il sistema elettronico nell'effettuare una variazione di tensione al repulsore.

Come mostra la figura 3 variando la tensione del riflettore si viene a variare la fase del gruppo degli elettroni rispetto al campo della cavità, cosicché se ne ottiene una variazione di frequenza che è tanto più ampia quanto più è alto il modo.

Il klystron reflex è uno dei tipi più diffusi in relazione alla sua semplicità costruttiva ed alla facilità con cui è possibile regolarne la frequenza.

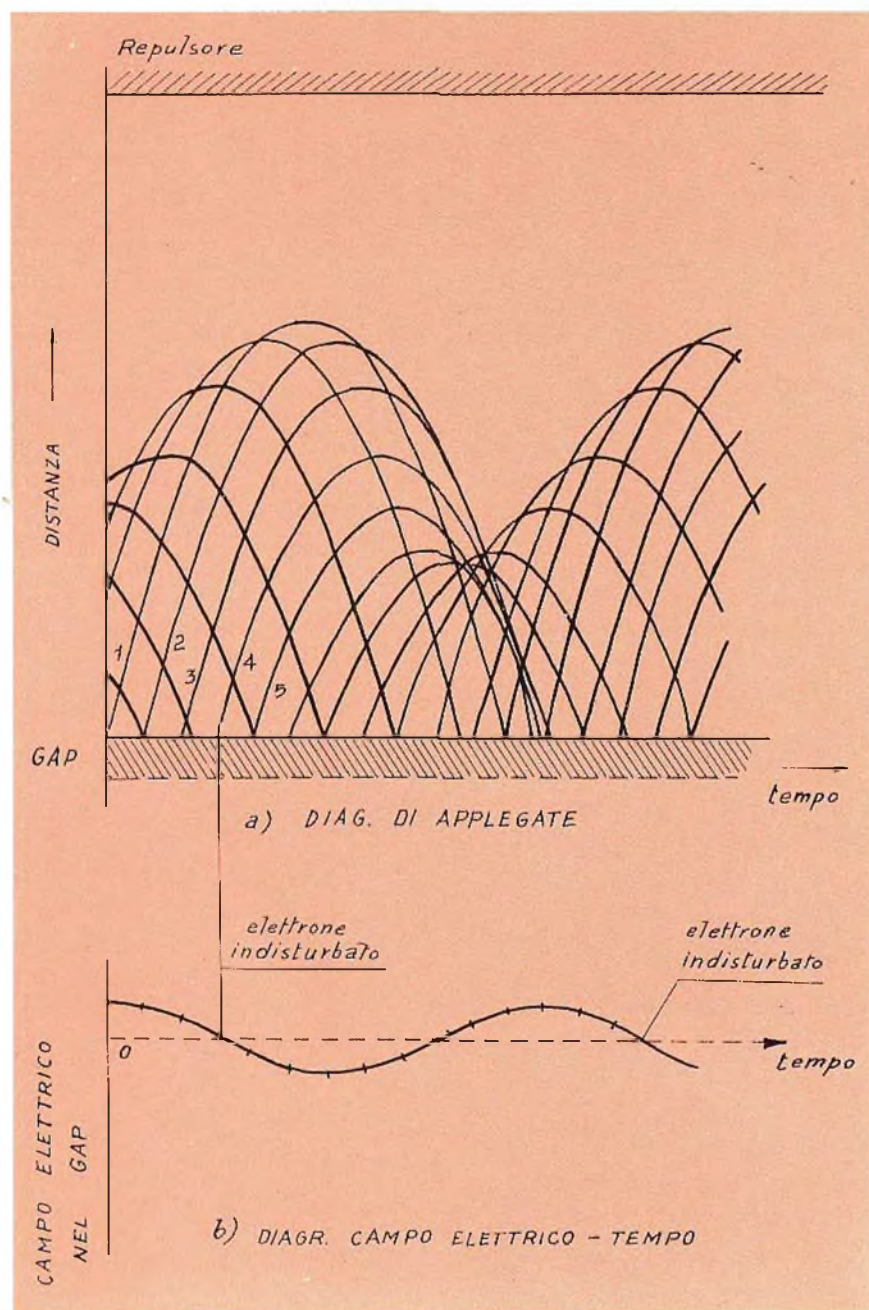


Fig. 2 - Comportamento degli elettroni in un klystron-reflex. La figura a si riferisce alla posizione degli elettroni nello spazio gap-repulsore, la figura b rappresenta l'andamento del campo esistente fra le griglie della cavità.

KLYSTRON A FASCI MULTIPLI

Abbastanza recentemente, attorno al 1962, sono stati realizzati dei tipi di klystron nei quali, in una miscela di gas rarefatti, sono emessi diversi fasci elettronici paralleli fra loro che consentono di ottenere delle potenze molto più elevate dei klystron ad un solo fascio.

Il segnale ad alta frequenza, ad un livello piuttosto basso, viene inviato nella cavità d'ingresso del klystron e reagisce contemporaneamente con ciascuno dei fasci. Interrompendo uno o più fasci si riesce a mantenere il klystron sempre in funzione ma naturalmente con una potenza proporzionalmente minore.

Con 12 fasci è possibile mantenere in oscillazione un klystron a onde persistenti per una potenza di 50 kW con un guadagno di 45 dB ed una tensione di 10 kV che è da considerare più bassa del normale.

LE ORIGINI DEL MAGNETRON

La storia del magnetron è di un certo interesse e pertanto la riassumiamo brevemente. Durante la seconda guerra mondiale per la Gran Bretagna era assolutamente necessario combattere con tutti i mezzi i bombardamenti aerei e per far ciò bisognava mettere a punto delle apparecchiature che consentissero l'individuazione degli aerei nella loro fase d'avvicinamento occorreva cioè realizzare il radar. A quell'epoca purtroppo non si disponeva di tubi che fossero in grado di emettere delle potenze impulsive molto elevate su delle lunghezze d'onda inferiori a 10 cm.

Il compito di superare queste difficoltà fu affidato ai proff. JT Randall e Ha Boot dell'Università di Birmingham verso la fine dell'anno 1939.

Nel giro di qualche mese essi furono in grado di presentare un dispositivo che permetteva di erogare, nella gamma delle microonde, una potenza dell'ordine di 150 W per una potenza di alimentazione di 1 kW, che per quei tempi rappresentava un progresso eccezionale.

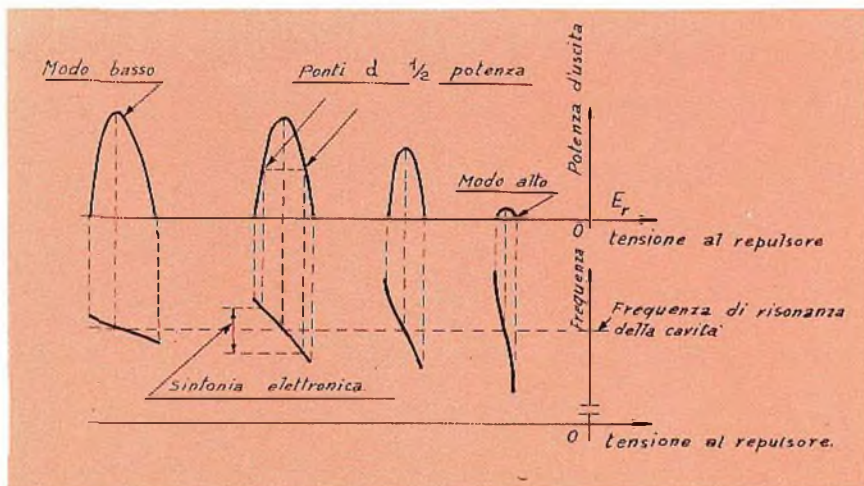


Fig. 3 - Variazione di frequenza di un klystron-reflex in funzione del variare della tensione di polarizzazione del repulsore.

Si trattava di un tubo termoionico, detto magnetron, in cui la potenza ad alta frequenza si otteneva per deflessione di un campo magnetico creato nel tragitto catodo-anodo.

Nel 1940 i laboratori della GEC a Wembley furono incaricati di perfezionare questo dispositivo per estenderne il suo uso ai radar, e nel giro di quattro mesi questa società fu in grado di produrre il primo magnetron capace di erogare onde impulsive di notevole potenza.

Infatti i primi magnetron GEC erogavano delle potenze di cresta dell'ordine di 10 kW per una potenza di alimentazione di cresta di 64 kW con un rendimento di circa il 15%. Miglioramenti successivi consentirono di portare questo rendimento al 40%.

La figura 4 si riferisce al prototipo di magnetron realizzato dalla GEC con il numero di riferimento NT98, del quale, nel numero scorso, abbiamo riportato fotocopia del relativo brevetto.

MAGNETRON

Un magnetron si deve considerare come un diodo a vuoto costituito da un anodo cilindrico da un filamento filiforme, coassiale all'anodo stesso, entrambi immersi in un campo magnetico generato da un magnete permanente o da un elettromagnete, le cui linee di forza sono disposte parallelamente all'asse geometrico del cilindro.

Se si collegano due fili di Lecher all'anodo e al filamento, in determinate condizioni di campo magnetico e di corrente, si possono ottenere delle oscillazioni di notevole potenza dell'ordine di grandezza delle microonde.

In pratica allo scopo di ottenere un migliore rendimento l'anodo del magnetron è stato suddiviso in due o più sezioni (figura 5a).

Gli oscillatori magnetron generalmente sono fatti lavorare in due modi distinti.

Nel tipo Dinatron, quando una sezione dell'anodo si viene a trovare ad un potenziale più basso delle altre, il campo magnetico agisce in modo che la corrente diretta dal catodo all'anodo si sposti verso que-

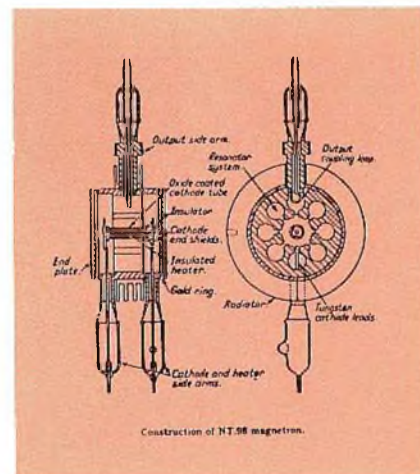


Fig. 4 - Prototipo del magnetron realizzato attorno al 1940 dalla GEC di Wembley, che ha consentito la realizzazione del radar.

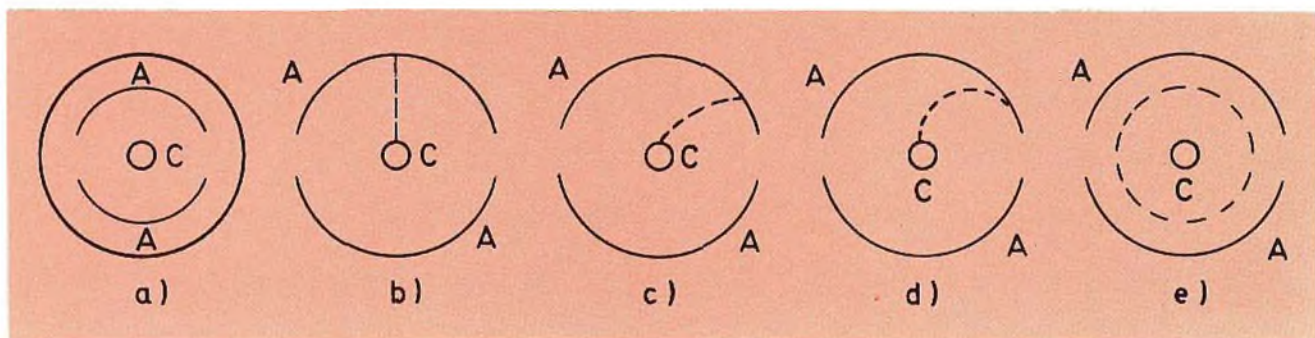


Fig. 5 - Configurazione elementare di un magnetron. a) magnetron con anodo diviso in due sezioni. b) elettrone che segue un percorso radiale. c) elettrone leggermente incurvato per l'azione di un debole campo magnetico. d) elettrone fortemente incurvato per l'azione di un campo magnetico forte. e) elettrone che gira circolarmente perché sottoposto al campo critico.

sta sezione stessa. In conseguenza di tale fatto una diminuzione della tensione anodica in una delle sezioni, o coppie di sezioni, anodiche determina un aumento della corrente elettronica che si dirige verso essa, e il magnetron viene ad assumere caratteristiche di resistenza negativa e si trova quindi nelle condizioni di oscillare.

Nel magnetron a tempo di transito, il funzionamento è il seguente: se al magnetron si applica inizialmente un campo magnetico molto debole si nota che gli elettroni, che normalmente si spostano dal catodo verso l'anodo, seguendo un itinerario praticamente radiale (figu-

ra 5b), subiscono una deviazione curvandosi come è mostrato in figura 5c. Se successivamente il valore del campo magnetico viene aumentato aumenta pure l'incurvatura e pertanto gli elettroni sono costretti a seguire un percorso a spirale che corrisponde ad un maggior tempo di transito, figura 5d. E' evidente infatti che gli elettroni impiegano un tempo maggiore per effettuare un percorso maggiore.

E' da notare che in queste condizioni mentre la corrente di placca resta presso a poco costante, cresce in modo notevole la carica spaziale in prossimità dell'anodo.

Aumentando ulteriormente il

campo magnetico si raggiungerà un valore limite per cui gli elettroni non saranno più in grado di raggiungere l'anodo ma seguiranno a ruotare attorno al filamento come mostra la figura 5e, e la corrente anodica scenderà al valore zero.

Oltrepassando questo valore di campo magnetico, che prende il nome di campo critico, il magnetron entrerà in oscillazione ed in questo caso il potenziale delle sezioni anodiche si alternerà in fasi opposte, al di sopra e al di sotto del valore della tensione continua ad esse applicata, e reagendo sugli elettroni li costringerà a seguire delle traiettorie che potenzieranno più o meno le oscillazioni a seconda del valore del campo che essi attraversano.

Il funzionamento di un oscillatore di questo genere può essere paragonato a quello di un oscillatore a griglia positiva.

Nelle suddette condizioni di lavoro alcuni elettroni assorbono energia a spese del campo elettrico e pertanto ritornano sul catodo dando luogo ad una notevole dispersione di calore. Questo è il maggiore inconveniente che impedisce lo uso continuativo dei magnetron alla massima potenza che sono in grado di erogare. Gli altri elettroni che invece continuano a girare cedono energia al campo elettrico, ed essa può essere utilizzata per mantenere le oscillazioni su di una linea risonante che sia connessa alle varie sezioni anodiche del magnetron.

I magnetron ad anodo aperto, visibile in figura 6, si costruiscono con cavità risonante interna, ma di ciò parleremo nel prossimo numero.

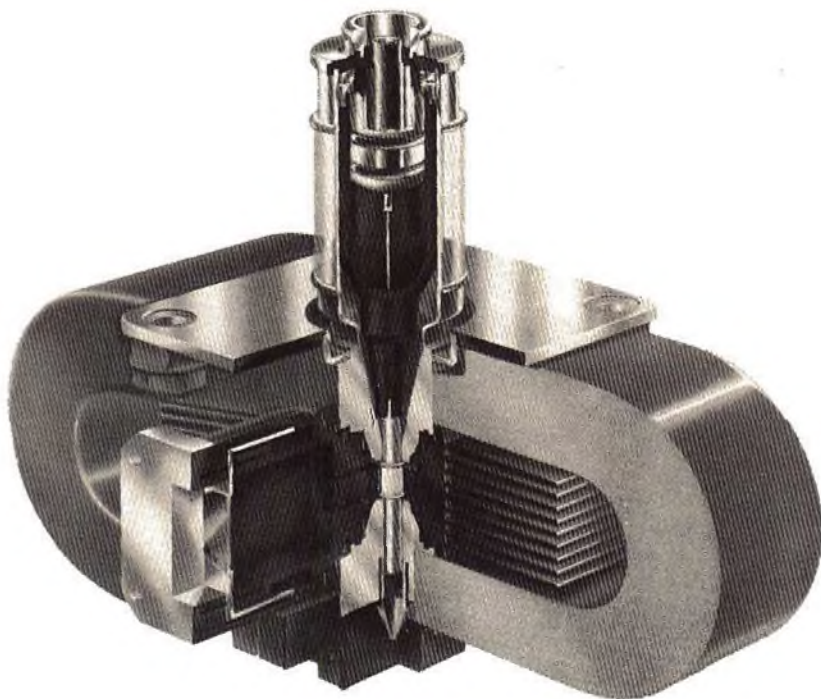


Fig. 6 - Magnetron 4J50 con raffreddamento ad aria forzata, per impulsi a frequenza fissa entro la gamma 9345 ÷ 9405 MHz.

TECNOLOGIA DELLE LAMPADE SOLIDE MINIATURIZZATE

a cura di L. BIANCOLI

Tra i dispositivi elettronici di maggiore interesse, di cui è stata riscontrata la recente introduzione in numerose attività a carattere industriale e scientifico, le lampade solide miniaturizzate, prodotte prevalentemente dalla General Electric, occupano una posizione di indubbia importanza, grazie alle numerose possibilità di impiego delle caratteristiche che ne governano il funzionamento. Iniziamo perciò una serie di articoli dedicati a questi particolari componenti, ciascuno dei quali potrà conferire al Lettore una serie di importanti cognizioni in questo campo.

S econdo quanto viene affermato nella prefazione di una pubblicazione edita a cura della General Electric, dalla quale viene tratta la maggior parte delle nozioni che vengono esposte in questa serie di articoli, l'introduzione delle lampade solide miniaturizzate e dei diodi ad emissione di luce ha aperto un nuovo vastissimo campo per la realizzazione delle apparecchiature industriali e scientifiche che si basano sullo sfruttamento dei principi foto-elettronici.

Si tratta infatti di dispositivi assai versatili, e che presentano inoltre un'elevata sicurezza di funzionamento, una lunghissima durata, ed una velocità di commutazione assai interessante, a causa dell'inerzia pressoché trascurabile.

Questo è il motivo per il quale la Fabbrica americana ha appunto pubblicato un manuale assai completo, per quanto a carattere divul-

gativo, che analizza la teoria di funzionamento dei sistemi a foto-emissione, e dei relativi sistemi associati di rivelazione.

Le prime precisazioni tecniche nel campo dell'elettroluminescenza da parte delle giunzioni al carburo di silicio furono oggetto di una relazione scientifica redatta nel lontano 1907 da H. J. Round. Nel 1923, il fisico russo Lossev pubblicò una monografia riferita all'emissione di luce elettroluminescente da parte dei cristalli di carburo di silicio, ed infine, nel 1937, il francese F. Destriau pubblicò a sua volta un articolo relativo al fenomeno dell'elettroluminescenza nelle polveri di solfuro di zinco.

Si trattava — naturalmente — di argomentazioni scientifiche sperimentali, ma di carattere eminentemente teorico, che furono però in grado di aprire la strada agli attuali sviluppi, che vennero alla fine tradotti in pratica con possibilità effettive solo molti anni dopo.

I più recenti progressi conseguiti hanno permesso la realizzazione delle nuove lampade solide miniaturizzate, definite con la sigla LSS, (in inglese SSL), il cui funzionamento si basa appunto sulla produzione di elettroluminescenza da parte di una giunzione. Si tratta di un principio che consente la conversione di energia elettrica direttamente in luce visibile, oppure in radiazioni infrarosse a banda stretta.

In linea di massima, la luce può essere prodotta mediante due diversi sistemi, e precisamente tramite fenomeni di **incandescenza**, e tramite fenomeni di **luminescenza**.

Nelle lampade ad incandescenza, si provvede a far passare una corrente elettrica attraverso un conduttore (filamento), la cui resistenza al passaggio della suddetta corrente provoca la produzione di calore. Questa energia termica viene poi misurata sotto forma di temperatura: maggiore è la temperatura che si sviluppa, maggiore è la quantità totale della radiazione emessa, e maggiore è quindi la quantità di luce che viene prodotta. Ne deriva che il termine di incandescenza si riferisce ad una radiazione visibile a larga banda, che è una funzione diretta della temperatura della sorgente di luce, in grado cioè di aumentare rapidamente l'intensità radiante, con l'aumentare appunto della temperatura.

Il termine di luminescenza viene invece attribuito a tutte le forme di energia radiante visibile, dovute a cause che nulla hanno a che fare con la temperatura. La luminescenza può essere inoltre definita in funzione del tipo di eccitazione, come ad esempio l'**elettroluminescenza** (quando l'eccitazione deriva da una corrente elettrica), la **chimiluminescenza** (quando l'eccitazione dipende da una reazione chimica), la **triboluminescenza** (dovuta alla differente natura di due corpi dissimili tra loro), la **fotoluminescenza** (con eccitazione ad opera della stessa luce, sebbene di diversa natura), ecc.

Per luminescenza — infine — si intende una radiazione luminosa a banda stretta, derivante da una variazione degli stati di energia (solitamente attribuita agli elettroni), quando il materiale che la produce

viene eccitato ad opera di una sorgente esterna.

La luminescenza prodotta da una giunzione del tipo «p-n», detta anche elettroluminescenza di giunzione, può manifestarsi a seguito dell'applicazione di una corrente continua a bassa tensione ad un cristallo convenientemente «drogato», contenente appunto una giunzione di quel tipo. Il procedimento si verifica però attraverso due fasi: la **eccitazione**, durante la quale l'energia elettrica viene assorbita, e la **ricombinazione**, durante la quale l'energia elettrica viene liberata sotto forma di calore e di luce.

La lampada allo stato solido, come pure il diodo a foto-emissione o ad emissione di luce (DEL, in inglese «LED»), consiste appunto in un diodo a giunzione «p-n», in grado di produrre luce di una certa intensità quando viene polarizzata in senso diretto. La luce prodotta può essere sia del tipo **invisibile** (appartenente cioè alla gamma delle radiazioni infrarosse), sia del tipo **visibile**, appartenente cioè allo spettro della luce vera e propria, percepibile dall'occhio umano.

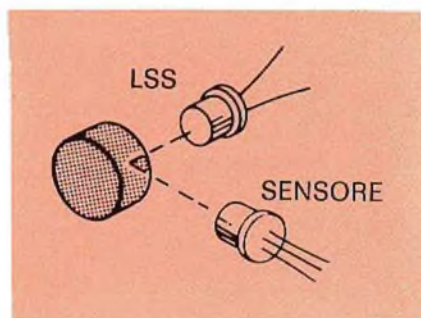


Fig. 1 - Principio di funzionamento di un misuratore della velocità di rotazione.

Le sorgenti semiconduttrici di luce sono disponibili con un'ampia gamma di valori della lunghezza d'onda dell'energia prodotta, compresa cioè tra la regione prossima a quella dei raggi ultravioletti dello spettro elettromagnetico, e la regione relativa alle radiazioni infrarosse.

I CAMPI DI APPLICAZIONE

Come già è stato premesso, questi componenti di concezione relativamente nuova presentano numerosi vantaggi rispetto alle sorgenti convenzionali di luce, come ad e-

sempio le normali lampadine a filamento, tali vantaggi possono essere sintetizzati come segue:

- 1) Il tempo di responso è assai rapido, in quanto i tempi di salita e di caduta (raggiungimento della massima luminosità e spegnimento, rispettivamente) sono dell'ordine di una piccola frazione di un microsecondo.
- 2) La durata è assai più lunga di quella delle lampade a filamento, ed inoltre la robustezza meccanica comporta una sicurezza di funzionamento assai maggiore.
- 3) Sono caratterizzati da una bassa impedenza interna, che risulta perciò compatibile con le sorgenti di alimentazione a bassa tensione, e conforme alle esigenze relative ai circuiti funzionanti a semiconduttori.
- 4) Le caratteristiche di polarizzazione diretta sono analoghe a quelle dei normali diodi al silicio.
- 5) La luce prodotta è quasi monocromatica, nel senso che la maggior parte dell'energia di emissione è contenuta in una larghezza di banda assai limitata.
- 6) Questi nuovi componenti presentano piccole dimensioni, che ne consentono l'impiego anche nelle posizioni più critiche e meno accessibili.
- 7) Il peso è del pari assai limitato, e l'assenza completa di filamenti e di elementi termici non implica la necessità di considerare un periodo di tempo dopo la messa in funzione affinché venga raggiunta la temperatura di regime.
- 8) Il consumo di energia è minimo, il che torna a tutto vantaggio per quanto riguarda le dimensioni di ingombro, l'economia di esercizio, ecc.
- 9) Non presentano fenomeni di microfonicità, per cui possono essere impiegati anche in apparecchiature sottoposte a vibrazioni ed a scosse meccaniche di entità rilevante.
- 10) Le caratteristiche di funzionamento sono tali da sopportare

la maggior parte delle condizioni ambientali più critiche.

Tenendo dunque conto dei vantaggi esclusivi di questa categoria di componenti, il loro impiego risulta assai vantaggioso in numerosi campi, alcuni dei quali vengono qui di seguito elencati.

- Rappresentazione di informazioni.
- Realizzazione di circuiti logici.
- Allestimento di dispositivi di sicurezza.
- Indicatori di livello.
- Dispositivi di allarme antifurto.
- Controllo di programmazione.
- Sistemi di comunicazione.
- Dispositivi a relè.
- Trasmissioni mediante sistemi ottici.
- Comparatori di prova.
- Trasmissione di dati.
- Rivelazione di incendi.
- Registrazione di colonne sonore ottiche su pellicole cinematografiche.
- Confronti tra circuiti.
- «Chopper».
- Rivelatori di inquinamento dell'aria.
- Dispositivi di lettura di schede perforate.
- Rivelatori di fumo.
- Contatori.
- Estrattori.
- Indicatori di segnali.
- Isolatori di settori di impianti.
- Impianti «radar» di tipo ottico.
- Controllo di porte.
- Controlli dimensionali.
- Telemetria a distanza.
- Indicatori di posizione.
- Circuiti elettronici diversi.
- Illuminazione a raggi infrarossi.
- Controllo di profili.

Inoltre, per lo sfruttamento delle lampade solide miniaturizzate in tutti i campi citati, e negli altri che sono stati volutamente trascurati semplicemente in quanto inerenti e non specificati, sono necessarie apparecchiature particolari, che possono del pari trarre vantaggio dalle loro interessanti caratteristiche. Tra tali apparecchiature vale la pena di citare:

- I calcolatori elettronici.
- Gli anemometri.
- Apparecchiature diverse di controllo.
- Controllo di passaggi pedonali

e di veicoli agli ingressi delle autostrade, ecc).

- Cruscotti per autovetture.
- Macchine automatiche di vendita (distributori a gettoni).
- Sistemi di accensione per motori a scoppio.
- Voltmetri digitali.
- Pannelli per aeroplani.
- Veicoli spaziali.
- Apparecchiature di controllo numerico.
- Proiettori e macchine da ripresa.
- Ricevitori televisivi.
- Impianti telefonici automatici.
- Annunciatori.
- Potenzimetri senza contatti elettrici.
- Amplificatori a raggi infrarossi.
- Macchinari di produzione.
- Apparecchiature elettro-medicali.
- Giocattoli con comando a distanza.
- Strumenti di misura.
- Indicatori di linee difettose.
- Apparecchiature per il controllo di livelli.
- Dispositivi di avviamento e di arresto automatico.
- Linee di trasmissione ad alta tensione.

I sistemi di indicazione e di commutazione senza contatti elettrici costituiscono due delle possibilità più vaste di impiego delle lampade di tipo solido. In alcune applicazioni, è possibile disporre vari componenti di questo tipo in modo da costituire schemi di rappresentazione «alfa-numerica» allo scopo di ottenere la riproduzione visiva di simboli grafici sugli strumenti, come ad esempio i contatori ed i voltmetri digitali.

Questo tipo di rappresentazione può anche essere realizzato sotto forma monolitica, incorporando tutti gli elementi necessari in un unico dispositivo di materiale semiconduttore.

In molti casi nei quali è necessario disporre di una sorgente di luce o di un dispositivo indicatore di durata «infinita» almeno in teoria, la lampada solida rappresenta in linea di massima la soluzione più soddisfacente. L'opinione più diffusa è infatti che queste lampade presentino una durata dell'ordine di decine di migliaia di ore. Oltre a

ciò, la caratteristica di insensibilità agli urti ed alle vibrazioni conferisce una sicurezza di funzionamento assai più interessante che non quella dei sistemi convenzionali di precedente impiego.

I sistemi di collegamento per la trasmissione di informazioni basati su principi ad emissione e ricezione di luce sono ovviamente privi di contatti elettrici diretti, per cui non comportano praticamente alcun ri-

ture di laboratorio, e sistemi di commutazione per strade ferrate su larga scala.

I telefoni con pulsanti luminosi e le macchine da ripresa cinematografiche con unità di registrazione ottica della colonna sonora incorporata sono stati usati con notevole successo impiegando proprio le lampade solide miniaturizzate.

Per meglio comprendere le numerose possibilità di impiego di

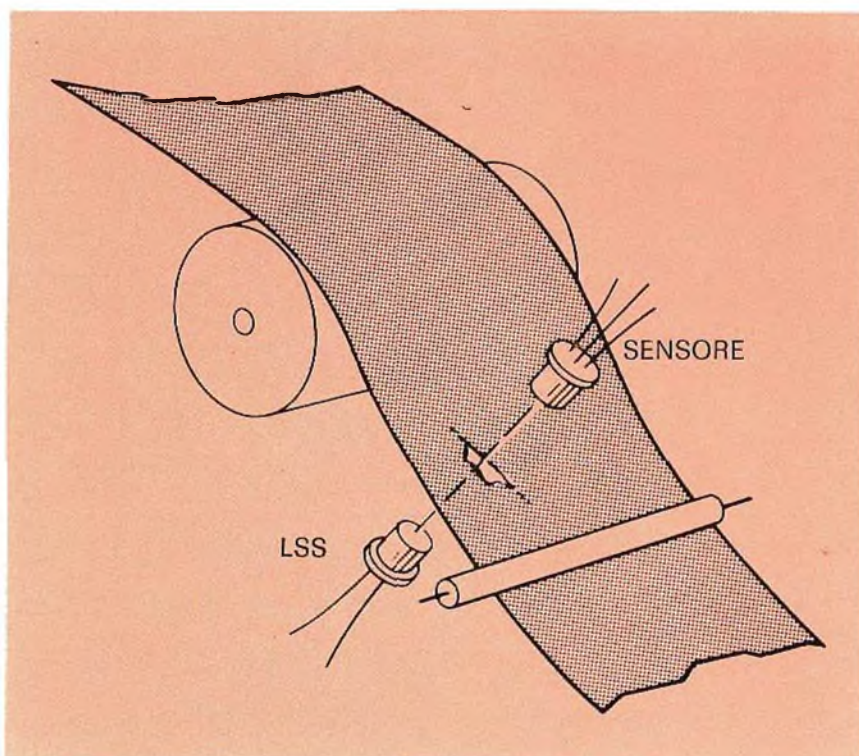


Fig. 2 - Esempio di impiego delle lampade solide miniatura, per controllare la presenza di difetti in un tessuto.

tardo. In pratica, viene sfruttata a tale riguardo la notevole velocità di propagazione della luce; questo è il motivo principale per il quale i campi di applicazione appartenenti a questa branca sono assai numerosi, soprattutto per l'impiego nei calcolatori, nelle apparecchiature speciali, ecc., nei veicoli spaziali, nelle macchine di produzione, per i controlli di livello e per le trasmissioni ad alta tensione.

Molte delle applicazioni basate sull'impiego di raggi di luce invisibili possono essere rese visibili ricorrendo ad una varietà praticamente illimitata di dispositivi con comando a distanza, come ad esempio giocattoli, veicoli, apparecchia-

questi componenti, vale la pena di illustrarne alcune applicazioni pratiche.

La figura 1 — ad esempio — rappresenta il caso tipico di impiego di una lampada allo stato solido (LSS) e di un dispositivo sensibile (Sensore) per la misura diretta ed immediata della velocità di rotazione di qualsiasi oggetto rotante, sia esso un albero, una ruota, una puleggia, un ingranaggio, ecc. Sul bordo dell'oggetto rotante viene a tale scopo fissato in una posizione prestabilita un corpo riflettente, come potrebbe essere ad esempio un frammento di specchio. A causa della sua presenza, ogni volta che quest'ultimo viene a trovarsi

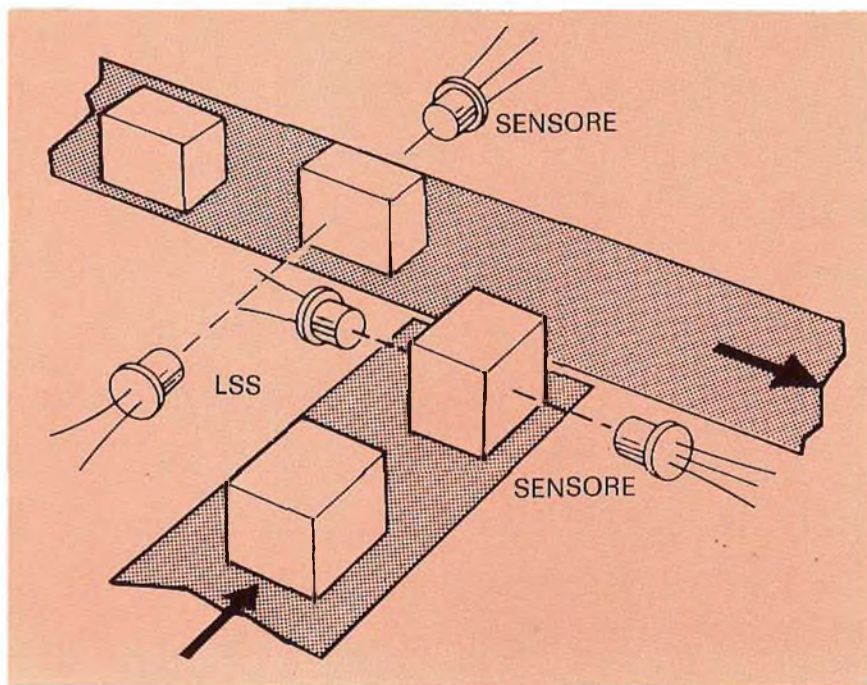


Fig. 3 - Applicazione delle lampade solide e dei relativi dispositivi fotosensibili, per il controllo del funzionamento di un convogliatore.

nella posizione appropriata, il raggio di luce prodotto dalla lampada viene riflesso con l'opportuna angolazione verso l'elemento sensibile, provocando la produzione ai suoi terminali di un impulso.

Con questo sistema, mediante la semplice aggiunta di un contagiri elettronico all'uscita dell'elemento sensibile, è possibile ottenere direttamente su di uno strumento indicatore di tipo analogico, oppure su di un'apparecchiatura ad indicazione numerica, il valore della velocità di rotazione dell'oggetto sul quale viene applicato il corpo riflettente, espressa in giri al minuto, o in qualsiasi altra unità.

La figura 2 illustra invece un esempio tipico di applicazione per il controllo dell'eventuale presenza di difetti in un tessuto più o meno opaco e compatto. Il tessuto, qualunque sia la sua natura, viene fatto passare al di sopra di un cilindro di trascinamento, ed al di sotto di un rullo che provvede a conferirgli una certa tensione meccanica. Il raggio di luce prodotto dalla lampada viene normalmente intercettato dal tessuto, tranne nei casi in cui si presenta un'apertura nella trama, che permette alla luce di colpire direttamente l'elemento sensibile.

In tal caso, è intuitivo che l'impulso di corrente prodotto dall'elemento sensibile può essere sfruttato per provocare l'inoltro di un segnale di allarme, che determina lo arresto immediato del meccanismo di trascinamento.

La figura 3 rappresenta un altro tipico campo di applicazione, per il controllo della presenza di oggetti su due nastri trasportatori disposti in posizione reciprocamente ortogonale. Entrambi i nastri sono provvisti di un dispositivo ad emissione di luce e di un dispositivo

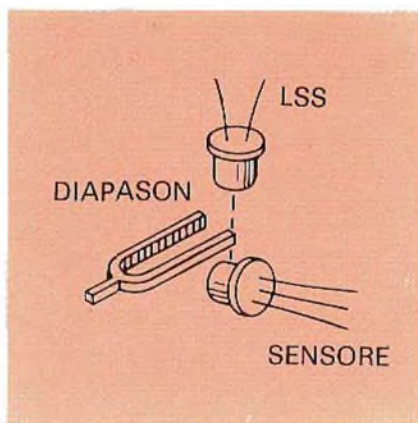


Fig. 4 - Sfruttamento delle vibrazioni di un diapason, per intercettare un raggio luminoso, allo scopo di misurarne la frequenza caratteristica.

sensibile, per cui lungo le due direzioni ortogonali la luce viene intercettata ogni qualvolta un oggetto passa tra i due elementi elettronici. E' quindi chiaro che ogni interruzione del raggio di luce provoca la produzione di un impulso, che può a sua volta azionare un contatore o una qualsiasi apparecchiatura di controllo. Naturalmente, il sistema può essere applicato anche nel caso di installazione di un unico nastro trasportatore.

Il caso illustrato alla figura 4 è riferito ad un sistema elettronico per il controllo dell'ampiezza e della frequenza delle vibrazioni di un diapason. Anche qui uno dei rebbi intercetta il raggio luminoso prodotto dalla lampada, e percepito dall'elemento sensibile, e — grazie alla mancanza di inerzia del sistema di rivelazione — è possibile eseguire un controllo assai accurato delle vibrazioni, e quindi la misura diretta della frequenza.

L'applicazione visibile alla figura 5 è riferita ancora allo sfruttamento della riflessione ottica da parte di una superficie lucida. Per l'esattezza, si tratta di un nastro trasportatore che reca i tappi destinati alla chiusura di bottiglie contenenti bevande, i quali devono essere automaticamente sistemati ad una distanza rigorosamente esatta tra loro, per poter poi essere applicati direttamente alla bottiglia, attraverso il sistema di chiusura automatica.

Il sistema ottico-elettronico di controllo permette di stabilire se la posizione dei tappi è corretta, e determina l'arresto automatico del nastro nel caso di errore di posizione. Il metodo vale anche per il controllo dell'applicazione del dischetto di sughero e/o di plastica prima della applicazione del tappo, che rende opaca la superficie lucida di metallo impedendo la riflessione del raggio. Se il raggio viene riflesso, ciò significa che il dischetto non è stato applicato, per cui l'impianto si blocca automaticamente.

La figura 6 illustra un altro caso di controllo per il conteggio di oggetti mobili. Sebbene anche qui si tratti di un nastro trasportatore, è evidente che il sistema può essere sfruttato anche in una grande varietà di applicazioni analoghe (come

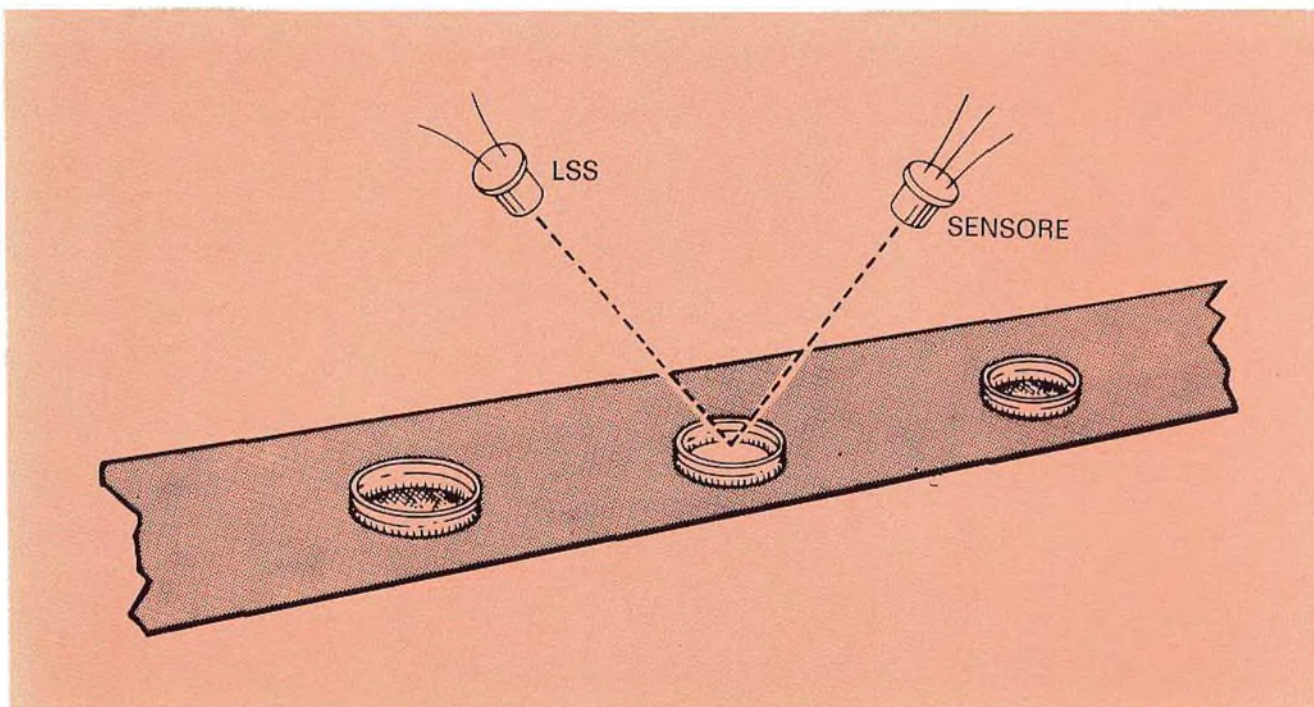


Fig. 5 - Sistema di controllo del posizionamento delle capsule di chiusura di bottiglie per bevande, ottenuto con l'impiego di lampade solide e di dispositivi sensibili alla luce riflessa.

ad esempio l'ingresso di una stazione della metropolitana, l'ingresso e/o l'uscita di un'autostrada, ecc., indipendentemente dalla presenza o meno di un mezzo di trasporto degli oggetti da contare.

La figura 7 chiarisce un esempio tipico di applicazione di due lampade solide miniaturizzate e di quattro elementi sensibili, per il controllo dell'ampiezza e della frequenza delle oscillazioni di un pendolo. Durante ogni sua escursione ritmica pendolare, l'oggetto mobile intercetta il raggio luminoso prodotto dalle due lampade, e che viene percepito da due elementi sensibili sulla destra, e da altri due sulla sinistra.

Il metodo permette quindi di controllare non soltanto la frequenza delle oscillazioni, ma anche la relativa ampiezza, allo scopo di mantenerne costanti entrambi i valori.

La rumorosità dei potenziometri anche se di tipo professionale, e specie dopo un lungo periodo di funzionamento, rappresenta un inconveniente di una certa gravità, soprattutto nel campo delle apparecchiature di tipo professionale, negli impianti di amplificazione ad alta fedeltà, ecc.

Per risolvere questo inconvenien-

te, il sistema di realizzazione di un potenziometro con un elemento sensibile alla luce, di tipo semiconduttore, può rappresentare la soluzione ideale, come risulta appunto alla figura 8.

Il raggio di luce prodotto dalla lampada e rivelato dall'elemento sensibile viene intercettato da una lamina avente una forma particolare, che richiama alla memoria quella di una lamina del rotore di un condensatore variabile. A seconda della struttura di questa lamina intercettatrice, è possibile fare in

modo che la rotazione dell'albero di comando provochi nell'elemento fotosensibile variazioni lineari o logaritmiche, in modo da ottenere una variazione proporzionale all'intensità della luce, e conforme alle esigenze specifiche.

La figura 9 rappresenta un altro caso tipico, per il controllo automatico del dosaggio del materiale che viene pesato su di una bilancia. L'imbuto visibile a sinistra, provvisto di un sistema di chiusura automatica in corrispondenza dell'uscita inferiore, depone una certa quanti-

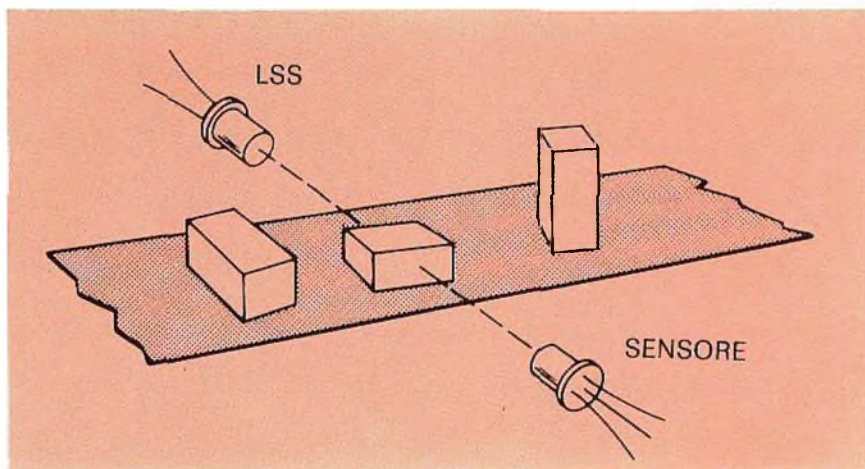


Fig. 6 - Altro esempio di controllo di oggetti mobili su di un nastro trasportatore.

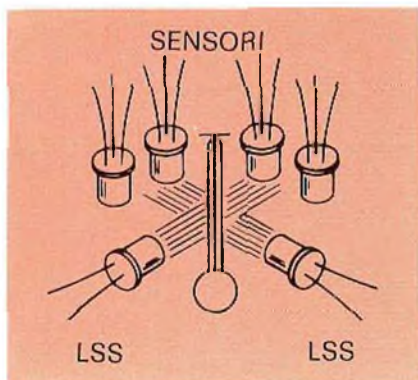


Fig. 7 - Impiego di due lampade solide e di quattro elementi fotosensibili, per controllare elettronicamente l'ampiezza e la frequenza delle oscillazioni di un pendolo.

tà del materiale da pesare in un apposito contenitore, che si trova su di uno dei due piatti della bilancia. Mano a mano che questo materiale si accumula nel contenitore, il peso di quest'ultimo aumenta, e costringe il lato corrispondente della bilancia ad abbassarsi. Raggiunto il peso critico, il pannello opaco che si trova dal lato opposto del braccio oscillante raggiunge la posizione adatta ad intercettare completamente il raggio di luce che la lampada solida invia verso il dispositivo fotosensibile. Non appena il raggio viene intercettato, l'elemento provvede attraverso un'apparecchiatura elettronica adeguata ad interrompere il passaggio del materiale da pesare dal contenitore che lo fornisce a quello che lo raccoglie (sulla bilancia) grazie alla chiusura dell'apposito dispositivo.

L'applicazione illustrata alla figura 10 risulta particolarmente utile per il controllo della posizione di oggetti opachi. Per l'esattezza, si tratta di un disco rotante,

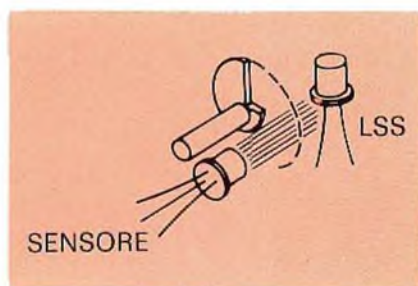


Fig. 8 - Realizzazione di un potenziometro senza contatti elettrici e senza attrito, sfruttando il principio dell'intercettazione variabile di un raggio luminoso.

lungo la cui circonferenza vengono sistemati sul piano gli oggetti nei confronti dei quali viene effettuata l'azione di controllo elettronico.

La lampada solida e l'elemento sensibile costituiscono un metodo di segnalazione, nel senso che — come di consueto — il raggio di luce viene intercettato a causa della presenza dell'oggetto di passaggio.

Il dispositivo di controllo determina o arresta la rotazione del disco, rispettivamente a seconda che l'oggetto si trovi nella posizione prevista o che esso risulti spostato o addirittura assente. Anche questa applicazione è assai utile nelle macchine per il confezionamento automatico di prodotti di varia natura.

La figura 11 illustra infine un altro campo di applicazione riservato alla cinematografia e ad altri campi analoghi, nel senso che permette il controllo diretto ed immediato della regolarità dell'ansa, che impedisce la rottura della pellicola o del nastro scorrevole.

Quando l'avanzamento avviene a scatti, sebbene la bobina fornitrice e quella raccogliitrice ruotino con moto pressoché uniforme, è infatti necessario disporre di un'ansa che permetta di compensare i fenomeni meccanici derivanti dalla diversa natura dei due movimenti combinati, soprattutto a causa degli scatti dovuti ai movimenti di una griffa azionata attraverso un eccentrico.

Se l'ansa si riduce eccessivamente, si verifica quasi sempre la rottura della pellicola trasportata, con arresto automatico della macchina: in altri casi, l'ansa stessa intercetta il raggio di luce prodotto dalla lampada e ricevuto dall'elemento sensibile, i cui terminali fanno capo ad un servo-meccanismo che comanda direttamente il motore che aziona il meccanismo di trascinamento. Non appena l'ansa si riduce tanto quanto basta per permettere al raggio di luce di raggiungere l'elemento fotosensibile, il servo-meccanismo rallenta o accelera la rotazione del motore automaticamente, ripristinando l'ampiezza adeguata della ansa, ed evita così l'arresto della macchina di proiezione, o del dispositivo di trasporto.

Naturalmente, i casi citati ed illustrati non rappresentano che una

piccola parte delle possibilità di impiego, sulle quali avremo modo di dilungarci negli articoli che seguiranno questa prima parte introduttiva. Occorre però precisare che, per chiarire le diverse argomentazioni che saranno oggetto delle note successive, sarà necessario ricorrere ad una terminologia che può non essere del tutto familiare al Lettore, soprattutto in quanto esula in buona parte delle applicazioni elettroniche convenzionali e più note. E' quindi certamente utile, prima di iniziare l'esposizione della teoria di funzionamento e di impiego di questi dispositivi, chiarire il significato dei vari termini tecnici il cui impiego risulterà abbastanza frequente in futuro.

GLOSSARIO DEI TERMINI TECNICI

La letteratura tecnica relativa a questa branca dell'elettronica è assai diffusa, ed è naturalmente in prevalenza in lingua inglese. Per questo motivo, nel glossario che segue, ad ogni termine italiano, elencato in ordine alfabetico, faremo seguire tra parentesi la definizione corrispondente in lingua inglese, che a sua volta precederà la spiegazione in lingua italiana del significato. Le voci italiane in ordine alfabetico sono in neretto, e quelle chiuse tra virgolette sono nella lingua di origine, in quanto non traducibili, nel senso che non esiste ancora un termine italiano corrispondente.

Accettore (Acceptor) - Atomo innestato in un semiconduttore, che «accetta» un elettrone facente parte della struttura del cristallo.

Amplificatore Darlington (Darlington Amplifier) - Struttura complessa di un transistor, realizzata con componenti discreti o in versione integrata, caratterizzata da un alto valore dell'impedenza di ingresso, e da un alto grado di amplificazione.

Angolo critico (Critical Angle) - Il massimo grado di incidenza col quale la luce viene trasmessa da un mezzo ad un altro. La luce che si avvicina all'interfaccia con angoli maggiori di quello critico viene riflessa nuovamente nel mezzo

di provenienza.

Angstrom (Angstrom) - Unità di misura usata prevalentemente per esprimere una lunghezza d'onda, e che viene solitamente espressa mediante il simbolo Å: equivale a 10^{-10} metri.

Banda di conduzione (Conduction band) - Banda di energia parzialmente riempita di un materiale nel quale gli elettroni possono muoversi liberamente, permettendo quindi al materiale di trasportare una corrente elettrica.

Banda di valenza (Valence band) - In un semiconduttore, la banda di energia che si trova immediatamente al di sotto della banda di conduzione, dalla quale risulta separata dalla cosiddetta banda proibita.

Banda proibita (Forbidden band) - Nella teoria delle bande dei solidi, identifica la portata delle energie presenti tra la banda di conduzione e la banda di valenza: con i valori di energia contenuti in questa zona gli elettroni non possono essere presenti.

Candela (Candle) - Unità di intensità luminosa; per l'esattezza, si tratta dell'intensità luminosa della sessantesima parte di un centimetro quadrato della superficie illuminata di un radiatore completamente nero, funzionante alla temperatura di solidificazione del platino.

Candela-piede (Foot-candle) - Altra unità di illuminazione. Viene definita come la luminanza su di una superficie di un piede quadrato, sulla quale esista un flusso uniformemente distribuito di un lumen; equivale ad un valore di illuminazione espresso in lumen per piede quadrato.

Caratteristica intrinseca (Intrinsic Characteristic) - Caratteristiche di un materiale dovute alla natura dello stesso, e che non dipendono dalla quantità delle impurità in esso contenute.

Cavità (Hole) - In un semiconduttore, termine usato per identificare l'assenza di un elettrone; presenta le medesime proprietà elettriche di un elettrone, con la sola differenza che costituisce una carica positiva anziché negativa.

CCS (SCS) - Commutatore controllato al silicio.

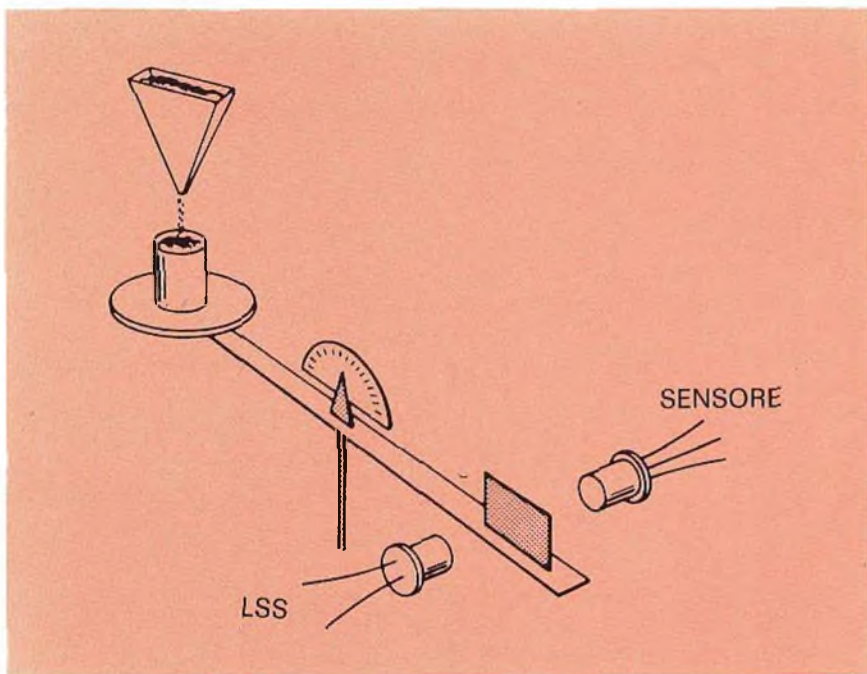


Fig. 9 - Dispositivo automatico fotoelettrico per la determinazione del peso su di una bilancia.

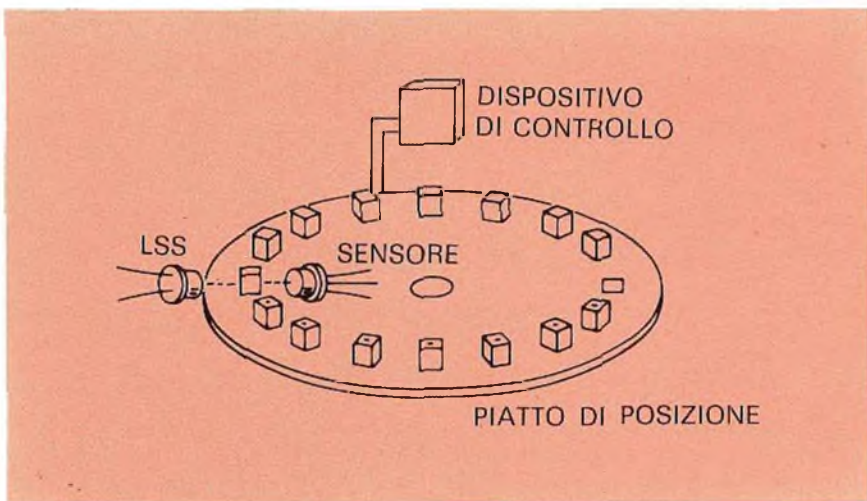


Fig. 10 - Sistema di controllo della posizione di oggetti su di un disco rotante.

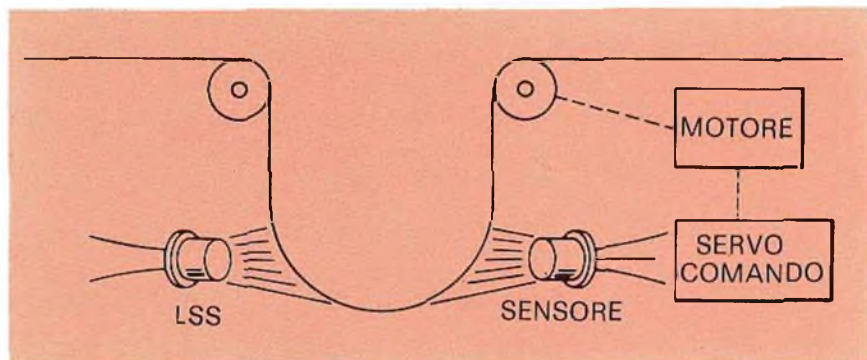


Fig. 11 - Dispositivo di sicurezza per il controllo dell'ampiezza di un'ansa, in un proiettore cinematografico o in un dispositivo di trascinamento di un nastro.

CCSAL (LASCS) - Commutatore controllato al silicio attivato dalla luce; analogo all'RCSAL, ad eccezione del fatto che tutte e quattro le regioni sono accessibili attraverso i terminali di collegamento; si tratta in pratica di un fotocommutatore.

Cellula fotovoltaica (Photovoltaic Cell) - Foto-rivelatore nel quale la luce incidente produce elettricità, per cui non è necessario applicare alcuna tensione di polarizzazione.

«**Chopper**» (Chopper) - Dispositivo che determina una caratteristica pulsante ad un segnale elettrico o ad un raggio di luce, mediante interruzioni regolari aventi una certa frequenza fissa o variabile. Può essere di natura elettronica (circuito «chopper»), o di natura meccanica (ad esempio, un disco rotante munito di fessure periferiche che intercettano ad intermittenza un raggio di luce).

Ciclo di lavoro (Duty Cycle) - Misura dell'effetto della tensione di ingresso ad impulsi applicata ad una lampada. Viene espresso sotto forma di percentuale del periodo di tempo di funzionamento, rispetto al tempo totale.

Circuito AND (AND Circuit) - Circuito logico nel quale tutti gli ingressi devono essere in stato «ON» (segnale presente) per produrre lo stato «ON» in uscita.

Circuito OR (OR Circuit) - Circuito logico nel quale almeno uno degli ingressi deve essere nello stato «ON» (segnale presente) per provocare lo stato «ON» in uscita.

Commutatore unilaterale (Unilateral switch) - (US) - Dispositivo semiconduttore assai simile ad un rettificatore controllato al silicio; svolge la funzione di commutazione con una tensione fissa, determinata dalle sue caratteristiche costruttive interne.

Conduttività (Conductivity) - Misura dell'attitudine da parte di un materiale a condurre una corrente elettrica. Viene solitamente espressa in ohm/metro.

Contatto ad una via, una posizione (Spst contact) - Contatto di un relè monopolare, ad una sola azione di un semplice contatto di chiusura o interruzione di una linea, senza scambio.

Corrente in assenza di luce (Dark current) - Corrente che scorre in un fotorelizzatore quando questo ultimo non percepisce alcuna radiazione luminosa incidente.

Densità di flusso (Flux density) - Misura dell'intensità di un'onda; flusso per unità di superficie normale alla direzione del flusso stesso; numero di fotoni che passano attraverso una superficie nell'unità di tempo, per unità della stessa superficie. Viene espressa in Watt/cm², oppure in lumen/piede².

Diodo (Diode) - Dispositivo semiconduttore che permette il passaggio di una corrente in una sola direzione; si tratta quindi di un rettificatore.

Discreto (Discrete) - Si riferisce ad un componente individuale di un circuito, completo nella sua struttura, come ad esempio una resistenza, un diodo, un condensatore, un'induttanza o un transistor, che viene naturalmente usato come componente individuale e separabile di un circuito più o meno complesso.

Distribuzione spettrale dell'energia (Spectral distribution of energy) - Diagramma illustrante la variazione dell'emissione spettrale rispetto alla lunghezza d'onda. Viene rappresentata dal simbolo E_λ.

Donatore (Donor) - Atomo iniettato in un semiconduttore, che dona, ossia fornisce, un elettrone al semiconduttore.

Drogaggio (Doping) - Processo mediante il quale vengono iniettati degli atomi di impurità (donatori o accettori) in un semiconduttore intrinseco, allo scopo di alterare le proprietà elettriche che caratterizzano quel materiale quando si trova allo stato puro.

dv/dt (dv/dt) - Rapporto di variazione di una tensione rispetto al tempo. E' proporzionale alla corrente in un condensatore.

Elettroluminescenza (Electroluminescence) - In un semiconduttore indica il fenomeno di conversione diretta di energia elettrica in luce.

Emissione spettrale di picco (Peak spectral emission) - Lunghezza di onda in corrispondenza della quale una lampada irradia luce con la massima intensità possibile.

Emittanza (Emittance) - Potenza

irradiata per unità di superficie da una zona piana.

Energia interbanda (Band-gap energy) - Differenza di energia tra la banda di conduzione e la banda di valenza.

Epitassiale (Epitaxial) - Nuovi strati di atomi depositati su di un materiale «ospite», in modo tale che il nuovo strato (appunto epitassiale) continui la struttura cristallina del substrato ospite.

Equilibrio termico (Thermal equilibrium) - Condizione nella quale un sistema cristallino ed i materiali che lo circondano si trovano alla stessa temperatura.

Fattore di lavoro (Duty factor) - Analogo al ciclo di lavoro, ad eccezione del fatto che viene espresso in valore decimale anziché in percentuale. Solitamente calcolato moltiplicando il numero degli impulsi al secondo per la loro larghezza.

«**Flip-flop**» (Flip-flop) - Multivibratore, spesso realizzato sotto forma di circuito logico, caratterizzato da due ingressi e da due stati stabili corrispondenti. La corrente rimane in un determinato stato, finché non viene costretta a variare passando all'altro stato possibile, a seguito dell'applicazione del rispettivo segnale di ingresso.

Flusso (Flux) - Energia che passa attraverso una superficie (energia per unità di tempo); numero dei fotoni che passano attraverso una certa superficie nell'unità di tempo. Viene espresso in lumen o in Watt.

Fonone (Phonon) - «Quantum» di energia termica. Viene usato per contribuire a descrivere la vibrazione termica di una struttura cristallina.

Fosforo (Phosphor) - Materiale in grado di emettere energia luminosa quando viene sollecitato da una energia radiante, come ad esempio un raggio di elettroni in un tubo a raggi catodici.

Fotocommutatore (Photo switch) - Dispositivo solido che si comporta alla stessa stregua di un commutatore di potenza ad alta velocità; viene messo in funzione tramite una radiazione luminosa incidente.

Fotoconduttore (Photoconductor) - Resistenza sensibile alla luce; il valore resistivo solitamente dimi-

Stardrive®

*la soluzione dei vostri problemi
di regolazione di velocità*



IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION
ITALIANA S.p.A.

BORGARO TORINESE

10071 via Liguria 49 - Telefono 49 84 84 (5 linee)
Telex 21257 - Telegr. TLX 21257 Rectifit Borgaro

UFFICIO DI MILANO 20151 via dei Cignoli 3 - T. 30 86 530-30 86 532
UFFICIO DI BOLOGNA 40141 via Francesco Cilea 5 - Telefono 47 88 75
AGENZIA DI ROMA 00194 via Alberico Albricci 9 - Telef. 32 76 4 65

nuisce con l'aumentare dell'intensità della luce incidente.

Fotodiodo (Photodiode) - Dispositivo solido, assai simile ad un diodo comune, ad eccezione del fatto che la luce incidente sulla giunzione «p-n» provoca lo stato di conduzione nel dispositivo. Si comporta come un circuito teoricamente aperto in assenza completa di luce.

Fotone (Photon) - «Quantum» di luce; questo termine viene usato per descrivere le caratteristiche della luce in riferimento alla teoria secondo la quale quest'ultima è costituita da onde.

Fotorivelatore (Photo detector) - Dispositivo elettronico sensibile alle radiazioni luminose incidenti.

Fototransistore (Phototransistor) - Dispositivo allo stato solido simile ad un transistor comune, ad eccezione del fatto che la luce incidente sulla giunzione «p-n» è in grado di controllarne il responso; presenta un guadagno intrinseco ed una sensibilità maggiori di quelli dei fotodiodi.

fri (prf) - Frequenza di ripetizione degli impulsi.

Giunzione «p-n» («p-n» junction) - Superficie di contatto presente tra due materiali adiacenti, di cui uno del tipo «p», ed uno del tipo «n».

Gradiente di potenziale (Potential gradient) - Gradiente di tensione dovuto alla diffusione di cavità e di elettroni, ai capi della regione nella quale si manifesta la presenza della carica spaziale.

Illuminazione (Illumination) - Flusso di luce incidente su di una unità di superficie proiettata; controparte fotometrica dell'irradiazione. Viene espressa in candele-piede o in candele-centimetro.

Impedenza (Impedance) - Rapporto tra la differenza di potenziale (V) applicata ai capi di un circuito o di un componente, e la corrente (I) che scorre attraverso quello stesso circuito o quello stesso componente.

Incandescenza (Incandescence) - Produzione di luce dovuta al passaggio di una corrente elettrica attraverso un filamento di materiale conduttore. La resistenza del filamento nei confronti della corrente fa sì che esso si riscaldi, fino ad emettere energia radiante, una

parte della quale appartiene alla gamma della luce visibile.

Intensità luminosa (Luminous intensity) - Flusso luminoso emesso all'interno di un angolo solido unitario; viene espressa solitamente in candele.

Irradianza (Irradiance) - Quantità di energia irradiata per unità di superficie, incidente su di una superficie. Controparte radiometrica dell'illuminazione; viene solitamente espressa in Watt/cm².

Lambert-piede (Foot-lambert) - Unità di luminanza o di luminosità, definita come luminosità uniforme di una superficie che emette o riflette luce, in misura di un lumen per piede quadrato.

Laser (Laser) - Giunzione meccanicamente allestita in modo da «pompare» con un sistema ottico (amplificando cioè la luce) brevi impulsi di energia di radiazione coerente.

Luce (Light) - Così come è stata definita dalla I.E.S. (Illuminating Engineering Society), si tratta di energia radiante valutata per mezzo del senso della vista; lo spettro visibile è compreso approssimativamente tra lunghezze d'onda di 3.800 e 7.800 Angstrom.

Lumen (Lumen) - Unità di flusso luminoso; il flusso che passa attraverso uno steradiante, proveniente da una sorgente puntiforme che produce luce con intensità di una candela.

Luminescenza (Luminescence) - Emissione di luce dovuta a qualsiasi causa che non sia la temperatura, e che per questo si differenzia dall'incandescenza.

Luminosità (Brightness) - Misura di superficie dell'intensità della luce per unità di area della zona irradiata. Viene solitamente espressa in lambert-piede.

Materiale diretto (Direct material) - Materiale semiconduttore nel quale gli elettroni cadono da una banda di conduzione direttamente nella banda di valenza, per combinarsi con le cavità. Il processo di ricombinazione determina l'immagazzinamento di energia.

Materiale indiretto (Indirect material) - Materiale semiconduttore nel quale gli elettroni non cadono direttamente dalla banda di conduzione alla banda di valenza, ma

— al contrario — cadono in fasi successive, dovute ai livelli di intrappolamento che si riscontrano nella banda proibita.

Materiale intrinseco (Intrinsic material) - Materiale semiconduttore caratterizzato da un numero pari di cavità e di elettroni, ossia non contenente impurità.

Materiale tipo «n» («n» type material) - Materiale semiconduttore nel quale gli elettroni rappresentano i portatori maggioritari di carica; viene determinato a seguito dell'introduzione di atomi donatori.

Materiale tipo «p» («p» type material) - Materiale semiconduttore nel quale le cavità costituiscono i portatori maggioritari di carica; viene determinato a seguito della introduzione di atomi accettori.

Microfonicità (Microphonics) - Disturbo elettrico (rumore) dovuto alle vibrazioni meccaniche di componenti facenti parte di un circuito.

Micron (Micron) - Unità di lunghezza, rappresentata dal simbolo «μ», adottato per esprimere una lunghezza d'onda. Equivale alla milionesima parte di un metro, e quindi alla millesima parte di un millimetro.

Modulazione (Modulation) - Variazione delle caratteristiche di una onda ottenute mediante un'azione di controllo da parte di un'altra onda.

Monocromatico (Monochromatic) - Caratterizzato da un solo colore, vale a dire da una luce avente una sola frequenza ossia un'unica lunghezza d'onda; larghezza di banda assai limitata di una radiazione luminosa.

Onde continue (Continuous wave) - Definisce il sistema di trasmissione detto ad onde persistenti, nel senso che le onde vengono irradiate in continuità, diversamente da quanto accade quando le onde vengono irradiate con una sequenza ad impulsi.

Optoelettronica (Optoelectronics) - Tecnica relativa ai circuiti che implicano l'impiego di emettitori e di rivelatori di luce allo stato solido.

Oscillatore a rilassamento (Relaxation oscillator) - Oscillatore caratterizzato dal funzionamento con

due stati semi-stabili per cui, quando viene costretto a passare da uno stato all'altro, è in grado di ritornare allo stato originale, senza eccitazione esterna, dopo un certo periodo di tempo determinato dal valore della costante di tempo in gioco.

Polarizzazione (Bias) - Tensione applicata ad un dispositivo allo stato solido, per controllare l'intensità della corrente che lo percorre.

Potenziometro (Potentiometer) - Dispositivo usato per misurare, regolare o confrontare tra loro tensioni o correnti.

Radiazione coerente (Coherent radiation) - Radiazione la cui onde risultano tra loro in fase nel tempo e nello spazio.

Radiazione infrarossa (Infrared radiation) - Radiazione la cui lunghezza d'onda è compresa tra 7.800 Angstrom (rosso) e circa 1.000.000 di Angstrom (microonde). Si tratta di radiazioni invisibili per l'occhio umano.

Radiazione non coerente (Non-coherent radiation) - Radiazione nella quale le onde sono tra loro sfasate rispetto allo spazio e/o rispetto al tempo.

Rapporto di ingrandimento (Magnification Ratio) - Per un obiettivo, il rapporto tra le dimensioni dell'immagine proiettata e quelle dell'immagine originale.

RCS (SCR) - Rettificatore controllato al silicio.

RCSAL (LASCR) - Rettificatore controllato al silicio, attivato dalla luce; si tratta di un dispositivo del tipo «p-n-p-n», nel quale la luce incidente svolge la stessa funzione della corrente che scorre attraverso l'elettrodo «gate» in un rettificatore controllato al silicio. Tre delle quattro regioni semiconduttrici sono raggiungibili elettricamente attraverso i terminali esterni adibiti al collegamento ai circuiti dei quali il dispositivo fa parte. Si tratta di un fotocommutatore.

Regione di carica spaziale (Space charge region) - Regione che si trova intorno ad una giunzione del tipo «p-n», nella quale le cavità e gli elettroni si ricombinano senza lasciare portatori di cariche mobili, con una densità di carica diffe-

rente da «zero».

Regione di transizione (Transition region) - Regione che si trova intorno ad una giunzione del tipo «p-n», nella quale i portatori maggioritari di ciascun lato si diffondono attraverso la giunzione per ricombinarsi con le rispettive controparti.

Resistività (Resistivity) - Misura della resistenza di un materiale al passaggio di una corrente elettrica. Viene espressa in ohm/cm.

Responso relativo di un rivelatore (Relative detector response) - Diagramma illustrante il responso (attitudine a rivelare un segnale) in funzione della lunghezza d'onda. Viene espresso mediante il simbolo $D(\lambda)$.

RF (RF) - Radiofrequenza; frequenza di valore compreso tra 50 mila Hz e 30.000 MHz; individua tutto lo spettro delle frequenze impiegate per le radiocomunicazioni e la televisione.

Rivelatore foto-emittente (Photo emissive detector) - Dispositivo a valvola termoionica la cui corrente anodica varia col variare dell'intensità della luce incidente sul catodo.

Schermo ottico (Baffle) - Dispositivo a schermaggio singolo, studiato in modo tale da ottenere la riduzione dell'effetto della luce ambientale su di un sistema di collegamento ad emissione e ricezione di luce.

Semiconduttore (Semiconductor) - Materiale nel quale la resistenza presenta un valore intermedio tra quello che caratterizza i conduttori e gli isolatori.

Sorgente puntiforme (Point source) - Sorgente di radiazione luminosa le cui massime dimensioni sono inferiori alla decima parte della distanza che sussiste tra la sorgente stessa ed il punto di ricezione o di utilizzazione della luce.

Steradiante (Steradian) - Angolo solido che abbraccia una zona sulla superficie di una sfera eguale al quadrato del raggio; in una sfera esistono 4 π steradiani.

Struttura cristallina (Lattice) - Diagramma tri-dimensionale di atomi, che si ripete attraverso l'intera struttura di un cristallo singolo.

Tensione di rottura (Breakdown voltage) - La tensione inversa ap-

plicata ad una giunzione del tipo «p-n», per la quale si ottiene il passaggio di una forte intensità di corrente con aumenti relativamente ridotti della tensione.

Tensione di soglia (Threshold voltage) - Tensione in corrispondenza della quale una giunzione del tipo «p-n» comincia a condurre corrente; in una lampada allo stato solido, identifica la tensione in corrispondenza del cui valore ha inizio l'emissione di luce.

Termostato bimetallico (Bi-metal thermostat) - Dispositivo che reagisce alle variazioni di temperatura, nel quale l'elemento sensibile è una striscia costituita da due metalli diversi tra loro. I due corpi metallici sono saldati tra loro, e si deformano, ossia si curvano, quando la temperatura varia, a causa della differenza tra i rispettivi coefficienti di dilatazione.

Transistore (Transistor) - Dispositivo solido di tipo attivo, che rettificava, amplifica o elabora un segnale elettrico. E' costituito da tre regioni semiconduttrici, del tipo «p-n-p» oppure del tipo «n-p-n», tutte raggiungibili attraverso terminali esterni, che ad esse fanno capo.

Transistore a giunzione singola (Unijunction transistor) - Dispositivo semiconduttore a tre terminali, nel quale esiste una sola giunzione del tipo «p-n»; presenta una caratteristica di resistenza negativa.

Transistore valanga (Avalanche transistor) - Transistore che, quando viene fatto funzionare con una polarizzazione inversa di valore elevato, provoca la produzione a catena di coppie di elettroni e di cavità.

Trasmittanza (Transmittance) - Rapporto tra la potenza radiante emessa da un corpo, e la potenza radiante totale da esso stesso ricevuta.

Valore di diaframma f/ (f/ number) - Nella terminologia ottica, numero che definisce le caratteristiche di un obiettivo; esprime il rapporto tra la lunghezza focale ed il diametro della lente.

Vibrazione di relè (Chatter) - Sequenza di aperture e chiusure dei contatti di un relè, dovuta alle variazioni di intensità della corrente

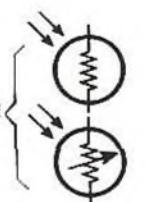
DIODO A FOTO-EMISSIONE
LAMPADA SOLIDA



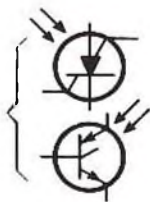
FOTODIODO - BATTERIA SOLARE



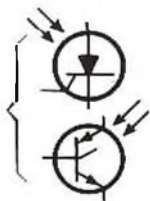
FOTOCELLULA - FOTORESISTORE



COMMUTATORE
CONTROLLATO AL SILICIO
ATTIVATO DALLA LUCE(S)



RETTIFICATORE
CONTROLLATO AL SILICIO
ATTIVATO DALLA LUCE



FOTOTRANSISTORE
PLANARE AL SILICIO

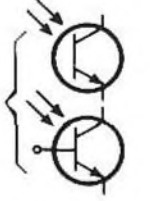


FOTO-AMPLIFICATORE DARLINGTON
PLANARE AL SILICIO



Fig. 12 - Simboli grafici più comuni relativi alle applicazioni fotoelettroniche, e relativo significato.

che scorre attraverso la bobina di eccitazione.

Volt-elettrone (Electron-volt) - Energia assorbita da un elettrone che passa attraverso una differenza di potenziale di 1 V. Equivale ad $1,6 \times 10^{-19}$ joule.

Questo breve glossario comprende tutti i termini tecnici principali di cui verrà fatto impiego nelle argomentazioni che verranno pubblicate in seguito. Per concludere dunque questa nota introduttiva, non ci resta che chiarire anche l'aspetto dei simboli grafici usati per la compilazione degli schemi elettrici relativi ai dispositivi che fanno uso di questi componenti, ed aggiungere una tabella che raggruppa i fattori di conversione tra le diverse unità.

A tale scopo, la figura 12 illustra appunto i suddetti simboli grafici,

precisandone il significato. Si tratta in totale di undici simboli che — tranne alcune varianti di importanza secondaria — sono di impiego pressoché universale.

La tabella che segue elenca invece in tre colonne i metodi di conversione tra le diverse unità di lunghezza. Per meglio intenderci, occorre aggiungere che — per convertire un valore espresso in una delle unità elencate nella prima colonna, in un valore espresso nell'unità corrispondente elencata nella seconda, occorre moltiplicare il primo valore per il fattore contenuto nella terza colonna.

In altri articoli, che seguiranno nei prossimi numeri su queste stesse pagine, verranno chiariti altri interessanti argomenti sul funzionamento e sull'impiego delle lampade solide.

TABELLA DI CONVERSIONE

Per convertire un valore espresso in...	In un valore espresso in...	Moltiplicare il primo per...
Angstrom	Nanometri Millimicron	0,1
Angstrom	Micron Micrometri	0,0001
Nanometri Millimicron	Angstrom	10
Micron Micrometri	Angstrom	10.000
Nanometri Millimicron	Micron Micrometri	0,001
Micron Micrometri	Nanometri Millimicron	1.000

GRUPPO DI DEVIAZIONE A BASSA FREQUENZA

Due dispositivi a forma d'onda - ossia un generatore di forma d'onda e un generatore di rampa possono essere azionati all'unisono come gruppo di deviazione a bassissima frequenza sia per la fase che per la frequenza.

Il generatore di forma d'onda di tipo versatile fornisce segnali di prova per una vasta gamma di misurazioni e produce rampe positive e negative oltre alle normali forme d'onda sinusoidali, quadrate e triangolari. La frequenza della forma d'onda è variabile in modo continuo nell'ambito di 0,0008 a 100 kHz.

Il dispositivo è capace di misurare un normale guadagno a circuito aperto e un ritardo su servosistemi controllati da corrente continua e controllati dalla fase, oltre a fornire segnali del riferimento bifase e di controllo a fasi variabili, a qualsiasi probabile frequenza.

Tra gli attrezzi speciali per la prova dei servosistemi sono inclusi mezzi capaci di erogare cicli singoli di qualsiasi forma d'onda e di arrestarsi in qualsiasi punto del ciclo.

Lo strumento, adoperato insieme al nuovo generatore di rampe, opera come deviatore a bassa frequenza nel modo a funzionamento libero o a deviazione singola, programmato nel secondo caso da un segnale di scatto a 12 V.

Il gruppo combinato fornisce una tensione di rampa variabile tra -10 e $+10$ V a frequenze di deviazione da 0,0005 a 50 Hz; la potenza è ricavata da una presa sul pannello posteriore del generatore di forma d'onda.



l'angolo del CB

CODICI PER CB E RADIOAMATORI

RUMORE DI FONDO (Simbolo N)

Il rumore di fondo in ricezione, è generalmente indicato, nei vari codici, con la lettera «N». Esso è valutato con una scala del tutto simile a quella delle interferenze che abbiamo considerato nella prima parte, e naturalmente è rapportato ad un segnale di riferimento audio:

- 5 = nullo, meno di -40dB, sotto il livello audio di riferimento.
- 4 = debole, tra -30 dB e -40 dB, sotto il livello audio di riferimento.
- 3 = moderato, tra -20 dB e -30 dB, sotto il livello audio di riferimento.
- 2 = forte, tra -10 dB e -20 dB, sotto il livello audio di riferimento.
- 1 = fortissimo, maggiore di -10 dB, sotto il livello audio di riferimento.

Il rumore di fondo di un ricevitore può essere dovuto a molteplici cause, fra le quali ci limitiamo ad indicare le principali:

- 1) Dalla costituzione del ricevitore e specialmente dalle valvole o dai transistori. In questo caso esso non deve essere preso in

considerazione nell'emettere il giudizio sull'emissione ricevuta salvo dei motivi particolari, che dovranno essere chiaramente specificati.

- 2) Da disturbi locali provocati dall'impianto di accensione di motori a scoppio, compresi quelli dei mezzi mobili quali automobili, motoscafi od altri, dalle spazzole dei generatori o motori elettrici, da linee ad alta tensione, da impianti per l'accensione di tubi fluorescenti o di genere similare.
- 3) Da particolari condizioni atmosferiche, che sono state illustrate a suo tempo, che possono avere carattere di continuità o di sporadicità.
- 4) Da disturbi di origine extra terrestre di natura solare, galattica o cosmica. I disturbi galattici sono facilmente confondibili con quelli termici che sono caratteristici degli amplificatori a valvola, ed aumentano sensibilmente sintonizzandosi verso le frequenze più alte della gamma delle onde corte. Essi sono più accentuati nelle ore notturne.

Per stabilire se un disturbo è di origine esterna al ricevitore, in genere è sufficiente staccare l'antenna

dall'ingresso del ricevitore stesso. Se il disturbo persiste con la stessa intensità, dando anzi la sensazione di aumentare, esso sarà senz'altro da attribuire al ricevitore.

EVANESCENZA O FADING (Simbolo F)

Con il termine di evanescenza, sovente indicata con la parola inglese *fading*, si definiscono quelle variazioni di intensità di ricezione che si riscontrano frequentemente.

A questo proposito è opportuno segnalare che nel codice SINPO la lettera P si riferisce al disturbo di propagazione delle onde em. Siccome questo genere di disturbo è difficile da comunicare, si è preferito sostituire al codice SINPO il codice SINFO in cui la lettera F si riferisce per l'appunto al fading.

Le evanescenze dovranno essere indicate con il seguente codice:

- 5 = nulla, da 0 a 1 evanescenze al minuto.
- 4 = leggera, da 1 a 5 evanescenze al minuto.
- 3 = moderata, da 5 a 20 evanescenze al minuto.
- 2 = rapida, da 20 a 60 evanescenze al minuto.

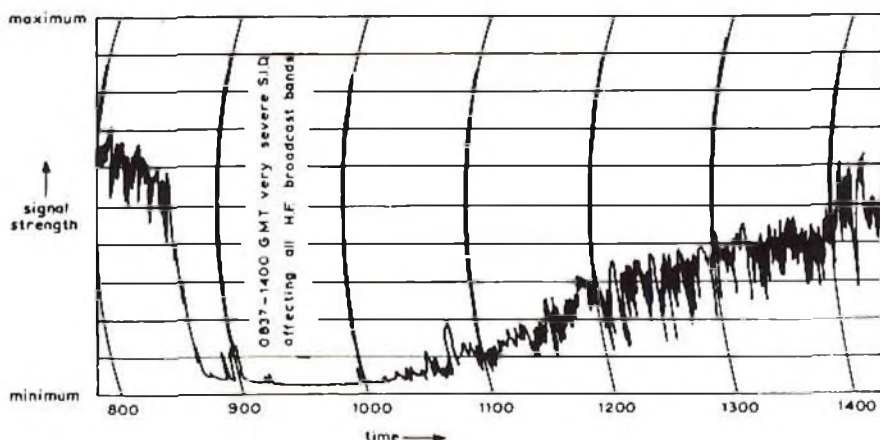


Fig. 1 - Registrazione di un fenomeno di SID's di lunga durata (dalle ore 0837 alle ore 1400) registrata in Inghilterra presso il Centro di Controllo di Tatsfield.

1 = rapidissima, superiore alle 60 evanescenze al minuto.

Le evanescenze, oltre che dalla rapidità con la quale si manifestano sono caratterizzate anche dalla profondità, ossia dal grado di abbassamento di ampiezza, al quale è soggetto un segnale radio.

E' evidente infatti che una evanescenza può essere molto profonda, cioè variare da un massimo di intensità fino ad un minimo anche vicino allo zero, ed avere un ritmo rapido, oppure lento e viceversa, può essere poco profonda ma avere sempre un ritmo molto lento, oppure rapido.

Qualora si desidera segnalare le due caratteristiche, si usa suddividere la lettera F in F ed F' questa ultima serve per indicare la profondità secondo il seguente codice;

5 = trascurabile, da 0 dB a 10 dB;

4 = poco profonda, da 10 a 20 dB;

3 = moderatamente profonda, da 20 dB a 30 dB;

2 = profonda, da 30 dB a 40 dB;

1 = molto profonda, superiore ai 40 dB.

L'evanescenza in genere può presentare le seguenti caratteristiche:

1) Ritmica, cioè una evanescenza che è caratterizzata da affievolimenti regolari e che si riscontra generalmente su segnali aventi intensità piuttosto forte.

2) Irregolare, che rappresenta il tipo più frequente di evanescenza. Si riscontra particolarmente nei collegamenti ad onde corte a media e grande distanza.

3) Fluttuante, evanescenza che è propria delle emissioni di turbolenza ionosferica e che attraversano località in cui sono presenti aurore boreali.

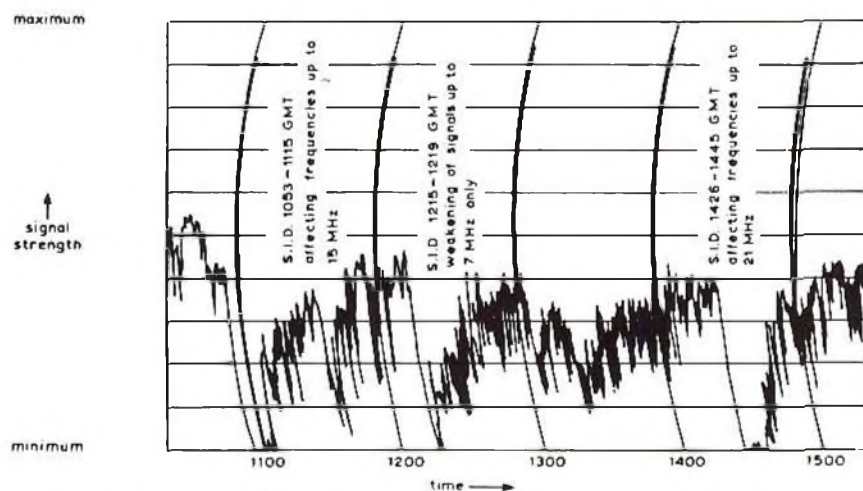


Fig. 2 - Registrazione di tre fenomeni di breve durata nello stesso giorno (ore 1053 ÷ 1115, 1215 ÷ 1219; 1426 ÷ 1445).

4) Selettiva, che, come abbiamo già precisato, provoca l'alterazione delle frequenze anche molto vicine fra loro, come quelle relative alle due bande laterali di un'onda modulata in ampiezza, provocando distorsione di modulazione.

DISTURBO DI PROPAGAZIONE (Simbolo P)

Taluni codici come il codice SIN-PO ed il codice SINPFEMO prendono in considerazione anche il disturbo alla propagazione, il cui giudizio, diciamo subito, è estremamente difficile da emettere, essendo legato strettamente all'esperienza acquisita dall'operatore in fatto di radiocollegamenti a grande distanza.

La difficoltà nel definire questo genere di disturbi è dovuta al fatto che essi dipendono dalla latitudine della stazione ricevente e da quella della stazione trasmittente, dalla sua prossimità a zone di turbolenza ionosferica e dalla direzione del path.

I disturbi alla propagazione possono avere un carattere del tutto temporaneo o sporadico, oppure essere di tipo annuale, giornaliero o stagionale. Ciò naturalmente oltre le solite variazioni che si riscontrano al passaggio dal giorno alla notte e viceversa.

Il codice impiegato per segnalare la «P» è il seguente:

5 = nulla, propagazione normale;

4 = leggera, variazioni stagionali;

3 = moderata, segnali con intensità inferiore al normale, evanescenti;

2 = forte, segnali più deboli del normale. Evanescenze pure anormali.

1 = fortissima, ricezione ionosferica praticamente chiusa.

In linea di massima i principali disturbi che si manifestano nella propagazione delle onde em sono i seguenti:

1) Disturbi di natura ionosferica, che generalmente sono dovuti a fluttuazioni di carattere magnetico legate all'attività solare, e che possono essere presenti sia di giorno che di notte e che in

genere sono molto elevate durante il tramonto e l'alba.

Essi sono sempre la causa di un sensibile affievolimento dei segnali provenienti dagli strati ionosferici che in certi casi possono sparire del tutto.

Quando le anomalie ionosferiche sono piuttosto notevoli, le stazioni che lavorano su frequenze vicine alla MUF, ossia alla massima frequenza usabile (Maximum Usable Frequency), sono costrette a cambiar frequenza e ad impiegare frequenze più basse anche per effettuare collegamenti a grande distanza. Talvolta il disturbo alla propagazione è così intenso che tutta la gamma delle onde corte resta praticamente chiusa al traffico.

Il valore della LUF, ossia la frequenza più bassa utilizzabile (Lowest Usable Frequency) in genere aumenta notevolmente con il crescere del disturbo alla propagazione e pertanto, in queste condizioni, la gamma di frequenze a disposizione per i collegamenti a grande distanza si restringe. E infatti è proprio quando il valore della LUF raggiunge quello della MUF che le comunicazioni sulle onde corte risultano praticamente interrotte.

- 2) Disturbi di propagazione improvvisi e definiti in lingua inglese dalla sigla SID's, sudden ionospheric disturbance, si manifestano con la scomparsa totale dei segnali radio su talune zone della superficie terrestre illuminata dal sole; la loro durata in genere è piuttosto breve. I SID's possono manifestarsi su qualsiasi frequenza e sono dovuti a delle irregolarità della luce solare le quali fanno sentire la loro azione sugli strati ionosferici circa otto minuti dopo che sulla superficie solare si sono verificate le esplosioni che le hanno provocate.

Si ritiene che il fenomeno sia da attribuire ad un rapido aumento della ionizzazione dello strato «D», che assorbe quelle frequenze che in condizioni normali lascia passare verso gli strati superiori.

Nelle regioni nordiche, che si trovano a delle latitudini molto alte, la riflessione delle onde em negli strati ionosferici può essere alterata dalla presenza di tempeste magnetiche o ionosferiche. In questo caso i segnali sono soggetti a delle evanescenze molto rapide e profonde.

Questo fenomeno che è noto con il nome inglese di Fade-out, è definito in genere con le sigle usate dal CRPL (Central Radio Propagation Laboratory), e precisamente:

S-SWF = fade-out improvviso che si ristabilisce gradatamente
low S-SWF = fade out della durata compresa fra 5 e 15 minuti e che si ristabilisce gradatamente.

G-SWF = disturbi di propagazione alternati da periodi di presenza di fade-out e periodi di ritorno alla normalità.

QUALITA' E PROFONDITA' DI MODULAZIONE (simboli E ed M)

La segnalazione di questa caratteristica è prevista naturalmente dal solo codice SINPFEMO. Con la lettera E si indica la qualità che viene trasmessa con il seguente codice:

- 5 = eccellente
- 4 = buona
- 3 = discreta
- 2 = cattiva
- 1 = molto cattiva

La profondità di modulazione, contrassegnata con la lettera M, si segnala invece con il seguente codice:

- 5 = massima (100%)
- 4 = buona (80-90%)
- 3 = discreta (50-80%)
- 2 = bassa (20-50%)
- 1 = bassissima (inferiore al 20% ossia praticamente sottomodulata).

Dalla qualità e dalla profondità di modulazione dipende essenzialmente la intelligibilità dei segnali e specialmente di quelli trasmessi a grande distanza che generalmente sono soggetti a delle evanescenze più o meno profonde.

Ovviamente, il giudizio dovrà essere espresso tenendo conto del servizio a cui la segnalazione deve essere riferita. Infatti una emissione telefonica con larghezza di banda

di 2700 Hz avrà per se stessa una qualità inferiore ad una emissione radiofonica con larghezza di banda di 4500 Hz.

RISULTATO GENERALE DI RICEZIONE (simbolo O)

Il risultato generale, cioè l'overall merit di lingua inglese, serve a definire le condizioni di una data emissione in relazione alle caratteristiche delle varie voci sopra indicate. Esso viene espresso secondo il seguente codice:

- 5 = eccellente, cioè ricezione perfetta;
- 4 = buona, cioè ricezione buona sempre intelligibile.
- 3 = mediocre, cioè intelligibilità ancora possibile;
- 2 = cattiva, cioè intelligibilità saltuaria;

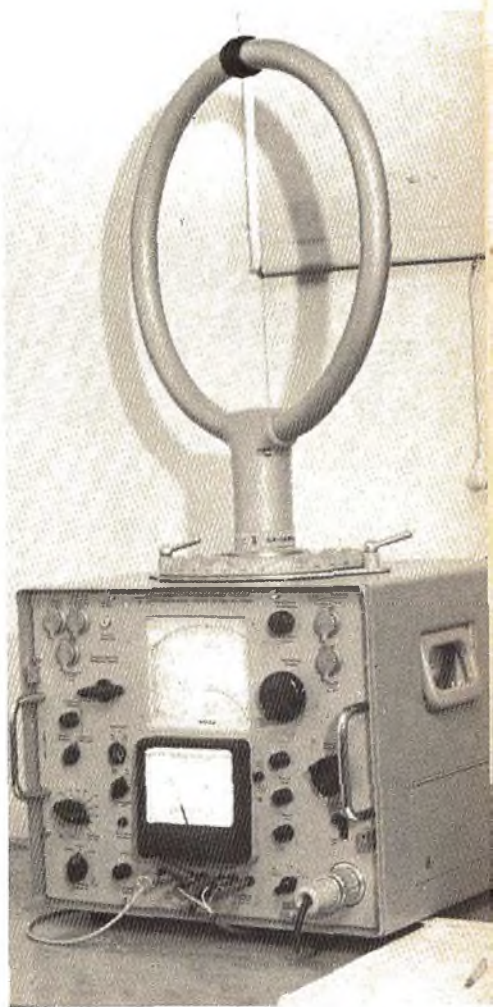


Fig. 3 - Un acerrimo nemico dei CB!

1 = pessima, praticamente non intelligibile.

Nel traffico commerciale i numeri 4 e 5 si riferiscono ad una emissione commerciabile, cioè che può essere senz'altro usata per lo scambio di conversazioni telefoniche fra utenti privati o pubblici. Il numero 3 si riferisce invece ad una emissione discretamente commerciabile, soltanto da parte di radiooperatori o comunque da personale specializzato. I numeri 1 e 2 indicano invece una emissione non commerciabile o comunque di pessima qualità.

Per fare qualche esempio analizziamo qualche gruppo di ipotetiche segnalazioni in codice SINPFEMO e ricaviamone il risultato generale: 4444444; in questo caso è evidente che anche l'ultimo simbolo (O) sarà uguale a 4.

44413XX: in questo caso, pur essendo i segnali in certi momenti forti, essi sono affievoliti, fino a scomparire, da una evanescenza molto profonda e moderatamente rapida, la qualcosa rende difficile emettere un giudizio sulla modulazione (X) e pertanto il risultato generale non può che essere 2 o 1.

A questo proposito è bene far notare che nel codice SINPFEMO la P indica il disturbo di propagazione ma è usata frequentemente per indicare la profondità dell'evanescenza, mentre la F ne indica la frequenza.

DIZIONARIO DELLE PRINCIPALI PAROLE USATE DAI CB (seguito dal n. 3)

Ordine di successione: inglese, italiano, francese, spagnolo, tedesco e russo.

gain - guadagno, gain, ganancia, Verstärkung, usilenje;

general call - chiamata generale, appel général, llamada general, allgemeiner Anruf, vizov vsjem;

grid - griglia, grille, rejilla, Gitter, sjetka;

ground wave - onda di superficie, onde de surface, onda superficial, Bodenwelle, prizemna volna.

holder - zoccolo, douille, portalamparas, Fassung, sokolj;

hum - ronzio, bourdonnement, zum-bido, Brummen, ton peremjenovo toka;

impulse - impulso, impulsion, impulso, Stromstos, impuls;

insulator - isolatore, isolateur, aislador, Isolator, izoljator;

key - tasto, manipolatore, manipulateur, manipulador, Taste, kljuc;

lead-in - entrata d'aereo, entrée de poste, entrada de estacion, Einföhrung, input.

listener - ascoltatore, radioascoltatore, auditeur, radio oyente, Hörer, prijemnij ljubitelj;

low frequency - bassa frequenza, basse fréquence, baja frecuencia, Niederfrequenz, niskaja castota;

matching - adattamento, adaptation, adaptacion, Anpassung, nastrojka;

loud-speaker - altoparlante, haut-parleur, altavoz, Lautsprecher, gromkogovoritelj;

measurement - misura, mesure, medición, Messung, izmerenje;

mobile station - stazione mobile, station mobile, estacion movil, bewegliche Funkstelle, peredviznaja stancija;

noise - rumore, bruit, ruido, Geräusch, sum;

noise level - livello del rumore, niveau de bruit, nivel de ruidos, Störpegel, nivo pomjeh, nivo suma;

output - uscita, débit, salida, Ausgang, viodnaja moscnost;

radiation resistance - resistenza di irradiazione, résistance de rayonnement, resistencia de radiacion, Strahlungswiderstand, soprativljenije radijaciji;

radio-beacon - radiofaro, radiophare, radiofaro, Funkfeuer, radio majak;

receiver - ricevitore, récepteur, receptor, Empfänger, prijemnik;

rectification - rettificazione, raddrizzamento, redressement, rectificación, Gleichrichtung, vipramljenije;

resistance - resistenza, résistance, resistencia, Widerstand, soprotivljenije;

resonance - risonanza, résonance, resonancia, Resonanz, rezonans;

self-excitation - autoeccitazione, au-

toexcitation, autoexcitacion, Selbsterregung, samopobuzdenije;

sensitivity - sensibilità, sensibilité, sensibilidad, Empfindlichkeit, čustvitel'nost;

short-circuit - cortocircuito, court-circuit, cortocircuito, Kurzschluss, korotkoje zumikanije;

sky wave - onda spaziale, onde d'espace, onda de espacio, Raumwelle, prostornaja volna;

stage - stadio, étage, paso, Stufe, kastad;

standing wave - onda stazionaria, onde stationaire, onda stacionaria, stehende Welle, stojasčije volni;

switch - commutatore, interruttore, commutateur, commutador, Schalter, pereključatelj;

test - prova, campione, essai, ensayo, Versuch, proba;

time constant - costante di tempo, constante de temps, constante de tiempo, Zeitkonstante, vremenaja konstanta;

transformer - trasformatore, transformateur, transformador, Übertrager, pereobrazovatelj toka;

transmitter - trasmettitore, émetteur, transisor, Sender, peredatčick;

travelling wave - onda progressiva, onde progressive, onda progresiva, fortschreitende Welle, progressivnaja volna;

tuned circuit - circuito sintonizzato, circuit accordé, circuito sintonizado, abgestimmter Kreis, nastrojenij kontur;

tuning - sintonia, accord, sintonia, Abstimmung, nastrojka;

valve, tube - valvola, tubo, valve, lampara, Röhre, lamp;

voltage - tensione, tension, tension, Spannung, naprijazeniye;

voltmeter - voltmetro, voltmètre, voltmetro, Spannungsmesser, voltmetr;

wave-length - lunghezza d'onda, longueur d'onde, longirud de onda, Wellenlänge, dlina volni;

wavemeter - ondometro, ondemètre, ondometro, Wellenmesser, izmeritelj častoti;

wire - filo, fil, hilo, Draht, provoloka.



a cura di L. BIANCOLI

racsegna delle riviste estere

CORRETTORI DI TONALITA' PER AMPLIFICATORI STEREO AD ALTA FEDELTA'

(Da «Radio Télévision Pratique»)

In un precedente articolo, pubblicato dalla stessa Rivista, sono state fornite numerose indicazioni relative alla costruzione di un preamplificatore-correttore stereo per testine di lettura fonografica di tipo magnetico, oppure per registratore a nastro, in grado di far parte di una catena ad alta fedeltà di un impianto stereofonico a due canali.

I due preamplificatori, per il canale destro ed il sinistro, che sono stati descritti in precedenza, possono perciò precedere amplificatori del tipo a sua volta indicato, sebbene — in tal caso — l'utente non abbia la possibilità di regolare la tonalità dell'ascolto, in quanto non è previsto alcun dispositivo di regolazione a tale riguardo.

Ecco dunque chiariti i motivi per i quali quella descrizione viene completata con l'articolo che qui recensiamo.

Notoriamente, un controllo di tono separato per le frequenze alte e le basse deve essere in grado di provocare fenomeni apprezzabili di esaltazione o di attenuazione di una sola estremità alla volta della gamma di responso, allo scopo di adattare la qualità della riproduzione, ossia il timbro dei suoni riprodotti, ai gusti dell'ascoltatore.

Questo è il motivo principale per il quale i controlli vengono esercitati appunto separatamente per l'estremità bassa della gamma e per l'estremità alta, il che consente di conferire alla curva di responso globale l'andamento voluto.

Oltre a quanto sopra, occorre però considerare che — trattandosi di un impianto stereofonico — i due doppi dispositivi di regolazione devono essere assolutamente identici tra loro, e devono inoltre poter consentire la regolazione in modo indipendente tra un canale e l'altro, allo scopo di consentire all'utente di correggere il timbro anche su di un solo canale, nell'eventualità che egli riscontri la convenienza a procedere in questo senso.

La figura 1 rappresenta lo schema elettrico del doppio dispositivo: la prima cosa che appare subito evidente osservando questo circuito, è che si tratta di due sezioni assolutamente identiche tra loro, aventi in comune soltanto l'alimentazione, che viene applicata al terminale N. 9 di entrambi i circuiti integrati, attraverso un interruttore generale facente capo al punto contrassegnato col N. 13 nello schema.

Se osserviamo ciascuna delle due sezioni separatamente, vediamo che il segnale viene applicato all'ingresso del dispositivo attraverso una capacità del valore di $10\ \mu\text{F}$, al di là della quale esso percorre contemporaneamente due di-

verse strade: la prima passa attraverso una resistenza del valore di $8,2\ \text{k}\Omega$, e procede attraverso la combinazione in parallelo di un potenziometro e di una capacità; dal momento che quest'ultima presenta ovviamente una reattanza capacitiva tanto maggiore quanto minore è la frequenza del segnale, è chiaro che, quando il cursore del potenziometro (indicato col N. 2) si trova in corrispondenza dell'estremità sinistra dello elemento resistivo illustrato (contrassegnata col N. 1), il segnale ivi presente viene prelevato integralmente, ed applicato al terminale N. 1 del circuito integrato attraverso la resistenza R_1 del valore di $33\ \text{k}\Omega$. Quando invece lo stes-

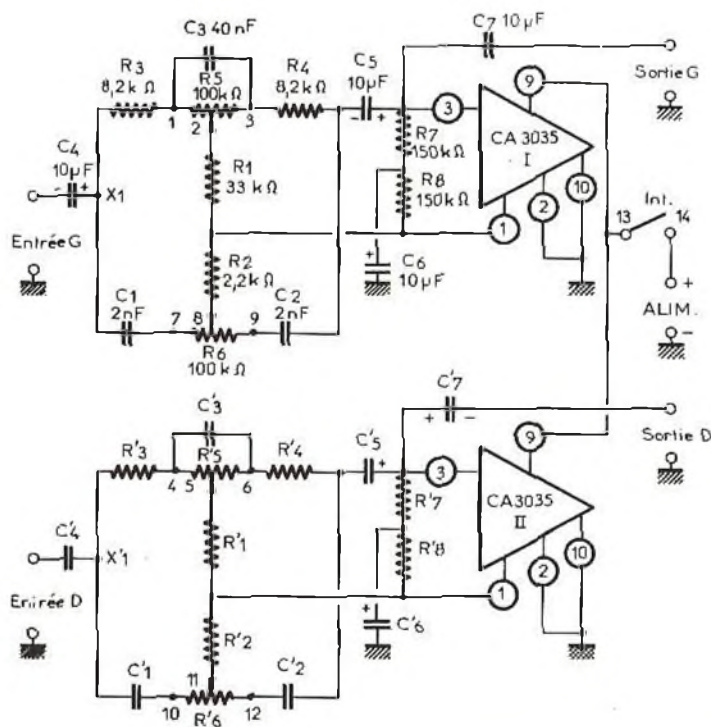


Fig. 1 - Schema elettrico del doppio dispositivo per il controllo separato delle note alte e di quelle basse, in un impianto stereo.

so cursore viene spostato fino a raggiungere l'estremità destra dell'elemento resistivo, vale a dire il terminale contrassegnato col N. 3, il segnale deve passare attraverso la capacità C3, che determina inevitabilmente una certa attenuazione delle frequenze più basse.

Dal lato opposto, il segnale originale passa invece attraverso la capacità C1, del valore di 2 nF, che presenta una reattanza a sua volta in aumento progressivo col diminuire della frequenza, mentre il segnale prelevato al di là di questo valore capacitivo attraverso il potenziometro R6 permette di dosare la ampiezza in funzione delle frequenze elevate.

L'accoppiamento tra i due dispositivi di controllo, tramite la capacità C2, del valore di 2 nF, permette la compensazione necessaria per ottenere anche lo effetto di esaltazione.

Il segnale risultante opportunamente dosato dai due controlli separati, risulta disponibile nel punto di unione tra R1 ed R2, facente appunto capo all'ingresso (terminale N. 1) del circuito inte-

grato, consistente in un amplificatore di Bassa Frequenza.

Se all'ingresso della sezione superiore del dispositivo viene applicato il segnale destinato al canale sinistro, ed allo ingresso della sezione inferiore viene invece applicato il segnale destinato al canale destro, le due uscite risultano disponibili — sempre separatamente, e con la dovuta regolazione — in corrispondenza del terminale N. 3 di entrambi i circuiti integrati, dai quali vengono applicati all'ingresso dell'amplificatore propriamente detto o del preamplificatore successivo, tramite la capacità C7.

Per fornire un'idea appropriata della realizzazione pratica di questo interessante dispositivo, la figura 2 illustra la doppia basetta a circuiti stampati, la cui larghezza viene indicata con dimensioni pressoché naturali dal riferimento visibile in alto. Questo disegno dimostra chiaramente come le sezioni vengano realizzate in versione «gemellare», e mette in evidenza anche la posizione più idonea dei terminali di ingresso e di

uscita, nonché per l'applicazione della tensione di alimentazione.

L'articolo è corredato di altre numerose illustrazioni, che chiariscono sia il sistema di collegamento dei potenziometri per i controlli separati delle alte e delle basse, sia la disposizione dei comandi sul pannello frontale, per stabilirne la massima accessibilità e la massima funzionalità.

Un grafico esprime il comportamento dei due controlli, e mette in chiaro i valori di esaltazione e di attenuazione delle due estremità della banda, in funzione dell'intero spettro delle frequenze utili.

Il testo comprende inoltre un paragrafo dedicato alla verifica del funzionamento a montaggio ultimato, ed alcune osservazioni attraverso le quali è possibile apportare al dispositivo ulteriori miglioramenti. (7112).

REALIZZAZIONE DI UN DECODIFICATORE STEREO FM SENZA BOBINE (Da «Le Haut Parleur»)

Il sistema di trasmissione stereo multiplex è ormai in ufficiale adozione nel mondo, intero, ed anche nel nostro Paese sono da tempo in atto trasmissioni che — se pure a carattere sperimentale — permettono di giudicare su basi eminentemente pratiche la qualità del sistema.

Il segnale composto che questo sistema rende disponibile all'uscita dello stadio discriminatore di un ricevitore a modulazione di frequenza deve essere applicato ad un decodificatore stereofonico, allo scopo di far apparire i segnali separati per il canale destro e per quello sinistro.

A tale scopo, è sufficiente disporre di circuiti relativamente semplici, tramite i quali viene isolato il segnale pilota, e viene ristabilita la sottoportante soppressa.

La figura 3 rappresenta sotto tale aspetto lo schema a blocchi di un dispositivo di questo genere: in esso, uno stadio amplificatore effettua contemporaneamente la separazione dei tre segnali. Un filtro passa-basso lascia passare i segnali di frequenza inferiore a 15 kHz, ossia il segnale G (sinistro) + D (destro), applicato ad un demodulatore che ristabilisce i due canali; un filtro passa-alto lascia invece passare senza attenuazione apprezzabile i segnali aventi una frequenza superiore a 3 kHz, ed applica le frequenze delle bande laterali dei segnali G - D al rivelatore.

Successivamente, un circuito sintonizzato sulla frequenza di 19 kHz permette il passaggio della portante, che viene applicata ad uno stadio amplificatore, il quale — a sua volta — provoca il funzionamento di un circuito duplicatore di frequenza, sintonizzato sulla frequenza di 38 kHz.

Questo segnale viene successivamente aggiunto alle due bande laterali, ristabilendo in tal modo completamente il segnale G-D.

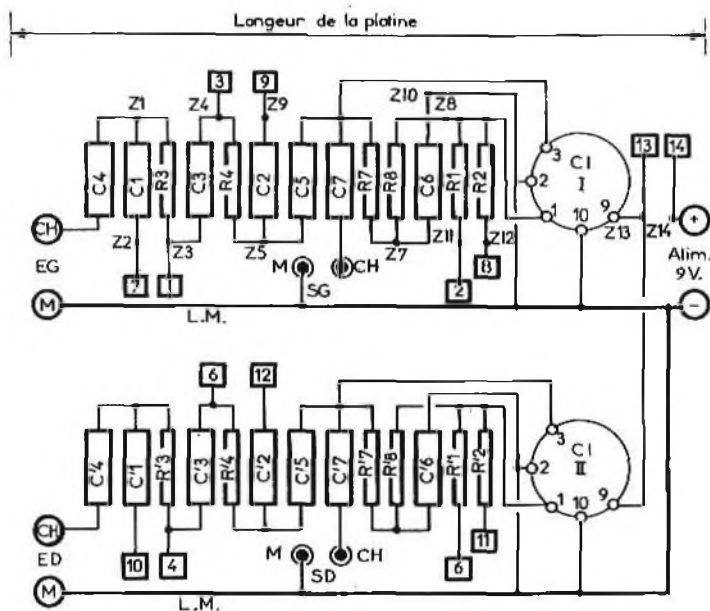


Fig. 2 - Disposizione dei componenti su di una basetta a circuiti stampati, per la realizzazione del circuito di cui alla figura 1.

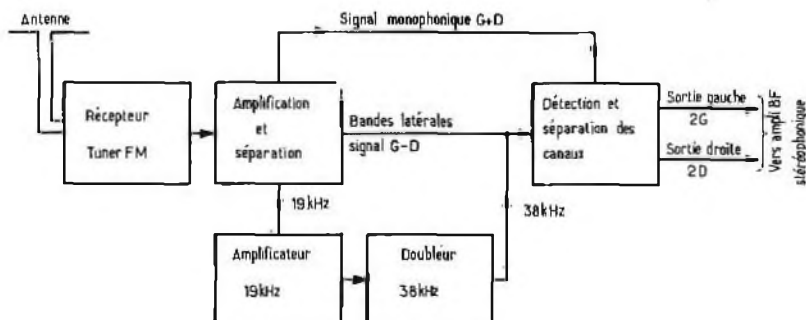


Fig. 3 - Schema a blocchi del sistema di decodificazione stereo in FM di normale impiego.

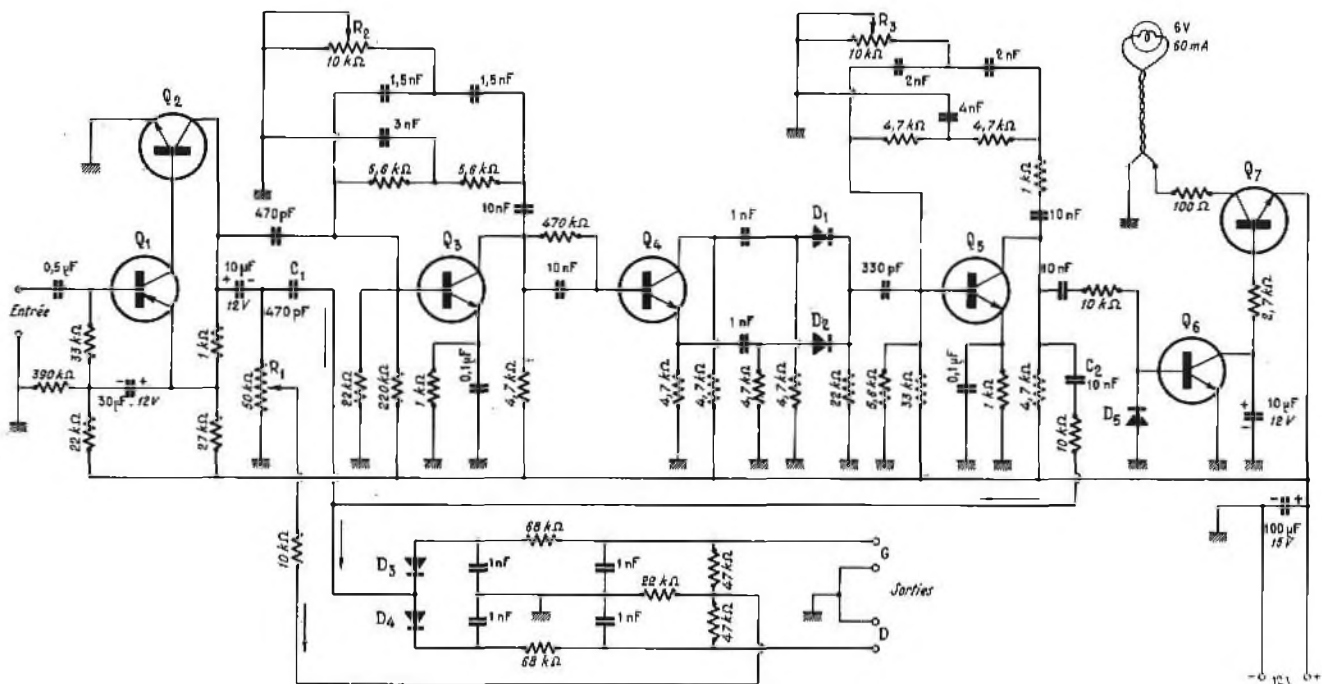


Fig. 4 - Circuito elettrico del decodificatore descritto nell'articolo al quale si riferisce la recensione.

Dopo questa introduzione, che richiama il principio della decodificazione stereo a modulazione di frequenza, lo Autore descrive in un paragrafo successivo il principio di funzionamento del nuovo circuito che viene proposto, e che riportiamo qui alla **figura 4**. In pratica, si tratta di una sezione di decodificazione che comprende in totale sette transistori, cinque diodi, e pochi altri componenti. Il segnale complesso di ingresso, tramite una capacità del valore di 0,5 µF, viene applicato alla base di Q1, e risulta disponibile in parte sul cursore del potenziometro R1, del valore di 50 kΩ. Il segnale disponibile in questo punto, opportunamente dosato, viene applicato al centro di un partitore di tensione, attraverso il quale si ottiene la disponibilità dei due canali, i cui segnali risultano presenti ai capi di due resistenze di carico, entrambe del valore di 47 kΩ.

I segnali di uscita, per il canale sinistro (G) e per il canale destro (D) vengono prelevati appunto ai capi di questa sezione, mentre la restante parte del circuito, costituita dai transistori compresi tra Q3 e Q7, provvede a svolgere altre importanti funzioni.

Un paragrafo viene dedicato alla descrizione dello schema, e chiarisce la funzione di tutti gli stadi e della maggior parte dei componenti, dopo di che vengono descritti i dettagli costruttivi e di messa a punto. Per quanto riguarda il completamento della parte schematica, la **figura 5** riproduce lo schema elettrico dell'alimentatore provvisto di transistor di regolazione del tipo AD 149, che rende disponibile all'uscita una tensione continua e stabile del valore di 12,5 V. Questa tensione viene applicata al circuito di figura 2, tra gli appositi

terminali, visibili in basso a destra, e precisamente ai capi di un condensatore elettrolitico del valore di 100 µF, adatto ad una tensione di lavoro di 15 V, che provvede a sopprimere l'eventuale ondulazione residua che risultasse sovrapposta alla tensione continua di alimentazione.

La nota è stata rielaborata da un articolo pubblicato su Radio Electronics, nel numero di Marzo dello scorso anno. (7111).

IL NASTRO MAGNETICO AL BISSIDO DI CROMO (Da «Hi-Fi Stéréo»)

E' già da molto tempo che si parla diffusamente dell'impiego del biossido di cromo, la cui formula è CrO₂, come pigmento per la fabbricazione di nastri magnetici.

I primi tentativi di impiego del cromo come materiale per questa applicazione risalgono al 1960, ma non fu che nel 1966 che si ottenne alla fine la possibilità di produrre questo pigmento sotto una forma che ne permettesse l'impiego per la fabbricazione di nastri magnetici di una certa utilità pratica.

I nastri ottenuti con l'uso di questo materiale presentano netti ed indiscussi vantaggi sui nastri preparati con i pigmenti magnetici di tipo convenzionale.

L'articolo descrive dettagliatamente sia i concetti sui quali si basa la fabbricazione di questo nuovo tipo di nastro, sia gli sviluppi che esso ha subito fino a raggiungere gli attuali perfezionamenti, con l'aiuto di numerose illustrazioni. Tra queste, riproduciamo in primo luogo alla **figura 6** l'ingrandimento di micro-fotografie che denotano la struttura di un nastro realizzato con l'impiego del biossido di cromo (a sinistra), confrontandola con quella di un nastro allestito invece impiegando ossido di ferro di tipo normale (a destra).

Tra le due fotografie, il particolare di maggiore evidenza consiste nella maggiore densità delle particelle sottoposte all'energia magnetica, il che rende immediatamente l'idea di quale sia il vantaggio che il nuovo tipo di nastro offre, soprattutto per quanto riguarda il rapporto tra segnale e rumore, ed il responso alla frequenza in funzione della velocità di scorrimento.

Il grafico di **figura 7** illustra invece il confronto tra le curve di responso.

Fig. 5 - Schema elettrico della sezione di alimentazione, adatta al funzionamento del circuito di cui alla fig. 4.

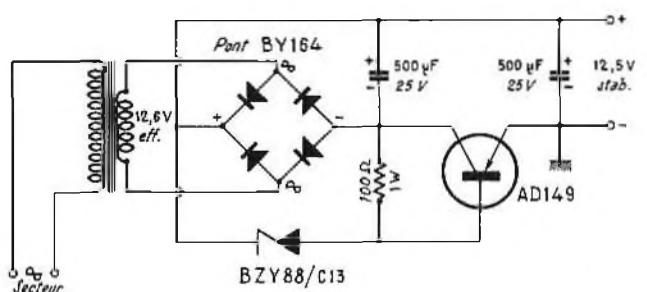




Fig. 6 - Fotografie con forte ingrandimento, che permettono di confrontare le caratteristiche strutturali del nastro al biossido di cromo (a sinistra) con quelle del nastro ad ossido di ferro (a destra).

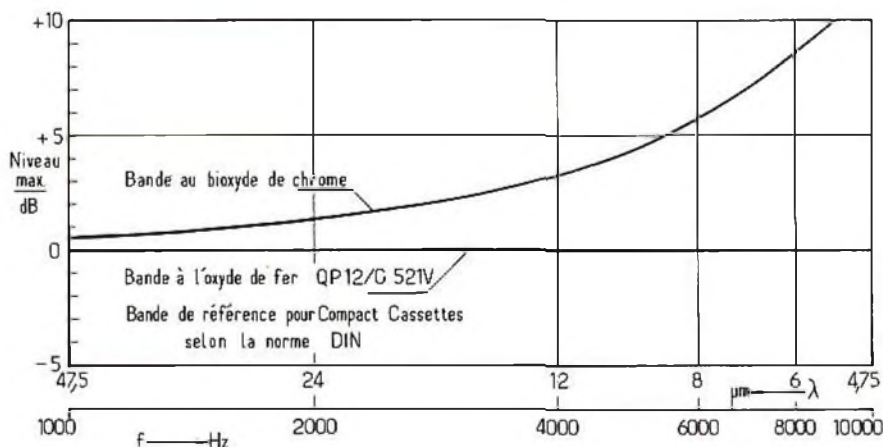


Fig. 7 - Grafico illustrante il diverso comportamento del nastro al biossido di cromo rispetto al nastro ad ossido di ferro, soprattutto per quanto riguarda le frequenze elevate.

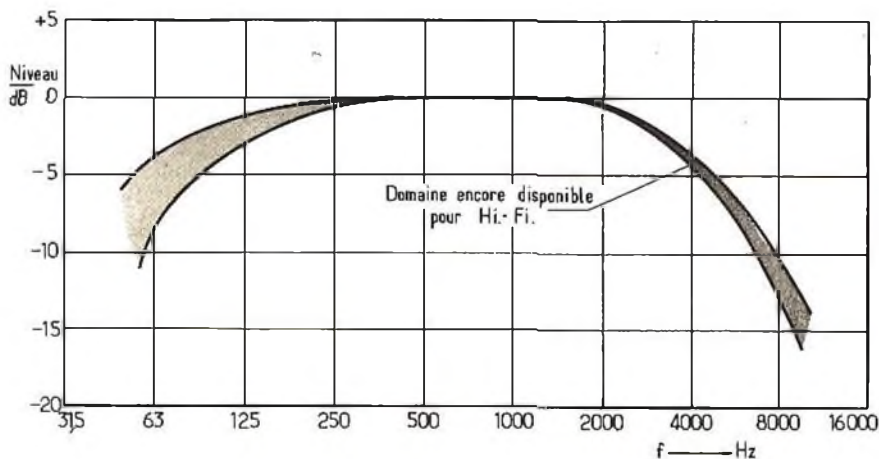


Fig. 8 - Altro grafico illustrante il comportamento dinamico del nastro al biossido di cromo, nei confronti delle frequenze comprese tra 31,5 e 16.000 Hz.

ossia tra i diversi comportamenti del nastro ad ossido di ferro del tipo QP12/C521V e del nastro al biossido di cromo, in base alle variazioni del livello massimo del segnale, espresse in dB sulla scala verticale di sinistra, in funzione della frequenza espressa in Hertz, sulla scala orizzontale inferiore, da un valore minimo di 1.000 ad un valore massimo di 10.000.

La curva inferiore rettilinea, riferita appunto al nastro ad ossido di ferro, denota un comportamento lineare al livello di 0 dB, mentre quella del nastro al biossido di cromo (superiore) denota un notevole aumento del livello del segnale, con l'aumentare della frequenza.

Il grafico di figura 8 illustra invece un'altra caratteristica particolare, anche essa riferita al comportamento dinamico del nastro: esso mette infatti in evidenza, sempre con l'espressione del responso in funzione del livello del segnale registrato espresso in dB, e della frequenza espressa in Hertz, nella gamma compresa questa volta tra 31,5 e 16.000 Hz, l'attitudine alla registrazione ancora disponibile nel campo dell'alta fedeltà, per le frequenze più elevate, nonostante i livelli del segnale, che possono raggiungere entità apprezzabili.

L'articolo descrive quindi con una certa profondità le proprietà e le caratteristiche del nastro al biossido di cromo, ne chiarisce il vantaggio di impiego nelle cartucce (o cassette, che dir si voglia), ed esprime in chiari termini la differenza che sussiste tra gli apparecchi adatti al funzionamento con nastri al biossido di cromo, e gli apparecchi adatti invece al funzionamento con i nastri di tipo convenzionale.

E' infatti prevedibile che — a causa delle caratteristiche del nuovo tipo di nastro, assai diverse e vantaggiose — si rendano necessarie modifiche corrispondenti del comportamento dei circuiti elettronici di amplificazione (soprattutto agli effetti dell'equalizzazione standardizzata) per adattare le prestazioni del registratore al nuovo nastro, sia sotto il profilo della registrazione, sia sotto quello della riproduzione.

Alcune interessanti osservazioni vengono fatte per quanto riguarda la cancellazione dei segnali precedentemente registrati, e vengono esposte le norme DIN relative al campo dell'alta fedeltà per gli apparecchi funzionanti a cartuccia, adatti all'impiego del nuovo nastro.

In sostanza, conclude l'articolo, il nastro al biossido di cromo comporta un miglioramento importante nella qualità per i registratori funzionanti a cartuccia. La norma DIN 45500 (Hi-Fi) potrà essere soddisfatta sugli apparecchi modificati opportunamente. Nella maggior parte degli apparecchi di tipo normale, si ottiene però del pari un netto miglioramento delle prestazioni grazie allo impiego delle cartucce contenenti nastro al biossido di cromo. Su questi apparecchi la cancellazione pone però alcuni problemi ai quali è necessario prestare la dovuta attenzione.

La qualità delle cartucce pre-registra-

te sarà nettamente migliorata con l'impiego del nastro al biossido di cromo. Sugli apparecchi muniti di un dispositivo di riduzione del rumore di fondo (ad esempio funzionanti col sistema Dolby), le cartucce contenenti nastro al biossido di cromo costituiscono un complemento ideale, in quanto risulta in tal caso possibile ottenere la brillantezza acustica dei dischi nei passaggi di musica a forte amplificazione. (7112).

METODO DI SOSTITUZIONE DI UN TRASFORMATORE MEDIANTE UN THYRISTORE (Da «Electronique Professionnelle»)

Per comprendere l'interesse del problema posto nel titolo dell'articolo, relativo all'adattamento di impedenza senza l'ausilio di trasformatori, occorre innanzitutto considerare il circuito di conversione di tensione continua, che riproduciamo alla figura 9.

Il thyristore Th è inattivo durante un periodo di tempo indicato dalla lettera greca τ , e funziona in stato di commutazione forzata: di conseguenza, il dispositivo di estinzione non viene rappresentato in quanto — in questo stadio della esposizione — complicherrebbe inutilmente lo schema, con evidenti conseguenze dannose agli effetti didattici.

La tensione di alimentazione V_1 viene dunque applicata durante un periodo di tempo τ sul carico rappresentato da una resistenza R e da una induttanza indicata a sua volta col simbolo L.

Il valore medio della tensione presente ai capi del carico risulta quindi pari a:

$$V_2 = V_1 \times \tau / T$$

Partendo dal presupposto che la lunghezza del periodo di tempo T sia ridotta rispetto al rapporto L/R, ciò corrisponde ad una condizione di funzionamento con frequenze assai elevate. Il valore medio della corrente i_2 che circola nel diodo di ricupero D, mentre il thyristore è disattivato, può perciò essere considerato come costante durante il tempo T - τ , e pari al valore medio di i_1 .

Queste sono le premesse in base alle quali viene chiarito il principio che permette di sfruttare un thyristore per ottenere l'effetto di trasformazione, e quindi l'adattamento di impedenza tra due diversi circuiti. Una volta chiarito l'interesse del problema agli effetti dello adattamento di impedenza, l'Autore illustra lo studio di un circuito assai semplice, costituito soltanto da due componenti induttivi, da una capacità, un diodo normale ed una resistenza, e — naturalmente — da un rettificatore controllato al silicio, attraverso il quale viene ottenuto l'effetto desiderato.

L'argomento prosegue poi con lo studio teorico nel quale l'Autore dimostra attraverso ragionamenti eminentemente matematici l'esattezza di quanto viene affermato nel testo, per passare poi ad un esempio pratico di realizzazione, come quello che qui illustriamo alla figura 10. Per l'esattezza, si tratta di un trasformatore a thyristore adatto all'alimentazione di una lampada.

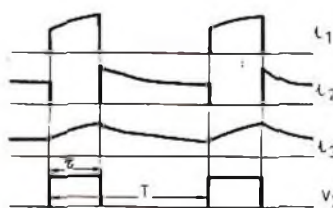
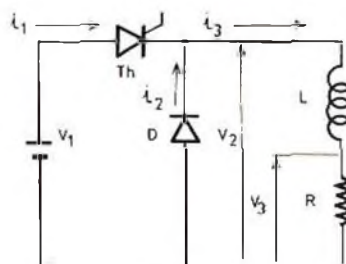


Fig. 9 - Esempio di impiego di un thyristore in un convertitore di tensione continua (in alto), e grafico illustrante lo andamento delle correnti e delle tensioni (in basso).

mentazione di una lampada. In questo circuito, il diodo D, serve quasi esclusivamente come dispositivo di protezione contro le sovratensioni: le caratteristiche delle bobine sono le seguenti:

L1 = 20 spire di rame smaltato, di diametro adatto all'intensità della corrente che in esso scorre, avvolte su di un diametro di 30 mm.

L2 = 50 spire di rame smaltato del diametro di 1,5 mm, avvolte su due dispositivi del tipo «cofelec».

L'articolo è corredato anche di altre numerose illustrazioni, tra cui sei riproduzioni di oscillogrammi, che illustrano rispettivamente l'andamento della corrente e della tensione presente ai capi del thyristore per una frequenza di eccitazione di 5 kHz, con un carico di 6 Ω ; l'andamento della tensione presente ai capi del thyristore nelle medesime condizioni precedentemente citate, ma con una frequenza di 1,5 kHz; la variazione della tensione, sempre presente ai capi del thyristore, con un carico di 2 Ω ; la variazione di tensione che si manifesta ai capi di C1, con le caratteristiche di funzionamento di cui al primo oscillogramma; l'andamento

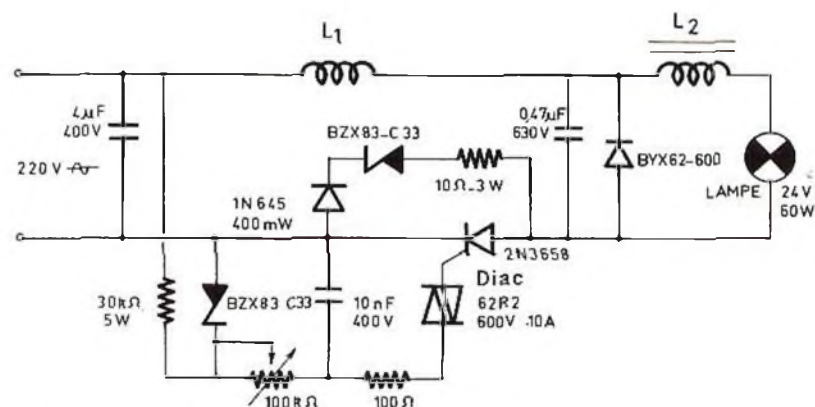


Fig. 10 - Schema elettrico tipico di un trasformatore a thyristore, adatto per l'alimentazione di una lampada.

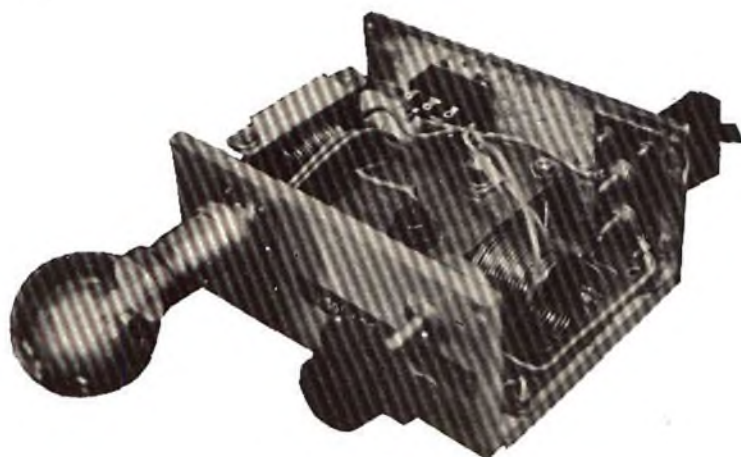


Fig. 11 - Fotografia che mostra l'aspetto dell'apparecchiatura completa, il cui circuito è stato illustrato alla figura 10.

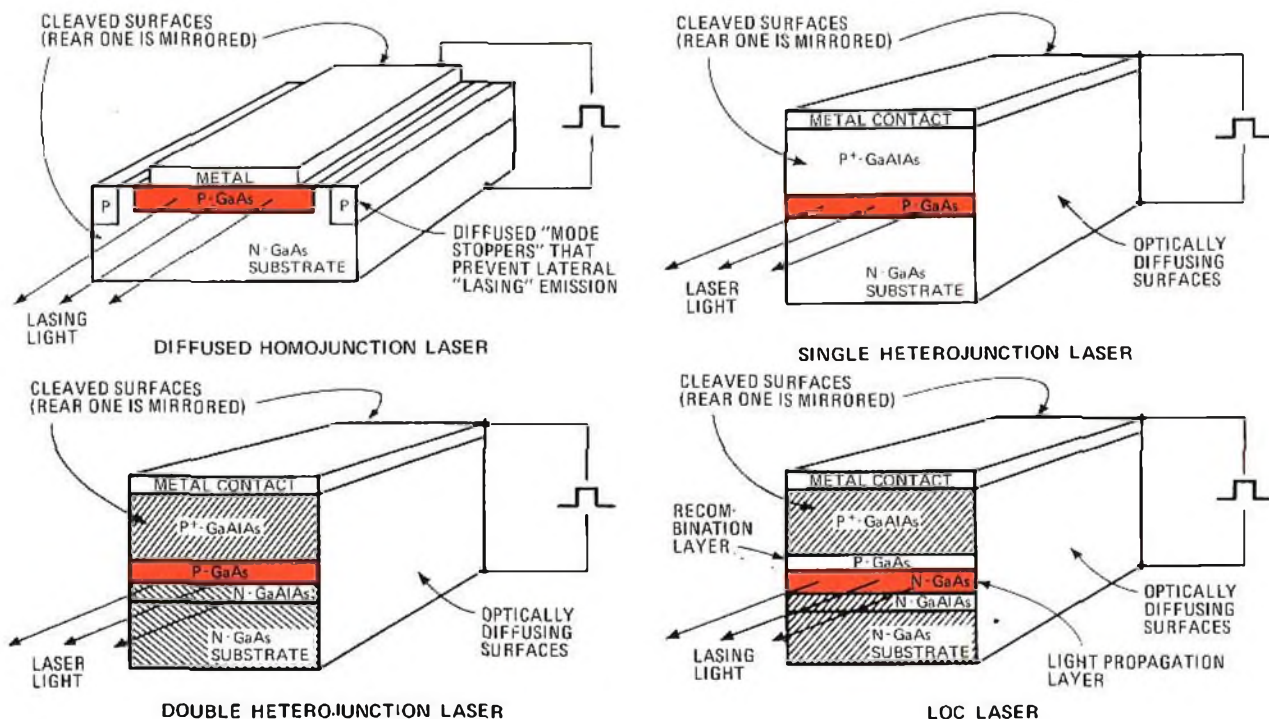


Fig. 12 - Quattro disegni illustrano quattro diversi sistemi di allestimento di un dispositivo Laser, e precisamente mediante il metodo ad omogiunzione diffusa (in alto a sinistra), ad eterogiunzione doppia (in basso a sinistra), e col sistema «LOC» (in basso a destra).

della corrente con un carico resistivo di $6\ \Omega$ e con una tensione di alimentazione di 140 V, ed infine l'andamento della corrente in un carico resistivo di $6\ \Omega$, con una tensione di 140 V, ma con una frequenza di 15,5 kHz.

La figura 11 che riportiamo dall'articolo recensito è una fotografia che illustra l'aspetto tipico del circuito di figura 10, così come è stato realizzato secondo i concetti espressi nell'articolo.

Si tratta in pratica di un trasformatore a thyristore, che permette di sostituire vantaggiosamente numerosi trasformatori di tipo classico. L'Autore dell'articolo conclude alla fine esprimendo la sua speranza che — con quanto egli ha affermato e dimostrato — risulti possibile dimostrare le prospettive che si presentano agli effetti dello sfruttamento delle caratteristiche dei thyristori come adattatori di impedenza, almeno per quanto riguarda i tecnici che si occupano dello studio e della pratica realizzazione — sperimentale o industriale — di nuove applicazioni. (7112).

I DIVERSI MODI PER PILOTARE UN LASER AD INIEZIONE FUNZIONANTE AD IMPULSI (Da «Electronics»)

La struttura a cavità ottica di grandi dimensioni, che è stata recentemente sviluppata per il laser ad iniezione funzionante a diodi, non presenta soltanto un maggior rendimento ed una maggiore potenza, ma implica maggiori esigenze nei confronti del circuito di pilotaggio.

In pratica, tutti i diodi per laser funzionanti ad impulsi richiedono impulsi

di corrente di altissima qualità.

Sotto questo aspetto, questi dispositivi differiscono da quelli che vengono raffreddati ad una temperatura inferiore a 150 °K, che possono funzionare con variazioni di corrente assai pronunciate.

Un altro argomento di notevole importanza che viene preso in considerazione è riferito al controllo accurato della larghezza degli impulsi, vale a dire della loro durata. Per una particolare struttura del dispositivo, la larghezza ottimale degli impulsi viene determinata in parte dal «quenching», ed in parte da un meccanismo di funzionamento che viene definito catastrofico, che sembra non sia stato perfettamente compreso.

Sostanzialmente, col termine «quenching» si intende la perdita completa dell'uscita di natura ottica, provocata dall'aumento di temperatura durante lo impulso, mentre per meccanismo di funzionamento catastrofico si intende il fatto che — per una determinata ampiezza della giunzione emittente, e per un determinato spessore della stessa, la larghezza degli impulsi e la relativa altezza devono essere correlate con una reciproca proporzione inversa.

Dopo l'introduzione che abbiamo qui sintetizzato, l'Autore cita sei diversi modi per risolvere il problema, ed analizza con numerose illustrazioni costituite da circuiti elettrici e dalla relativa curva di responso il comportamento del dispositivo in varie condizioni di funzionamento. Ad esempio, vengono presi in considerazione i circuiti convenzionali ad impulsi funzionanti a valvole, un circuito di tipo analogo, ma funzionante invece con transistori, attraverso lo

sfruttamento del fenomeno «valanga», altri tipi di circuiti convenzionali a transistori, un circuito del tipo a scarica attraverso un rettificatore controllato al silicio, un circuito complesso a transistori del tipo che sfrutta le variazioni di potenza in base al citato fenomeno «valanga», ed infine i circuiti ad impulsi di natura meccanica, di normale impiego nelle linee di trasmissione.

L'ultimo paragrafo che correda l'articolo è intitolato in modo assai significativo «L'ultima parola sui diodi Laser».

I recenti progressi conseguiti nel campo dei Laser ad iniezione sono stati numerosi e rapidi. Probabilmente, il perfezionamento più significativo è quello dei diodi ad eterogiunzione, contraddistinti dalla sigla (AlGa)As-GaAs, che possono funzionare con notevole rendimento della temperatura ambiente.

Sotto questo punto di vista, la figura 12 chiarisce appunto la struttura di vari dispositivi di questo tipo, e precisamente il caso del Laser ad omogiunzione diffusa, il tipo ad eterogiunzione singola, il tipo ad eterogiunzione doppia, ed il laser «LOC».

L'Autore conclude infine la nota affermando che i migliori circuiti agli effetti delle rispettive prestazioni sono quelli che si basano sull'impiego dei rettificatori controllati al silicio, i circuiti convenzionali a transistori, ed i circuiti ibridi a transistori di potenza del tipo a valanga. Tutti e tre questi tipi possono però produrre impulsi di notevole entità, sia agli effetti della larghezza che agli effetti dell'ampiezza, con ritmi di ripetizione elevati.

a cura di P. SOATI



i lettori ci scrivono

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

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

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

* Per gli abbonati l'importo è di sole lire 1.000.

un alimentatore stabilizzato che sia in grado di fornire la tensione di 12,6 V - 2 A, come è previsto dallo schema elettrico di figura 1.

Quando si utilizza un'unica sorgente di alimentazione è però necessario agire in modo che il ricevitore sia messo in funzione con un certo ritardo rispetto all'accensione della lampadina, allo scopo di consentire a quest'ultima di raggiungere l'emissione luminosa di regime.

Infatti, se i due apparecchi, ricevitore e trasmettitore, fossero accesi contemporaneamente, la lampadina richiederebbe un certo tempo prima di raggiungere il giusto grado di luminosità ed il ricevitore, durante questo intervallo di tempo, si comporterebbe come se il fascio

luminoso fosse interrotto, facendo scattare il relè e con esso il dispositivo di allarme.

Per evitare questo inconveniente nel circuito di alimentazione, al quale si riferisce la figura 1, è stato inserito un relè tipo G.B.C. GR-0080, i cui contatti, che sono collegati all'alimentazione del ricevitore, si chiudono con un certo ritardo che dipende dalla costante RC, dovuta al resistore da 82 Ω , 1 W e al condensatore elettrolitico da 4000 μ F.

Questo accorgimento consente pertanto che il ricevitore sia alimentato soltanto quando la lampadina del proiettore è perfettamente accesa.

Come alimentatore si dovrà usare il modello G.B.C. TS/2586-00 con uscita a 12,6 V - 2 A.

Sig. PARETI G. - Roma Allarme a raggi infrarossi

L'allarme antifurto a raggi infrarossi realizzabile mediante la scatola di montaggio AMTRON UK895, inizialmente era stato progettato per essere alimentato a 12 V (8 pile in serie da 1,5 V ciascuno), per quanto concerne il ricevitore mentre la lampada del proiettore doveva essere alimentata a 6 V tramite un trasformatore riduttore il cui primario era collegato alla rete a 220 V.

Per semplificare l'installazione del dispositivo di allarme la AMTRON fornisce adesso la lampadina con filamento a 12 V, in modo da rendere possibile l'alimentazione delle sezioni trasmettente e ricevente dalla stessa fonte. Ciò infatti dà la possibilità di utilizzare

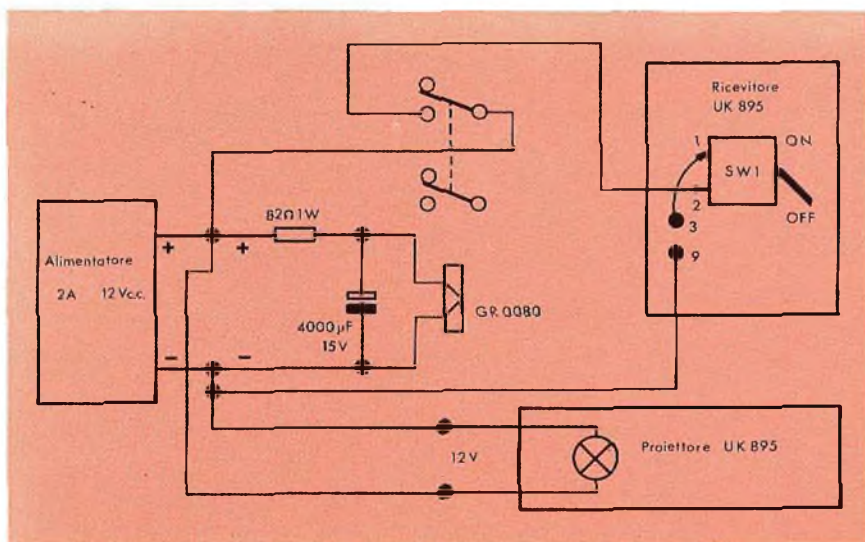


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito d'alimentazione dell'allarme antifurto a raggi infrarossi UK 895, con relè ritardatore G.B.C. GR/0080-00 e alimentatore G.B.C. TS/2586-00.

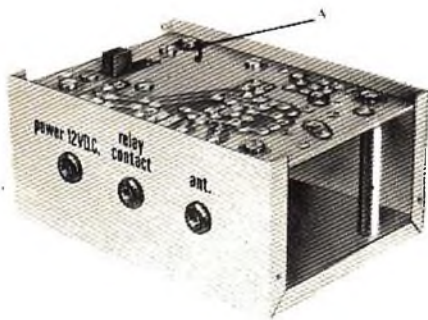


Fig. 2 - Vista del circuito stampato dell'allarme capacitivo UK 790. La lettera A mostra il cavallotto in filo di rame nudo che serve a collegare il distanziatore con la massa.

Sig. FERRERO ALDO
Pomaretto
Allarme capacitivo

Ci riferiamo alla Sua pregiata lettera. L'UK 790 è stato studiato per consentire di commutare il dispositivo di allarme tanto nella posizione permanente quanto in quella momentanea. Nel primo caso, una volta che il relè è scattato, non ritorna più nella posizione primitiva se non si provvede a togliere la

alimentazione, nel secondo caso ritorna automaticamente nella posizione di riposo dopo alcuni secondi.

La figura 2 si riferisce ad una semplice modifica circuitale che è consigliabile effettuare nel circuito stampato allo scopo di ridurre l'effetto degli accoppiamenti spurii. La lettera «A» indica infatti un cavallotto di filo di rame nudo che serve a congiungere, tramite saldatura e rondella, il distanziatore con la massa del circuito stampato.

Il conduttore che collega la piastrina all'ingresso dell'UK 790 deve essere schermato ed il relativo schermo dovrà essere saldato alla massa. Utilizzando il secondo ingresso è consigliabile usare del cavetto schermato, con schermo a massa, nel primo tratto che non occorre proteggere.

Sig. ROMANENGO F. - Torino
Strumento per circuiti integrati

La figura 3 si riferisce ad uno strumento realizzato dalla Schlumberger, il TCL232, che permette di visualizzare sullo schermo di un qualsiasi oscilloscopio «X», «Y» i seguenti parametri essenziali dei circuiti integrati:

- 1) corrente di polarizzazione d'ingresso.
- 2) corrente offset d'ingresso.
- 3) tensione di offset.

- 4) guadagno (funzione di trasferimento).

La corrente di polarizzazione e la tensione di trasferimento sono misurate in funzione della tensione di modo comune che può essere regolata da 0 a ± 10 V. Le tensioni di alimentazione del circuito integrato sottoposto alla prova possono essere regolate separatamente da $+5$ a $+20$ V.c.c. e da -5 a -20 V.c.c. Ciò permette di misurare gli effetti della variazione di alimentazione sui diversi parametri oltre alla prova di quei circuiti integrati che richiedono tensioni differenti per l'alimentazione positiva e negativa.

Il TCL232 è adattabile alla maggior parte dei CI in commercio come i tipi 709, 710, 741, 301 ecc. nelle versioni dual in line, TO5 e Flat pack.

La visualizzazione dei parametri rende questo strumento interessante anche dal punto di vista didattico, nell'insegnamento teorico degli amplificatori operazionali.

Sig. MESSINA F. - Palermo
Presenza di righe verticali in un TV

Sinceramente dobbiamo dirle che dopo aver funzionato per sedici anni (durante i quali ha sempre potuto notare sullo schermo due righe verticali), il suo televisore dovrebbe essere messo definitivamente a riposo. Tentare di eliminare l'inconveniente sarebbe infatti del tutto inutile.

La presenza delle due righe verticali è dovuta ad una cattiva regolazione dei comandi di linearità dell'immagine e nella maggioranza dei casi si tratta di una anomalia dovuta a difetti di costruzione e che è propria dei televisori di bassa classe.

Le due righe potrebbero essere anche dovute a delle oscillazioni spurie del trasformatore di uscita, ossia armoniche della frequenza di 15625 Hz. Dette oscillazioni, sebbene siano molto attenuate dalla valvola smorzatrice, dato che si verificano soltanto ad ogni inizio del ciclo di analisi di linea riescono a modulare il pennello del tubo catodico dando origine al fenomeno in questione.

Se vuole proprio tentare, non di farle scomparire ma di ridurle, occorre procedere nel seguente modo:

- a) regolare accuratamente, attenendosi alle istruzioni del costruttore, i comandi di linearità.
- b) se è da ritenere che il difetto sia dovuto al trasformatore di uscita, tentare di schermare accuratamente tutto il gruppo di uscita di linea, facendo la massima attenzione per non creare dei corti circuiti.

Come le ripetiamo, il difetto sarà difficilmente eliminabile, dato che è caratteristico dei primi televisori che sono stati costruiti in Italia (ed anche all'estero naturalmente).

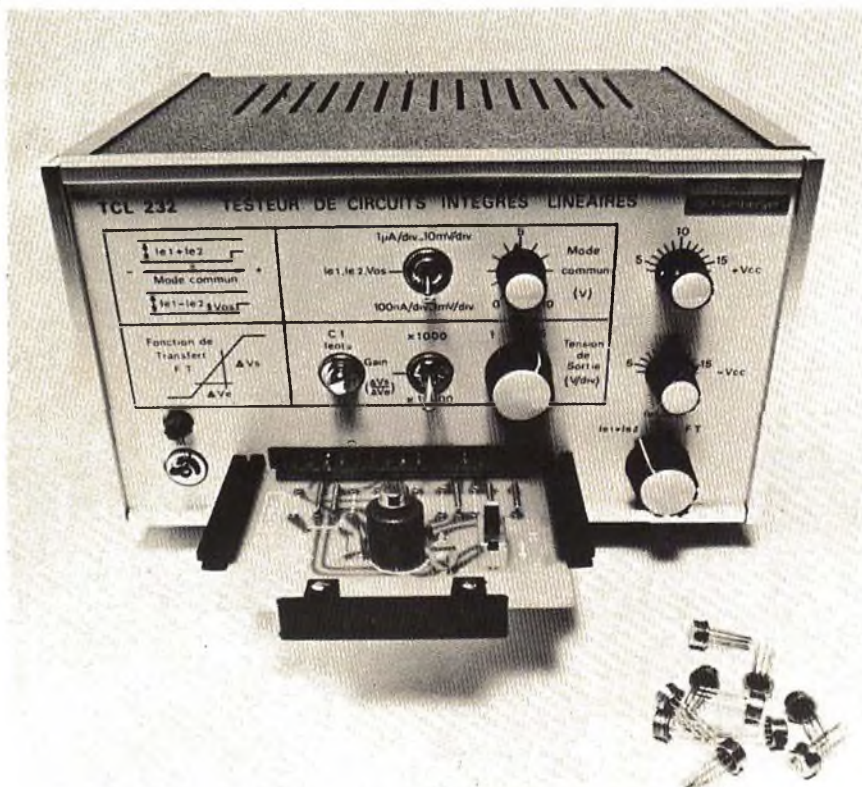


Fig. 3 - Strumento Schlumberger TCL232 per la visualizzazione sullo schermo di qualsiasi oscilloscopio, dei parametri essenziali dei circuiti integrati (corrente di polarizzazione d'ingresso, corrente offset d'ingresso, tensione di offset e guadagno).

Sig. FABRIZI F. - Bari
Amplificatori di potenza a valvole

Schemi elettrici relativi ad amplificatori di potenza a valvole ne abbiamo pubblicati parecchi. Certamente in questi ultimi anni le richieste si sono orientate maggiormente verso gli amplificatori e transistori i quali, fra l'altro, consentono di realizzare degli apparecchi in contenitori di dimensioni più ridotte pur avendo un rendimento molto elevato. Comunque, come Lei desidera, in figura 4 riportiamo lo schema di un amplificatore a valvole in cui è usato un push-pull di EL34. La potenza di uscita di questo amplificatore è nettamente superiore ai 15 W e probabilmente può raggiungere i 18 W. Nello schema originale, realizzato negli Stati Uniti, i condensatori C2, C4, C9, C10, adatti a sopportare una tensione di 650 V erano del tipo ad olio. Essi possono essere sostituiti con altri a carta che però presentino delle ottime caratteristiche.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

Resistori (da 1/2 W salvo indicazione contraria): R1 = 450 k Ω ; R2 = 3,3 k Ω ; R3 = 2 k Ω ; R4 = 250 k Ω 2 W; R5 = 10 k Ω ; R6 = 1 k Ω ; R7-R8 = 470 k Ω 2 W; R9 = 1 M Ω ; R10 = 750 Ω 2 W; R11 = 100 k Ω 1 W; R12 = 33 k Ω 1 W; R13 - R14 = 220 k Ω .

Condensatori: C1 = 50 μ F, 25 V elettrolitico; C2 = 0,25 μ F, 600 V olio; C3 = 100 μ F, 450 V elettrolitico; C4 = 0,5 μ F, 1.000 V olio; C5 - C6 = 50 μ F, 450 V elettrolitici; C7 - C8 = 50 oppure 64 μ F, 450 V elettrolitici; C9 = 1 μ F, 600 V olio; C10 = 0,05 μ F, 600 V olio.

T1 = trasformatore di uscita ultralinee. Primario 6000 placca a placca; secondario 4,8, 16 Ω .

T2 = trasformatore di alimentazione. Primario 220 V, secondario 440-0-400, 200 mA; 5 V, 3 A; 6,3 V 4 A con presa centrale.

L1 = impedenza di filtro 4 H. 200 mA, da 60 a 100 Ω .

CH1 interruttore semplice. CH2 interruttore semplice, facoltativo.

V1 = EF86, V2 - V3 = EL34, V4 = 5U4.

J1 = presa di ingresso (tensione di ingresso 300 mV).

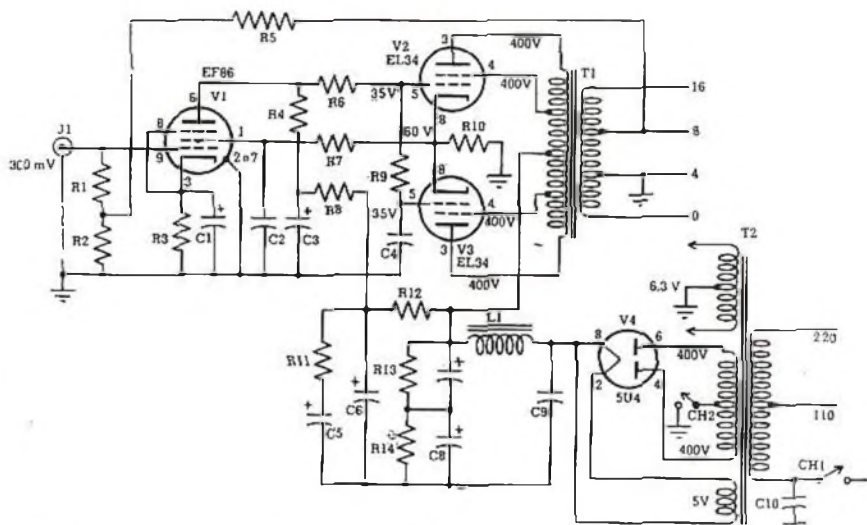


Fig. 4 - Schema elettrico di un amplificatore di potenza a valvole 15-18 W. Sensibilità di ingresso 300 mV. Nel circuito finale è impiegato un push-pull di EL34.



Fig. 5 - Esempio di installazione a bordo di un motoscafo del Radar Decca Super 101 con portata massima di 18 miglia.

Sig. GIACCHERO N. - Savona
Mini-radar

Oltre al radar della Decca Super 101, destinato alle piccole imbarcazioni (di cui in figura 5 riportiamo un esempio di installazione), con scala da 1/2 a 18 miglia e degli altri di costruzione giapponese a cui fa riferimento, ci sembra sia da prendere in considerazione il modello 050, pure della Decca (Face Standard), destinato alle imbarcazioni minori, e che è illustrato in figura 6.

Si tratta di un apparecchio composto da due sole unità (una contenente lo schermo ed i comandi, l'altra l'antenna), di peso ed ingombro veramente ridotti.

Il raggio di azione è di 12 miglia ed il consumo totale di 75 W.

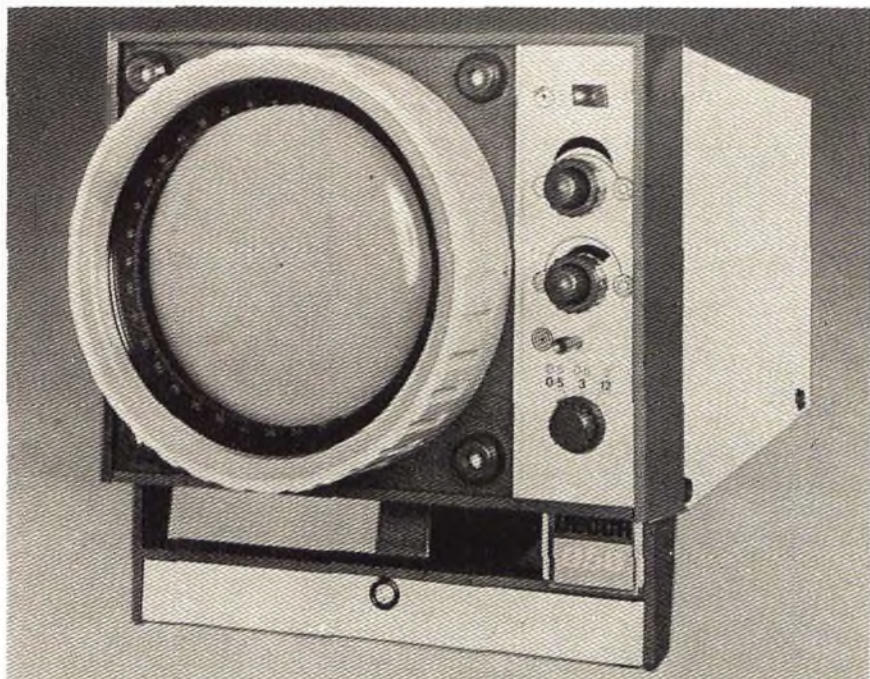


Fig. 6 - Radar Decca modello 050 per imbarcazioni minori con portata massima di 12 miglia, e consumo di 75 W. L'apparecchio è costituito soltanto da due unità: porta schermo - comandi ed antenna.

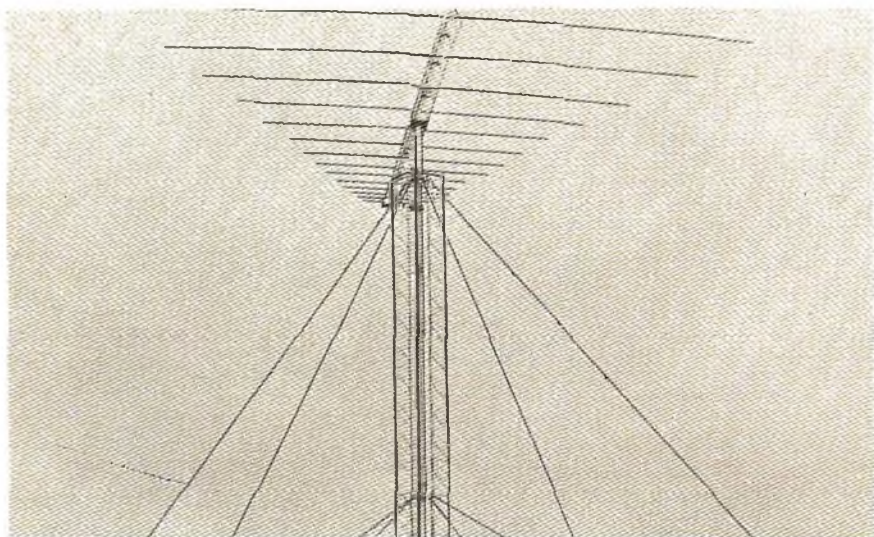


Fig. 7 - Antenna Log-periodica Hy-gain adatta a coprire l'intera gamma da 6 a 40 MHz con un guadagno di 13,5 dB. Questa antenna può essere usata tanto in ricezione quanto in trasmissione per potenze fino a 25 kW.

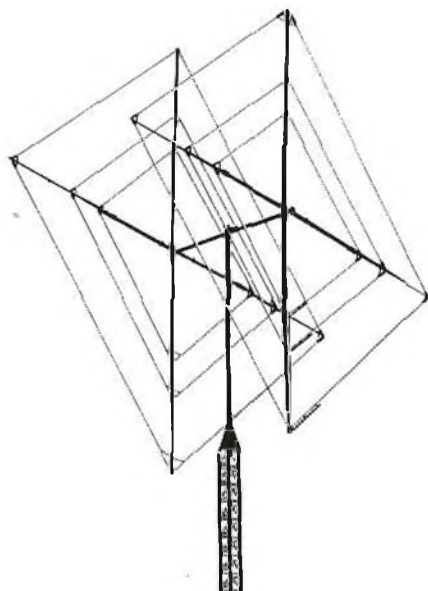


Fig. 8 - Antenna New Quad della Hy-gain direttiva, per le gamme radioamatori 10, 15 e 20 m. Il guadagno di questa antenna, usabile anch'essa in ricezione e trasmissione, è di 8,5 dB. L'impedenza di uscita 52 Ω.

Sig. G.T. - Roma Antenne Log periodiche

Effettivamente le antenne log-periodiche possono essere usate tanto in ricezione quanto in trasmissione e sono in grado di coprire una gamma di frequenze molto vasta.

Ad esempio, la Hy-Gain costruisce delle antenne orientabili log periodiche che possono coprire le gamme 6 ÷ 40 MHz; 30 ÷ 300 MHz; 30 ÷ 1000 MHz; 18 ÷ 60 MHz; 10 ÷ 30 MHz, oltre ad altre gamme. Esse possono essere usate, a seconda del tipo, per potenze fino a 100 kW. La figura 7, si riferisce, ad esempio, al modello 5006 che copre la gamma 6 ÷ 40 MHz usabile sia in ricezione che in trasmissione (per potenze fino a 25 kW) con un guadagno di 13,5 dB su tutta la gamma.

L'unico inconveniente, di non poco conto, per impieghi a livello dei radioamatori è il loro costo elevato.

Le antenne del tipo QUAD evidentemente sono molto meno costose e consentono il loro impiego su almeno tre gamme riservate ai radioamatori. Ad esempio il modello New Quad della Hy gain può coprire le gamme dei 10, 15 e 20 m ed usabile sia in ricezione che in

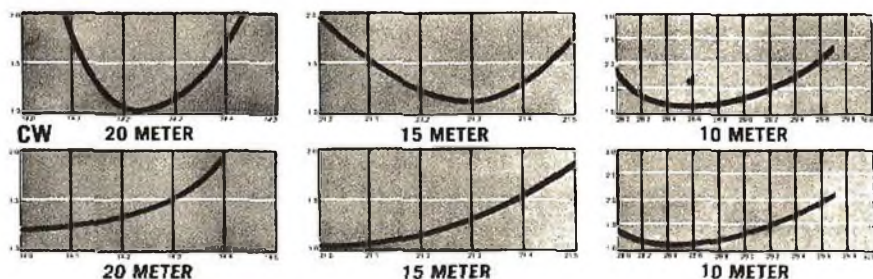


Fig. 9 - R.O.S. relativo all'antenna New Quad illustrata in figura 8. Le curve in alto si riferiscono alle emissioni in fonìa quelle in basso alla telegrafia (CW).

trasmissione (alla massima potenza concessa ai radioamatori). Il guadagno è di 8,5 dB l'impedenza di uscita 52 Ω.

La figura 9 si riferisce al R.O.S., in fonìa, ed in CW, nelle tre gamme. Il prezzo di questo genere di antenne è senz'altro alla portata di un radioamatore.

**Sig. MARCHESI G. - Milano,
CORRADI F. - Livorno,
MARTINI D. - Napoli
ed altri richiedenti
Pubblicazioni tecniche**

Per quanto concerne i libri per radioamatori in lingua inglese, i più quotati attualmente sono i seguenti:

How to become a radio amateur (ARRL) 95 pagg. Questions and Answers about amateur radio (Sams) 112 pagg. So you want to become a ham (Sams) 183 pagg. Radio amateur's license manual (ARRL) 189 pagg. * Amateur Radio Advanced class license study guide (Tab) 189 pagg. Electronic Communication (Mc Graw Hill) 682 pagg. The Radio Amateur's Handbook (ARRL) 610 pagg. Radio Handbook (Edit. and Eng.) 896 pagg. Radio communication handbook (Comtec). Radio amateur's VHF manual (ARRL). Radio amateur's VHF handbook (ARRL). Single sideband principles and circuits (Mc Graw Hill) 382 pagg. The radio manual (Van Nostr.) 900 pagg. First class radiotelephone license handbook Radio operating questions and answers (McGraw Hill). Radio operator's license Q and A manual (Rider).

Gli indirizzi delle case editrici sono: ARL Amateur Radio Relay League 225 Main St. Newington CT 06111. Comtec Book Div. Box 592 Amherst NH 03031. Editors and Engineers Ltd New Augusta IN 46268. MC Graw Hill Book Co, 330 West 42 St New York NY 10036. Rider Publications, 116 West 14 St New York Howard W. Sams & Co. Inc 4300 West 62 St Indianapolis IN 46268. Tab Books, Blue Ridge Summit, PA 17214. D. Van Nostrand Co Inc. 120 Alexander St. Riverside NU 08540.

Numerose pubblicazioni a carattere universitario, o per tecnici con un alto livello di preparazione tecnico-teorica, sono reperibili presso la Elsevier Publishing Co. Fra quelle che interessano gli argomenti richiesti citiamo: Berger, Neutron radiography, prezzo \$ 8. Brown, Space radio communication, \$ 21. Davies, Cavitation in real liquids, \$ 8.5. Barton, Domestic Heating and Hot Water supply \$ 16. Boenig, Unsaturated polyester \$ 11. Boenig, Polyolefins, \$ 18. Osborne, Colour TV reception and decoding, \$ 12.

I suddetti libri possono essere richiesti, citando la nostra rivista, alla libreria internazionale A.E.I.O.U., Via Meravigli, 16 Milano, che provvederà a richiederli agli editori e a spedirli contro assegno agli interessati

ricetrasmittitori

Mod. CB71

Mod. TS-5052 SC

**servizio
schemi**

RICETRASMETTITORE MOD. CB71

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: < 5 W - Potenza di uscita: 2 - 3,5 W - Stabilità di frequenza: 0,005% - Modulazione: AM di collettore - Microfono dinamico con tasto di chiamata - Consumo: 7 W senza modulazione; 12 W con modulazione 100%.

Sezione ricevitore

Circuito supereterodina a doppia conversione - Media Frequenza: 1) 4,3 MHz;

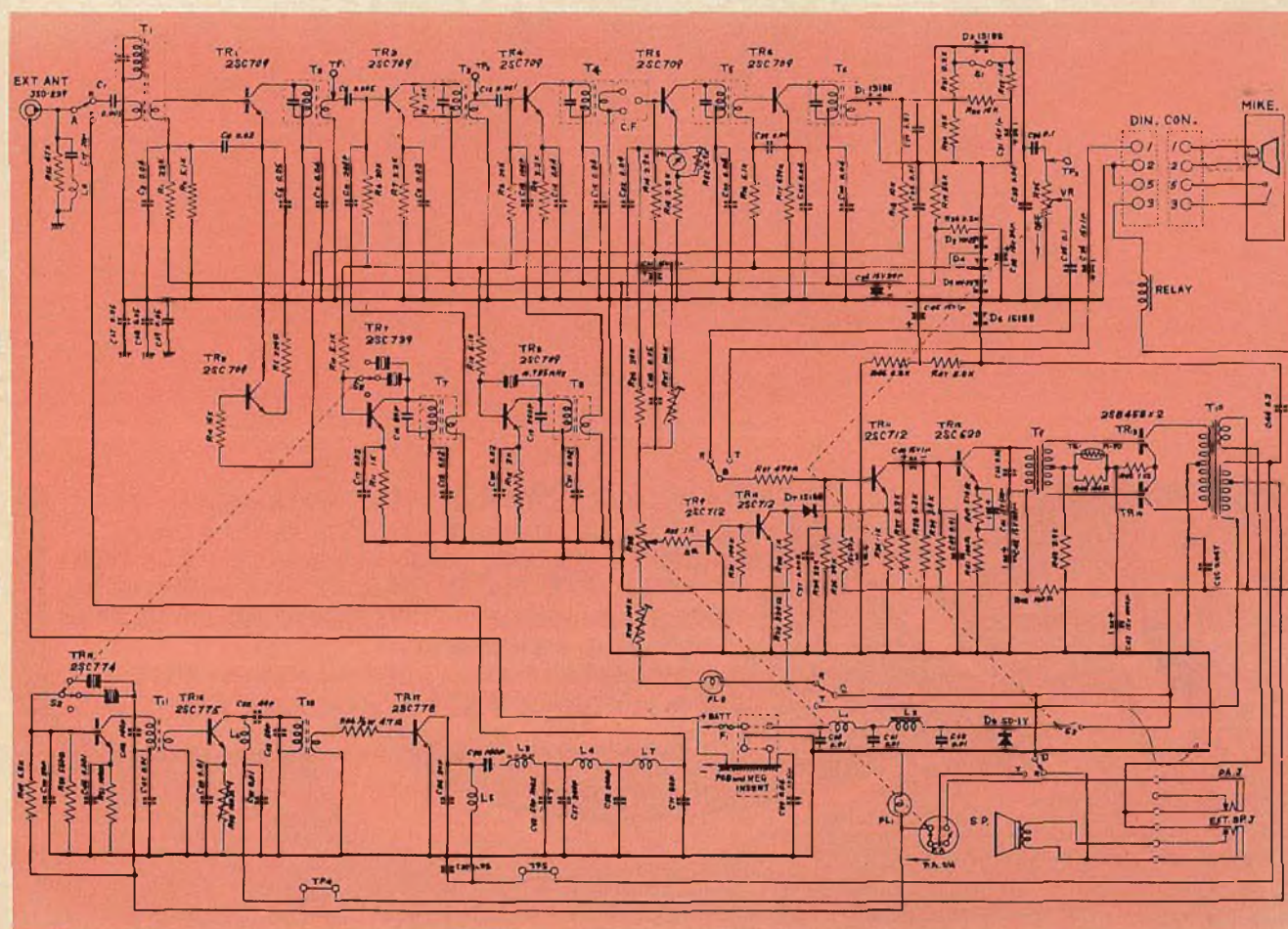
2) 455 kHz - Stabilità di frequenza: 0,005% - Sensibilità: $1 \mu\text{V}/50 \text{ mW}$ (10 dB) - Potenza B.F.: 1,5 W - Consumo: 0,6 W senza segnale; 4,5 W con potenza B.F. 1,5 W.

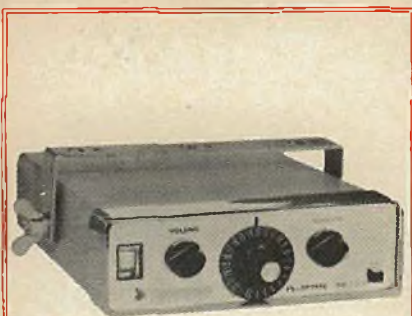
Caratteristiche generali

Contenitore metallico, S-Meter, selettore di canali, controllo di volume - Altoparlante incorporato - 12 canali - 17 transistori - Negativo a massa - Gamma di emissione: 27 MHz - Presa coassiale per antenna 52 Ω - Alimentazione: $12,6 \div 13,8 \text{ V.c.}$ - Dimensioni: 158 x 56 x 194 - Peso: 2,250 kg.



Mod. CB71





Mod. TS-5052 SC

RICETRASMETTITORE SOMMERKAMP MOD. TS-5052 SC

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 5 W - Potenza di uscita: $3 \div 4$ W - Tolleranza in frequenza: ± 600 Hz - Modulazione a 1 kHz: 100% - Distorsione al 95% di modulazione - 1 kHz: 10% - Consumo: 800 mA senza modulazione; 1,3 max.

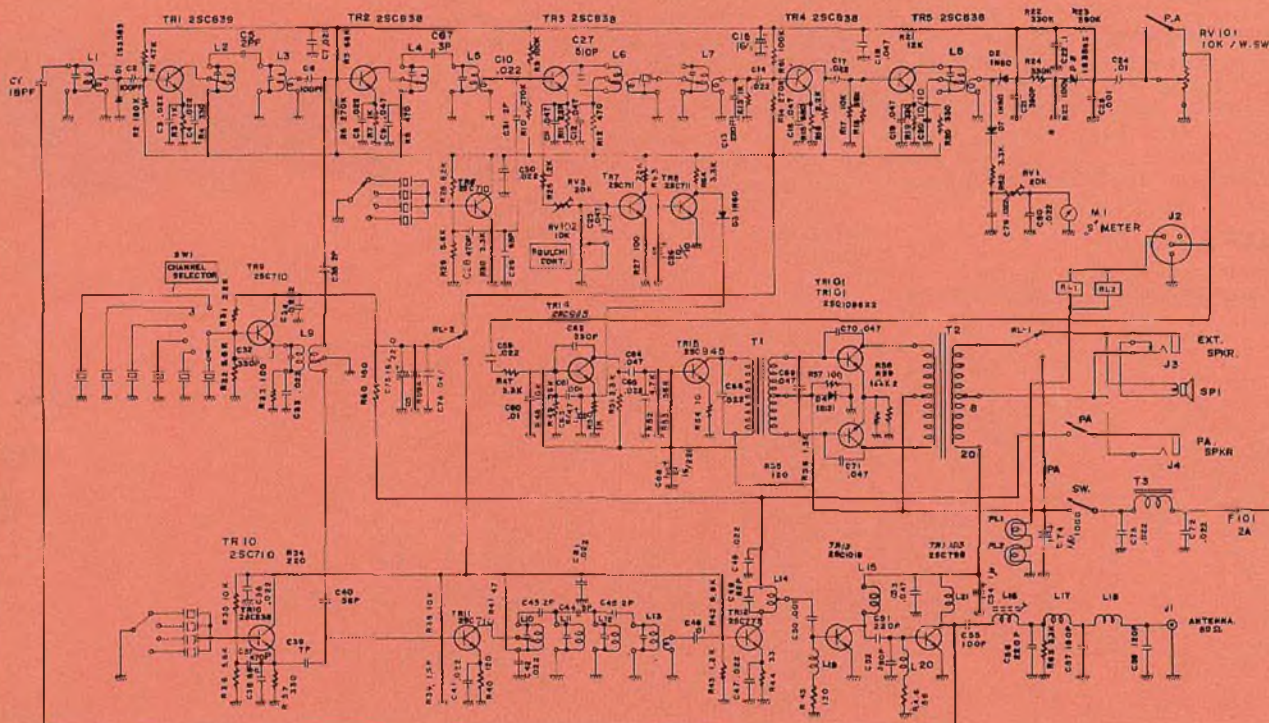
Sezione ricevitore

Circuito supereterodina a doppia conversione - Media frequenza:
1) 10,625 MHz - 2) 455 kHz
Sensibilità per uscita 500 mA a 1 kHz e 30% di modulazione: $0,5 \mu\text{V}/6\text{dB}$ - Rapporto segnale/disturbo a $0,5 \mu\text{V}$ e

30% di modulazione a 1 kHz: 10 dB - Potenza d'uscita audio a 8Ω (1 kHz): 3 W max - Potenza d'uscita audio al 10% di distorsione (1 kHz a 8Ω): 2,5 W max - Consumo senza segnale: 160 mA - Sensibilità squelch: $0,1 \mu\text{V}$.

Caratteristiche generali

Controllo di volume, squelch, selettore di canali e tasto di chiamata - Prese per altoparlante esterno, antenna e microfono - 14 quarzi - Altoparlante ovale incorporato - 23 canali - 18 transistori e 7 diodi - Negativo a massa - Filtro meccanico nello stadio FI - Gamma di emissione: $26,965 \div 27,255$ MHz - Alimentazione: 13,8 Vc.c. - Impedenza d'uscita: 8Ω - Dimensioni: 160 x 180 x 46.



BREAK

ATTENZIONE CB!!! 7351 CORDIALISSIMI PER UN QTC ECCEZIONALE - LA QTH TRABACCO DI CINISELLO HA IDEE SOLO PER VOI: CARTE DI SCONTO RISERVATE AI CB, BARACCHINI, BARACCONI, ACCESSORI, COMPONENTI. TUTTO AD UN PREZZO SPECIALE PER INIZIATI!
FINE QTC. MA CI VEDREMO CERTAMENTE IN VERTICALE 7351 ALLA RUOTA CB -

prima parte a cura di G. RE'



SOMMERKAMP FT-277

Questa descrizione tecnica costituisce un aiuto indispensabile per i possessori di un SOMMERKAMP FT-277, siano essi tecnici oppure radioamatori.

Precisiamo subito che non si tratta di una pura e semplice traduzione del manuale originale scritto in lingua inglese, ma di una descrizione particolareggiata sullo schema e sul funzionamento dell'apparato ricetrasmittente.

Abbiamo cercato di dare una sequenza logica alla nostra esposizione riportando nel testo sia gli schemi che le indicazioni circuitali relative alle varie funzioni di RICEZIONE/TRASMISSIONE del transceiver. Ciò si è reso necessario data la complessità del circuito dell'FT-277 nel cui schema generale non figurano i circuiti dei vari moduli ad inserzione. Tali circuiti sono infatti riportati in altre pagine del manuale rendendone perciò problematica la consultazione.

I Sommerkamp - FT-277 è l'apparecchio più compatto, più versatile e tecnicamente più avanzato fra i ricetrasmittenti per Radioamatori. E' inoltre il più potente transceiver portatile del mondo. Il suo progetto, la sua esecuzione tecnica e meccanica sono costati anni di studi e di esperienze. Lo si può definire l'ultimo e il più perfetto discendente di tutta la produzione Sommerkamp, e costituisce la risultante dell'impiego degli ultimi ritrovati nel campo dell'elettronica mondiale.

Si tratta quindi di un transceiver dalle prestazioni invidiabili, a doppia conver-

sione di frequenza sia in RX che in TX, con copertura delle bande radioamatori OC dagli 80 ai 10 m, con una sensibilità di 0,3 μ V in ricezione, ed una potenza di 260 W input in SSB, 180 W in CW e 80 W in AM in trasmissione. Copre la gamma CB degli 11 m. da 26,9 a 27,4 MHz sia in ricezione che in trasmissione, la banda WWV in ricezione,

più una gamma ausiliaria (AUX) da usare su frequenze fuori dai limiti coperti dalle bande radioamatori.

Tutti i suoi circuiti, esclusi l'eccitatore (Driver V1) e l'amplificatore a RF finale lineare (V2/V3), sono transistorizzati. (6 circuiti sono composti su moduli ad inserzione plug-in che ne permettono una facile manutenzione).

CARATTERISTICHE TECNICHE

COPERTURA DI FREQUENZA a doppia conversione RX/TX:

3,5/30 MHz bande radioamatori 80/10 m)
26,9/27,4 MHz banda cittadina (11 m)
10/10,5 MHz WWV/JYY

TIPO DI EMISSIONE selezionabile RX/TX: USB/LSB in banda laterale unica
CW/A1, AM lineare/A3

POTENZA DI INGRESSO TX su 14 MHz: SSB 260 W PEP
CW 180 W ciclo utile al 50% AM 80 W

SOPPRESSIONE DELLA PORTANTE: Migliore di 50 dB
SOPPRESSIONE DELLA BANDA INDESIDERATA (DSB): —50 dB a 1 kHz

IRRADIAZIONI DI SPURIE: Migliore di 40 dB
RISPOSTA DI FREQUENZA TX: 300 Hz/2700 Hz a 3 dB

PRODOTTO DI DISTORSIONE TX: Migliore di 30 dB

IMPEDENZA DI ANTENNA RX/TX: da 50 a 75 Ω non bilanciata

STABILITA' DELLA FREQUENZA: Minore di 100 Hz ogni periodo di 30 min

SENSIBILITA' RX IN TUTTE LE BANDE: 0,3 μ V per 10 dB S/N

SELETTIVITA': 2,4 kHz a 6 dB/4,5 kHz a 60 dB in SSB/AM/CW
600 Hz a 6 dB/1,2 kHz a 60 dB in CW (Option)

1.a MEDIA FREQUENZA VARIABILE RX:

5520/6020 kHz a 2 dB in filtro passa banda toroidale

2.a MEDIA FREQUENZA FISSA RX CENTRALE Fo: 3,180 kHz

1.a MEDIA FREQUENZA TX SELEZIONABILE VIA MODE:

3,181,5 kHz/LSB - 3,178,5 kHz/USB - 3,179,3 kHz/CW/AM

2.a MEDIA FREQUENZA TX VARIABILE: 5520 kHz/6020 kHz a 2 dB

POTENZA AUDIO RX: 3 W su carico di 4/8 Ω

POTENZA DI CONSUMO (Esercizio): AC RX 35 W - AC TX 300 W max

DC 12 V RX 0,5 A - TX 20 A max

PARTI OPZIONALI (a richiesta):

Filtro CW XF30c e Ventilatore Blower

Il SOMMERKAMP FT-277 è completo, per il suo funzionamento necessita solamente di una antenna e di una linea di alimentazione adeguate all'utilizzazione (come stazione fissa o mobile).

1) Come stazione fissa, l'alimentazione viene effettuata attraverso il cavo AC grigio (3 conduttori - Bianco/nero linea AC - Rosso linea di terra). 2) Come stazione mobile l'alimentazione viene effettuata per mezzo del cavo DC (2 conduttori con portafusibile) - Nero negativo a massa - Rosso positivo DC 12/14 V da collegare direttamente alla batteria).

L'alimentazione dell'FT 277 è generalmente predisposta in partenza su 234 V_{AC}. Prima di mettere in funzione l'apparecchio è necessario un attento controllo tenendo presente che il primario del trasformatore è composto da due avvolgimenti da 100/110/117 V_{AC} che se disposti in serie predispongono l'entrata per 200/220/234 V_{AC}, e se disposti in parallelo per 100/110/117 V_{AC} 50/60 Hz.

Fanno parte degli accessori in dotazione i 2 cavi per l'alimentazione AC o DC, il microfono, tutte le prese a jack per i collegamenti di entrata o di uscita del transceiver, come pure il manuale di istruzioni in lingua inglese.

Per l'utilizzazione dell'FT-277 come stazione mobile di ascolto, è stato previsto di ridurre al minimo il consumo di corrente sulla batteria, provvedendo a scollegare dal circuito di batteria, tramite l'interruttore HEATER, il convertitore statico DC/AC e i filamenti dei tubi V1, V2 e V3, permettendo l'alimentazione tramite batteria della sola parte transistorizzata di tutto il ricevitore (0,5 A). Sono parte integrante dell'FT-277 i circuiti ausiliari del VOX, il Monitor con una nota modulata per CW, l'Antitrip l'Unità Calibratrice a 25 e 100 kHz, il Noise-Blanker (ANL), l'adattatore per doppio VFO e canali fissi a quarzi, l'altoparlante e il controllo Clarifier per spostamenti di più o meno 5 kHz (sintonia fine) in ricezione rispetto alla frequenza di trasmissione. Parti opzionali (a richiesta) Filtro a 600 Hz XF30c per la ricezione della telegrafia/CW, e Ventilatore (Blower) per il raffreddamento dello stadio PA. Il filtro CW è da montare sul modulo di 2a IF-RX-PB-1078a, dopodiché le connessioni sul commutatore Mode esistono già nel circuito di commutazione, basta selezionare CW ed automaticamente la banda passante di 2a IF RX viene tagliata a 600 Hz. Un particolare importante è costituito dalla osecuzione meccanica in acciaio morbido, che oltre a rendere robusto tutto lo insieme, rende l'FT-277 virtualmente immune da vibrazioni.

Il ricetrasmittitore SOMMERKAMP FT-277 è stato studiato in maniera da adattarsi nel modo più pratico possibile alle differenti esigenze di impiego: stazione fissa, portatile o mobile. Il sistema usato per la intercambiabilità delle alimentazioni AC/DC, tramite i due differenti cavi in dotazione (da inserire posteriormente all'apparecchio RIF.S POWER SOCKET), provvede alla flessibilità

richiesta dalle differenti condizioni ambientali di installazione, e ad un rapido e pronto impiego da stazione fissa a mobile.

- 1) Assicurarsi che il ricetrasmittitore sia predisposto alla tensione AC di rete prima di inserire la spina. Con tensioni maggiori rispetto alla predisposizione, si danneggerebbero immediatamente varie parti dei circuiti.
- 2) Lo chassis deve essere collegato ad una buona linea di terra in congiunzione del galletto (RIF. I GND) sulla parte posteriore del ricetrasmittitore.
- 3) Scegliere il posto di installazione lontano da sorgenti di calore (riscaldamento) e con almeno 30 cm di spazio utile al ricambio e alla circolazione dell'aria (posteriormente e sopra il ricetrasmittitore).
- 4) Utilizzare antenne con impedenza terminale da 50 a 75 Ω.

Installazione mobile

L'FT-277 può essere utilizzato ottimamente come stazione ricetrasmittente Mobile con sorgente di alimentazione DC 11/14 V, con polarità negativa al telaio e carrozzeria della vettura. Esso richiede un consumo di 14 A circa in trasmissione (20 A max sui picchi in SSB), e 0,5 A in ricezione.

- 1) Particolare attenzione deve essere prestata al collegamento dell'FT-277 tramite il cavo di alimentazione DC alla batteria, accertandosi che il conduttore color nero venga collegato a massa sicura di telaio, o direttamente al polo NEGATIVO della batteria, e quello color rosso, direttamente al polo POSITIVO della batteria con in serie un fusibile non superiore ai 20 A. Eventuali collegamenti effettuati con polarità inversa raggiungono lo scopo di distruggere i transistori di potenza dell'invertitore statico DC/AC.
- 2) Il collegamento del cavo direttamente sulla batteria, ha lo scopo di utilizzare quest'ultima come filtro contro i parassiti esistenti in tutta la linea di alimentazione dovuti ai servizi elettrici del motore.
- 3) Il cavo deve essere il più corto possibile e tale da offrire al circuito di alta corrente il minimo di resistenza e di impedenza; essa inoltre, deve essere tenuta lontano dai cavi di iniezione alle candele e della dinamo (o alternatore).
- 4) Il collegamento di massa (Terra) deve essere eseguito come quello per stazione fissa, tra RIF.J GND e telaio della vettura, tramite il collegamento di una calza schermata argentata molto corta.
- 5) Prima di eseguire l'installazione dell'FT-277 nella vettura, è indispensabile eseguire un controllo dell'impianto elettrico, della efficienza del sistema contro i parassiti (come per gli impianti di ricezione FM) e soprattutto sulla efficienza e preci-

sione del circuito di regolazione di tensione (che in molti veicoli lascia a desiderare), allo scopo di assicurarsi che la tensione della dinamo sulla batteria non SUPERI MAI I 14 V. Tensioni superiori, oltre a danneggiare la batteria, compromettono il buon funzionamento di tutto il ricetrasmittitore. La tensione di alimentazione prevista è compresa fra 11 e 14 V.D.C.

- 6) Evitare i picchi di tensione nel circuito dei transistori dell'invertitore statico DC/AC, e spegnere il ricetrasmittitore quando si accende il motore del veicolo.

Antenna

Non predisporre il ricetrasmittitore per la trasmissione senza il collegamento di un carico resistivo (Dummy-Load), di un wattmetro, o di una antenna adeguata alla frequenza con impedenza da 50 a 75 Ω. Tutti i tipi di antenne in commercio possono essere utilizzate, sempre se la loro impedenza è compresa entro i limiti previsti. La scelta della antenna deve rispondere alle esigenze del singolo operatore in relazione ai problemi di posizione e di spazio utili alla sua installazione.

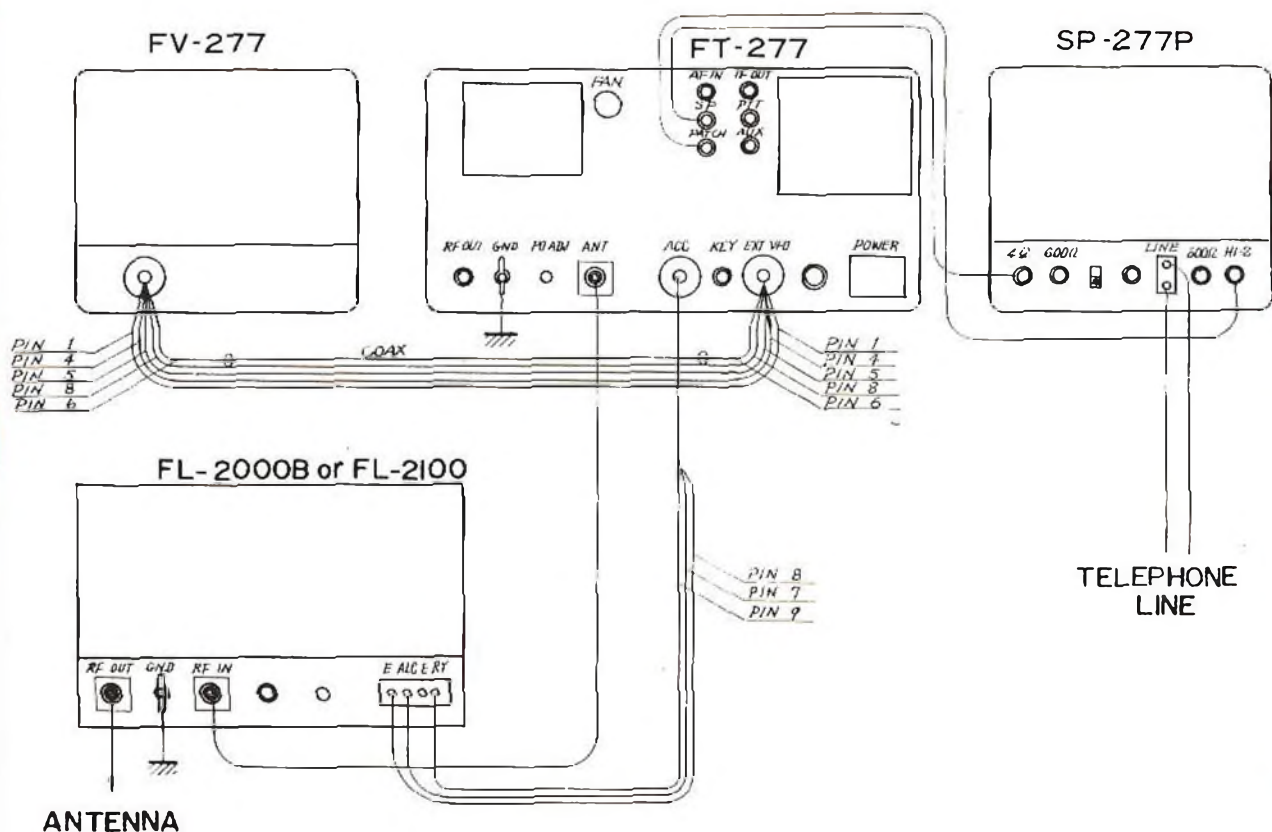
Antenne di tipo Long-Wire si possono utilizzare solo in unione ad un adattatore di impedenza.

Per le antenne relative all'installazione mobile, oltre che del tipo, caratteristiche e dimensioni bisogna assicurarsi che il collegamento offra un sicuro contatto tra connessione di base dell'antenna e massa (telaio della vettura); il cavo di interconnessione, tra antenna e ricetrasmittitore, costituito da cavo coassiale flessibile di 50 Ω con calza argentata, non deve superare i 4 m. Controllare infine l'efficienza dell'antenna ed eseguire la taratura della stessa tramite circuito in serie di uno strumento indicatore di potenza relativa (Wattmetro WATERS 369A) per il minimo di lettura sul rapporto di onde stazionarie.

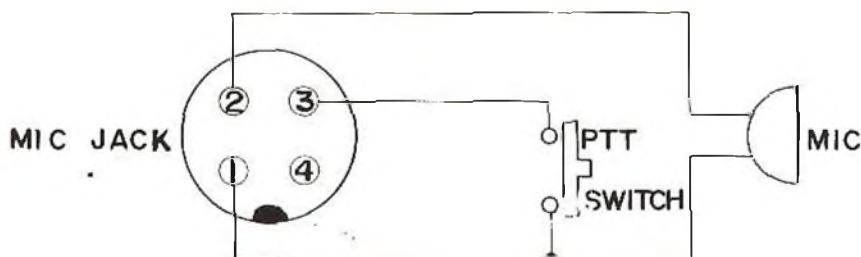
Il posto riservato al ricetrasmittitore nell'interno del veicolo deve essere scelto con la certezza di lasciare qualche decimetro di spazio sulla parte posteriore e superiore dell'apparecchio onde permettere una sufficiente circolazione d'aria. Evitare che in queste due parti sopraccitate dell'apparecchio circolino l'aria calda del condotto del riscaldamento. Nel caso che la circolazione di ricambio dell'aria sia insufficiente, NON ESITARE ad installare il ventilatore (Blower) fornibile come accessorio a richiesta che deve essere posto in corrispondenza della mascherina forata, posteriormente al ricetrasmittitore, utilizzando la presa di collegamento (RIF. G).

Collegamenti agli apparecchi accessori

FV-277 - VFO esterno con frequenza lineare variabile da 8,700 a 9,200 kHz da collegarsi tramite zoccolo octal sulla parte posteriore dell'FT-277 (RIF.Q EXT VFO).



INTERCONNECTION DIAGRAM



MICROPHONE CONNECTION

SP-277 - Box altoparlante supplementare con controlli separati di volume audio e preamplificazione microfonica TX MIC GAIN, prevede allacciamento alla linea telefonica, ed è munito di un circuito compressore. Da collegarsi posteriormente allo FT-277 (RIF.C, SP, E Patch).

FL-2000B - FL-2000 - FL-2277 - Amplificatore lineare da collegarsi come da disegno posteriormente all'FT-277, tramite connettore a chiave con 11 piedini relativo alla posizione (RIF. N ACC Zoccolo Accessori), e per mezzo

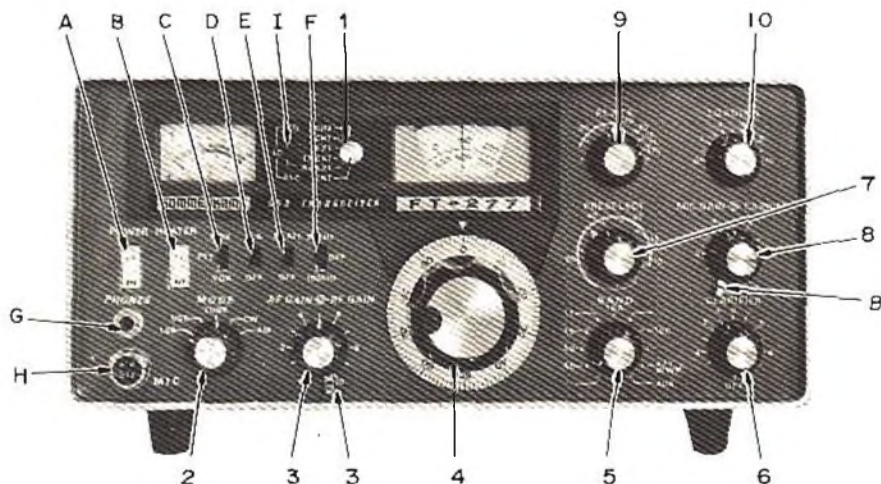
di connettore coassiale PL59 (RIF.M ANT), sempre posteriormente allo FT-277. Ogni sopraccitato apparecchio accessorio è fornito con schema o manuale di servizio con relativi disegni di allacciamento sia allo FT-277 che ad altri apparecchi transceiver o linee SOMMERKAMP.

CONTROLLI MANUALI FRONTALI

La sistemazione e l'accessibilità ai vari controlli frontali manuali dell'FT-277 sono state oggetto di particolare cura al-

fine di consentire all'operatore una estrema facilità, sicurezza e versatilità di impiego. I controlli interni tranne quelli del VOX, ANTITRIP e BIAS, sono stati allineati con cura già in partenza, un successivo ritocco o manomissione senza il controllo strumentale necessario, può solo raggiungere lo scopo di peggiorare le prestazioni dell'FT-277, specialmente in trasmissione.

Le funzioni dei vari controlli frontali vengono descritti qui di seguito al fine di fornire all'operatore tutte le informazioni di cui deve essere in possesso pri-



ma ancora di collegare l'FT-277 alla linea di alimentazione.

NB: I controlli interni e le loro funzioni verranno descritti nel testo relativo del modulo interessato.

1) VFO SELECT SWITCH - COMMUTATORE OSCILLATORE VARIABILE, INTERNO, ESTERNO, A QUARZO.

INT - Il VFO dell'FT-277 controlla la frequenza sia del ricevitore che del trasmettitore.

RX EXT - Il VFO esterno (FV-277) controlla la frequenza del ricevitore, mentre il VFO interno dell'FT-277 controlla la frequenza del trasmettitore.

TX EXT - Il VFO esterno (FV-277) controlla la frequenza del trasmettitore, mentre il VFO interno dell'FT-277 controlla la frequenza del ricevitore.

EXT - Il VFO esterno (FV-277) controlla la frequenza sia del ricevitore che del trasmettitore.

CHI/2 - L'oscillatore interno canalizzato a frequenza di copertura del VFO, controlla a cristallo sia la frequenza di ricezione che quella di trasmissione. I cristalli sono adatti per l'inserzione sul modulo oscillatore, superiormente al contenitore del VFO (PB-1060a) con frequenza da 9,2 a 8,7 MHz (in fondamentale).

Questo controllo a commutazione, provvede quindi all'estensione delle possibilità dello FT-277 di controllare la frequenza impiegando quarzi o VFO esterno. L'operazione normale di tutto il ricetrasmettitore, richiede questo controllo commutato sulla posizione (INT).

2) MODE SWITCH:

(LSB-USB-TUNE-CW-AM) Commutatore di modo di impiego di tutto il transceiver (vedi scelta della frequenza) USB Banda laterale unica INFERIORE (usata nelle bande degli 80 e 40 m.) - USB blu SUPE-

RIORE (usata per tutte le altre bande). - TUNE predisposizione alla sintonizzazione del trasmettitore. - CW tutto il transceiver opera in telegrafia. - AM tutto il transceiver opera in modulazione di ampiezza. Questo commutatore a 5 posizioni viene dunque usato per predisporre il transceiver al tipo di ricezione o di emissione desiderate.

3) RF GAIN/AF GAIN:

Controlli concentrici per la regolazione del guadagno RF e di audio (volume) del ricevitore. La manopola ruotata in senso orario aumenta il volume, la leva, ruotata sempre in senso orario, aumenta il controllo del guadagno degli stadi a RF ed IF.

4) TUNING KNOB:

Manopola di sintonia, localizzata subito sotto la scala numerica, in congiunzione alla posizione del commutatore di banda, determina la frequenza di lavoro di tutto il transceiver (*).

5) BAND SWITCH:

Commutatore di gamma ad 11 posizioni, da usare per scegliere la gamma di lavoro, facendo attenzione che le gamme relative al commutatore codificate in rosso iniziano a 500 kHz la relativa frequenza viene letta dalla scala numerica codificata in rosso, mentre le altre gamme relative al commutatore: codificate in bianco iniziano a 0 kHz e la frequenza viene letta sulla scala numerica codificata in nero. **Mai cambiare la gamma di lavoro durante la trasmissione.**

6) CLARIFIER:

Controllo resistivo funzionante solo in ricezione, per mezzo del quale viene controllato un diodo capacitivo modificando la frequenza del VFO di +/- 5 kHz rispetto alla frequenza del trasmettitore. (Sintonia fine). Per i controlli di calibrazione della scala, detto controllo deve essere disinserito (OFF). La

utilità di questo controllo si riscontra quando si opera in contest o in QSO molto affollati, dove non tutte le stazioni corrispondenti sono esattamente in frequenza, e necessita solo agire sulla frequenza in ricezione. Altra indicazione utile risultante dal Clarifier, è l'entità in kHz dell'errore di frequenza del corrispondente, sempre che sia stato precedentemente calibrato sulla posizione 0.

7) PRESELECT:

Controllo preselettivo con circuiti a permeabilità variabile che permette la sintonizzazione dei circuiti del ricevitore e del trasmettitore su qualsiasi frequenza coperta dalle bande al punto 5). Agisce solamente sui circuiti del transceiver a frequenza operativa, e non circuiti a conversione di frequenza: RF RX, MIX RX, GRIGLIA e PLACCA driver TX. La regolazione di detto controllo fatta in ricezione per il massimo di ricezione, è valevole anche per la trasmissione, essendo questi circuiti parte unica sia in RX che in TX.

8) MIC GAIN/CARRIER:

Controlli concentrici per la regolazione del guadagno dello stadio preamplificatore microfonico (Volume micro), e controllo dell'entità della portante in TUNE-CW-AM rif. punto 2). La manopola ruotata in senso orario aumenta la sensibilità microfonica (Modulazione), in AM/SSB. La leva «Carrier», ruotata sempre in senso orario, fornisce il massimo di eccitazione al driver e finale TX in tensione a RF pure in TUNE e CW con Mic-Gain a 0, tensione a RF modulata in ampiezza linearmente in AM con Mic-Gain da 1 a 10, zero di eccitazione in SSB in quanto il circuito del Carrier viene automaticamente disinnescato. In SSB, l'eccitazione viene solo fornita dalla regolazione del controllo Mic-Gain da 1 a 10. I sopracitati controlli devono essere regolati secondo il modo di impiego (punto 2) come segue: SSB Carrier zero, Mic-Gain da 1 a 10. TUNE carrier da 1 a 10, Mic-Gain zero. CW carrier da 1 a 10, Mic-Gain zero. AM carrier da 1 a 10, Mic-Gain da 1 a 10.

9) PLATE:

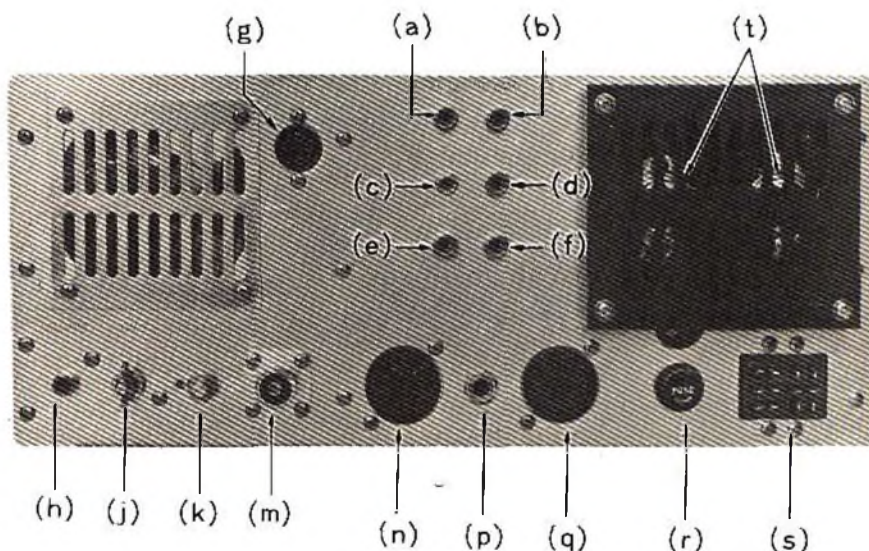
Controllo tramite condensatore variabile per l'accordo di placca dei tubi finali trasmettenti, con segmenti sul pannello corrispondenti al centro gamma di ogni singola gamma. Ci si serve di questo controllo in unione alla lettura del minimo di assorbimento in corrente catodica sullo strumento (IC).

10) LOADING:

Controllo tramite condensatore variabile per l'adattamento di impedenza tra il circuito finale a P greco del TX e antenna e relativa linea di trasmissione. I segmenti sul

pannello corrispondenti a questo controllo e marcati da 1 a 10 servono a presintonizzare il circuito di antenna usando la tabella riportata più avanti.

- A) **POWER:**
Interruttore di accensione sia per AC che per DC. OFF spento.
- B) **HEATER:**
Interruttore dei filamenti il suo funzionamento è già stato spiegato in precedenza, funziona sia in AC che in DC. OFF spento.
- C) **MOX-PTT-VOX:**
Questo controllo (deviatore a slitta a 3 posizioni) controlla l'intervento in trasmissione, MOX manualmente + ritorno in PTT per l'ascolto. PTT tramite il pulsante sul microfono ed automaticamente la ricezione si ottiene alla riattivazione del pulsante stesso. VOX automaticamente dalla voce percepita dal microfono, che se assente ricompare automaticamente alla ricezione. La posizione VOX serve anche per il break-in in telegrafia CW nel modo seguente: tasto attivo, attivo il TX + nota modulata monitor in altoparlante o cuffia, tasto non attivo, TX + monitor a riposo, ricevitore immediatamente attivo. La sensibilità del VOX non deve essere eccessivamente alta in SSB/AM, perché può venire eccitato da qualsiasi rumore estraneo alla trasmissione, specie dall'altoparlante non appena si è automaticamente in ricezione, mentre in CW, questo circuito non è così critico data l'assenza del microfono.
- D) **NB (NOISE BLANKER):**
Attiva un circuito simile allo ANL (facile trappola in IF per i parassiti del motore e delle sue parti elettriche, che se anche filtrate sulla linea di alimentazione, sono sempre presenti in antenna).
- E) **RF ATT (Attenuatore RF):**
Data l'estrema sensibilità dello stadio RF del ricevitore impiegante un Dual Gate Mos-Fet, questo controllo inserisce un attenuatore di 20 dB per minimizzare la modulazione incrociata causata da segnali presenti in antenna estremamente forti o locali.
- F) **25/100 kHz (Calibrator):**
Controlla l'inserzione nel circuito di antenna del ricevitore dell'unità calibratrice con oscillatore a quarzo di 100 kHz, oppure il circuito moltiplicatore del calibratore a 25 kHz. Usare questo circuito con il controllo Clarifier in OFF.
- G) **PHONE:**
Presenza per il jack della cuffia; inserendo la cuffia l'altoparlante interno o supplementare viene automaticamente disattivato.
- H) **MIC:**
Presenza per il jack a 4 piedini del microfono e del tasto PTT.
- I) **METER:**
Questo controllo a 3 posizioni pre-



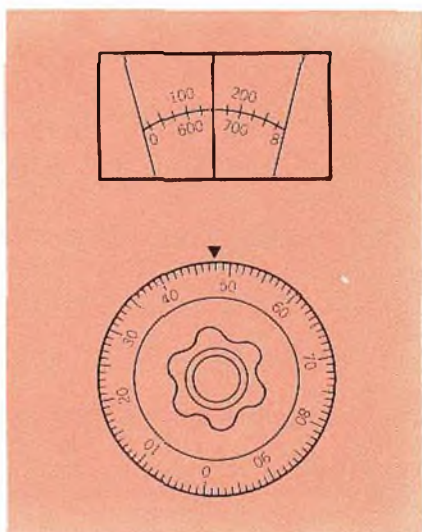
dispone lo strumento alla lettura della corrente catodica in IC, della potenza relativa di antenna in PO, o la tensione di controreazione in ALC/SSB in trasmissione, ed automaticamente in ricezione la lettura dello S-meter è possibile su qualsiasi posizione che può assumere questo controllo.

CONTROLLI E CONNETTORI POSTERIORI

- a) **AF-IN:**
Jack per entrata audio ad apparecchi accessori, cioè la bassa frequenza dello FT-277 fa da amplificatore.
- b) **IF OUT:**
Jack in cui è a disposizione il segnale della 2a IF a 3180 kHz per il collegamento ad accessori di stazione come adattatore panoramico. Il segnale in questo jack è presente sia in RX che in TX, non modificato dal filtro XF30A/C.
- c) **SP:**
Jack che mette a disposizione l'uscita a 4 Ω per un altoparlante supplementare.
- d) **PTT:**
Jack che mette a disposizione il pronto intervento in trasmissione chiudendo il circuito sul relè RX/TX RL funziona in parallelo al circuito PTT del microfono, e serve per usare microfoni sprovvisti di push to talk.
- e) **PATCH:**
Jack che mette a disposizione una entrata per preamplificatore microfonico, compressore, telefono ecc., come da accessorio SP277P. L'impedenza di ingresso è di 50 k Ω .
- f) **AUX:**
Jack riservato al collegamento tra altoparlante del transceiver con lo accessorio SP277P. L'impedenza di ingresso è di 4 Ω .
- g) **FAN:**
Zoccolo a 4 piedini per la alimentazione del ventilatore opzionale.
- h) **RF OUT:**
Jack in cui è presente in trasmissione la tensione a RF dello stadio eccitatore da utilizzarsi in unione a transverter o amplificatori lineari ad alta sensibilità di ingresso. Questa uscita è ad alta impedenza.
- j) **GND:**
Galletto di fissaggio alla presa di terra.
- k) **PO ADJ:**
Controllo di regolazione per la taratura della sensibilità dello strumento per la lettura della potenza relativa in antenna.
- m) **ANT:**
Connettore coassiale S059 di antenna (RX e TX).
- n) **ACC:**
Connettore a chiave 2 piedini in cui sono presenti e controllabili le varie tensioni del circuito TX e la efficienza dei contatti più importanti dei relè. Serve in unione agli amplificatori lineari FL2000b 2100 e 2500 come pure per alimentare transverter od altri accessori.
- p) **KEY**
Jack per la inserzione circuitale del tasto.
- q) **EXT VFO:**
Connettore octal a disposizione del collegamento all'FV277.
- r) **FUSE:**
Portafusibile contenente il fusibile per il servizio AC. 110V, 5A, 220V 5A.
- s) **POWER:**
Connettore riservato alla inserzione delle linee di alimentazione AC o DC.
- t) **Ubicazione dei transistori di potenza dell'invertitore statico DC/AC DTG110b.**

MECCANISMI DI PRECISIONE VFO

Il meccanismo di alta precisione per la riduzione di corsa tra l'asse del condensatore variabile del VFO e la manopola di sintonia, è costruito con doppi ingranaggi sovrapposti richiamati da molle, in congiunzione di traino mediante doppi ingranaggi planetari con rapporto di 0,5 a 5, controllando di 1/2 giro l'asse del variabile e relativa scala numerica (Dial scale), e di 5 giri la flangia numerata da 0 a 100 concentrica alla manopola di sintonia (Sub dial scale). Questo rapporto fornisce la precisione di lettura all'unità di kHz, cioè 100 kHz per rivoluzione della flangia (Sub dial) in 5 giri = 500 kHz corrispondenti esattamente alla copertura della scala nume-



rica del VFO (Dial scale). La flessibilità richiesta specie in SSB/CW sulla facilità di sintonizzazione, è resa possibile tramite una seconda riduzione meccanica a slitta con rapporto da 1 a 6,33 operante concentricamente tra flangia numerica esterna (Sub dial) e manopola di sintonia con un rapporto di copertura di frequenza pari a 16 kHz per giro di manopola, e 32 giri totali della stessa per la copertura di 500 kHz.

PRESELECTOR-PLATE

Anche i controlli meccanici del preselector e del Plate sono ottenuti tramite riduzioni di corsa con rapporto di 1 a 6,33, inoltre, la parte meccanica del Preselector impiega un cursore a doppio ingranaggio binario con rapporto di corsa di 1 a 1 permettendo la variazione della permeabilità dei suoi circuiti in modo preciso, robusto, virtualmente incapace di provocare «noise» in ricezione con scariche dovute a instabilità di contatto di massa sul suo meccanismo in rotazione.

IMPIEGO DEL RICEVITORE

La sintonizzazione dello FT-277 non è assolutamente difficile. Qui di seguito

viene riportato il sistema più corretto sia per la sintonizzazione del ricevitore che del trasmettitore. Prima di accendere il ricetrasmettitore però si rende necessario un controllo all'interno atto a constatare che tutti i cristalli e i moduli a inserzione siano ben fissati al loro posto, come pure controllare il buon funzionamento meccanico di tutti i controlli ruotanti e di tutti i commutatori. Ciò fatto controllare la predisposizione del ricetrasmettitore alla esatta tensione di rete.

Scelta della frequenza

Questa operazione va eseguita con il commutatore di gamma e con il codice colorato sia della banda che della scala numerica del VFO, leggendo le migliaia e centinaia di kHz sulla scala numerica del VFO, e le decine e unità di kHz direttamente sulla manopola graduata di sintonia. L'andamento della frequenza esplorata è perfettamente lineare, necessita solamente una calibrazione a 100 kHz per la taratura della flangia numerata montata a frizione sulla manopola di sintonia.

Per le bande dei 40-20-15-10a-10c la corrispondente frequenza di lettura è posta sulla scala numerica nera. L'esempio della fig. 4 illustra la predisposizione di una frequenza di 148 kHz sulla scala nera e di 648 kHz sulla scala rossa, che indica 7148 kHz su 40 m, 14148 kHz su 20 m ecc, mentre per le bande degli 80-10b-10d la rispettiva frequenza va ricercata sulla scala rossa, che nel caso della figura è di 3648 kHz su 80 m, di 28648 kHz su 10b ecc. Da notare che la lettura delle migliaia di kHz è solo una associazione di idee complementare alla posizione del commutatore «BAND», quindi sulla scala numerica del VFO si possono solamente leggere le due coperture di frequenza o da 0 a 500 kHz, o da 500 a 1000 kHz.

Ricevitore

Preallineare i seguenti controlli come segue:

VFO SELECTOR	INT (Interno)
MOX-PTT VOX	PTT
POWER	ON (accesso)
RF GAIN	Massimo 10
AF GAIN	A piacere
BAND	Banda prescelta
MODE	coincidente al tipo di segnale da decodificare
TUNING	100 kHz su scala VFO 0 sulla manopola di sintonia
PRESELECTOR	In corrispondenza al segmento della banda prescelta
CLARIFIER	OFF disinserito
RF ATT	OFF disinserito
CALIBRATOR	100 kHz incluso

Calibrazione della scala

Predisporre la scala di sintonia per la lettura di 100 kHz. Ritoccare il Pre-

lector per il massimo di lettura dello S'Meter o il massimo audio. Portare il commutatore Mode in CW ed inserire il calibratore a 100 kHz. Sintonizzare il VFO sul segnale del calibratore a zero beat, indi far coincidere lo zero della flangia graduata della manopola di sintonia (sub dial scale) con il segmento triangolare sul pannello. La calibrazione è valevole solo per la rispettiva posizione del MODE SWITCH.

Per un controllo più esatto dell'andamento lineare della frequenza e della relativa precisione di lettura, inserire il calibratore a 25 kHz controllando che il battimento a zero beat ad ogni 25 e 100 kHz coincida sempre in corrispondenza del segmento triangolare e manopola di sintonia. Ad avvenuta calibrazione, il commutatore del calibratore va disinserito (posizione OFF).

IMPIEGO DEL TRASMETTITORE

La seguente procedura di presintonizzazione del trasmettitore deve essere eseguita portando il selettore di MODE in posizione TUNE, assicurando prima di ogni operazione il collegamento di un carico di antenna adeguato o di un wattmetro. Eseguite le suddette operazioni, preallineare i controlli:

POWER	OFF spento
HEATER	ON filamenti accesi
MODE	TUNE (sintonizzazione)
CARRIER	ZERO
BAND	Banda prescelta
TUNING	Frequenza prescelta
PRESELECTOR	in corrispondenza al segmento della banda prescelta
PLATE	in corrispondenza al segmento della banda prescelta
LOADING	in corrispondenza al numero di tabella
METER	IC controllo della corrente catodica dello stadio finale RF
VFO SELECT	INT interno
MOX-PTT-VOX	PTT

Tabella posizioni controllo LOAD	
BAND	LOAD
80	5
40	5½
20	3½
15	3
10abcd	4

Questi valori sono puramente indicativi, e all'atto della sintonia possono variare di molto.

Accendere il transceiver (Power ON) e attendere un minuto per consentire ai catodi dei tubi finali di raggiungere la temperatura ottimale per il funziona-

mento. Accertarsi che lo zoccolo accessorio sia inserito in corrispondenza all'ACC socket, perché la tensione ai filamenti dello stadio finale è accessibile solo via ponte tra i pedini 1 e 2 dello zoccolo stesso.

Portare il deviatore MOX-PTT-VOX in posizione MOX e leggere la corrente catodica di riposo relativa alla classe lineare dei tubi; essa deve essere di 50 mA. Se la lettura non è esatta, agire sul regolatore (internamente all'apparecchio) contraddistinto dalla scritta BIAS e localizzato sul modulo PB-1079a/b REG + CAL UNIT. Un consumo superiore ai 50 mA a riposo porta alla distruzione dei tubi finali in breve tempo, mentre un consumo inferiore ai 50 mA differenzia la classe lineare di lavoro dei tubi finali con conseguente distorsione. Fatta questa operazione, portare il commutatore di lettura dello strumento in posizione ALC e agire sul regolatore (internamente all'apparecchio) contraddistinto dalla scritta ALC e localizzato sul modulo PB-1078a/b MOD + OSC UNIT, fino a raggiungere la piena flessione dell'indice sul segmento di scala corrispondente ALC. Ciò fatto riportare la lettura strumentale in IC e il deviatore MOX-PTT-VOX in corrispondenza a PTT.

Presintonia del trasmettitore

- 1) Ruotare il preselector per il livello massimo di rumore.
- 2) Portare il deviatore MOX-PTT-VOX in corrispondenza di MOX.
- 3) Ruotare la leva del Carrier affinché si legga una corrente catodica leggermente superiore alla corrente di riposo 50/70 mA.
- 4) Ritoccare il Preselector per la massima indicazione di corrente catodica; nel caso dovesse superare i 100 mA si rende necessaria una diminuzione del Carrier.
- 5) Ruotare il controllo PLATE per la minima indicazione di corrente catodica (dip).
- 6) Riportare il deviatore MOX-PTT-VOX in corrispondenza di PTT.

Ciò fatto il trasmettitore è presintonizzato sulla frequenza prescelta. Osservando scrupolosamente la seguente procedura prevista per i ritocchi finali di accordo di antenna, si raggiunge lo scopo di aumentare la vita dei tubi finali trasmettenti.

Sintonia finale

A tale scopo si procede per mezzo della lettura strumentale PO leggendo la potenza relativa che a piena potenza e con antenna di adeguata impedenza deve essere da $\frac{1}{2}$ a $\frac{3}{4}$ della precedente lettura IC. Se il risultato fosse una lettura nulla o viceversa la massima flessione dell'indice sulla scala, significa che si è in presenza di un elevato rapporto di onde stazionarie per cui prima di procedere sarà necessario un controllo dell'antenna.

Attenzione

Eccedere sul tempo previsto di 10 secondi max nelle manovre di sintonia finale vuol dire distruggere i tubi finali.

- 1) Portare il commutatore strumentale su PO, ruotare la leva del Carrier al massimo (10).
 - 2) Portare il commutatore MOX-PTT-VOX in corrispondenza di MOX per 10 secondi max, regolare il preselector per il massimo di indicazione sullo strumento e riportare il commutatore MOX-PTT-VOX in posizione PTT.
 - 3) Portare ancora il commutatore in MOX per 10 secondi max, ed aumentare o diminuire il controllo del LOAD sempre per il massimo di lettura PO riportando immediatamente il commutatore da MOX a PTT.
 - 4) Portare nuovamente il commutatore da PTT in MOX per 10 secondi max, ed aumentare o diminuire il controllo PLATE sempre per il massimo di lettura in PO riportando immediatamente il commutatore da MOX a PTT.
 - 5) Ripetere le operazioni dei punti 3) e 4) fino alla massima lettura PO. Ora il trasmettitore è sintonizzato per la massima uscita.
- Riportare il controllo Carrier a zero, il commutatore strumentale in IC, e finalmente il commutatore MODE coincidente al tipo di emissione da utilizzare.
- NB: tutte le manovre del commutatore MOX-PTT-VOX, da PTT a MOX e ritorno a PTT vengono rese più facili tramite il pulsante push-talk del microfono con la posizione del commutatore sempre corrispondente a PTT.

COME OPERARE IN SSB

Terminate le operazioni di sintonia, portare il commutatore MODE in LSB o USB, il commutatore strumentale in ALC, il commutatore MOX-PTT-VOX in PTT, premere il pulsante del microfono ed aumentare il Mic-Gain controllando l'oscillazione dell'indice sull'arca centrale dello strumento parlando con tono di voce normale nel microfono.

Portare il commutatore stand-by in VOX, e regolare la sensibilità dello stesso circuito agendo sul controllo (internamente al ricetrasmittitore) contraddistinto VOX, e localizzato sul

modulo PB-1081a/b/c VOX + AUDIO UNIT, affinché con tono di voce normale, venga attivato il trasmettitore. E seguire la regolazione dell'ANTITRIP localizzato sullo stesso modulo, come pure il controllo del DELAY nel modo seguente: Portare l'antitrip ad un limite di tensione di soglia che impedisca senza un effetto troppo marcato l'attivazione del VOX dovuta a interferenza di eccessivo audio in altoparlante. Disporre il controllo del Delay per un'accettabile flessibilità di tempo di incrinza all'apertura del relè del vox. (DELAY).

N.B: questo circuito verrà più ampiamente descritto nel circuito del modulo «vox + audio unit PB-1081a/b/c».

La predisposizione strumentale IC in SSB indica una corrente di picco che in realtà è il doppio del valore indicato.

COME OPERARE IN TELEGRAFIA

Terminata la sintonizzazione completa, inserire in circuito il tasto mediante il plug da innestare sul Jack KEY posteriormente al ricetrasmittitore, operando a piacere manualmente su MOX e automaticamente (break-in) in VOX. Il controllo del Carrier determinerà la potenza di uscita, scegliendo la quantità di potenza necessaria entro i limiti di corsa di detto regolatore (da 1 a 10). I tubi finali lavorano con un tipo di classe differente in telegrafia, per cui automaticamente alla inserzione del tasto nel suo circuito, avviene lo scollegamento della polarizzazione di griglia necessaria per la classe lineare dei tubi in SSB/AM. In questo caso, non ci sarà più la lettura di 50 mA della corrente di riposo. Si intende che il MODE dovrà essere stato selezionato per CW.

COME OPERARE IN AM

Ad avvenuta sintonizzazione, portare il commutatore MOX-PTT-VOX in posizione PTT e premere il pulsante del microfono, ruotare il controllo del Carrier, e dare portante fino alla lettura di 100 mA di corrente catodica con strumento in IC. Ciò fatto avanzare il controllo Mic-Gain ed aumentare così il guadagno del preamplificatore microfonico fino ad osservare un leggero incremento della precedente indicazione di corrente di 100 mA sui picchi di modulazione (130 mA max).

Cesarino Monti, nato nel 1916 è un pittore che al suo talento unisce: estro, freschezza, sensibilità ed una ineguagliabile inquietudine.

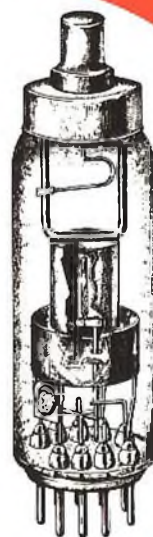
La copertina di questo numero è sua, appositamente creata per la nostra rivista.

Monti ha avuto grossi successi a Reims, a Parigi, a New York, a San Diego e a Taranto.

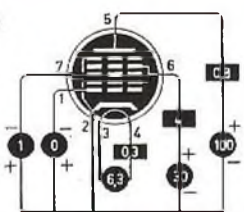


PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

ventitreesima parte

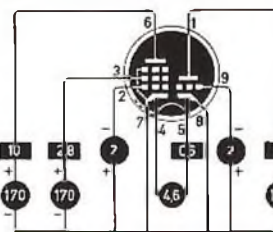


$S_{g1-a}=$
 $S_{g3-a}=1,55\text{ mA/V}$
 $R_i=400\text{ k}$
 $P_a=\text{max } 1\text{ W}$

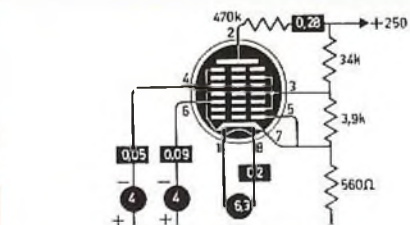


EH90

$S_p=6,2\text{ mA/V}$
 $R_i=400\text{ k}$
 $\mu g_{2g1}=47$
 $P_a=\text{max } 1,7\text{ W}$
 $R_{eq}=1,5\text{ k}$

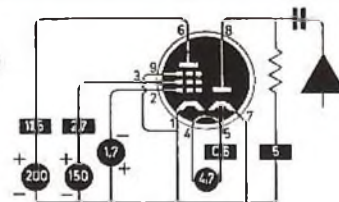


4BL8

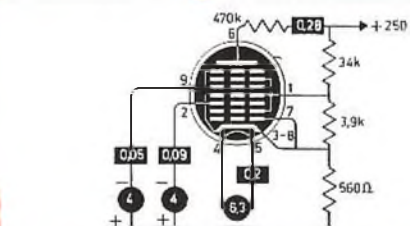


EQ40

$S=7\text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=500\text{ k}$
 $P_a=\text{max } 2,8\text{ W}$

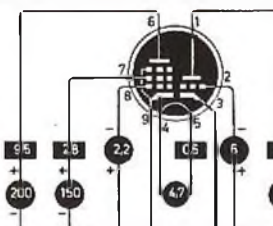


5AM8

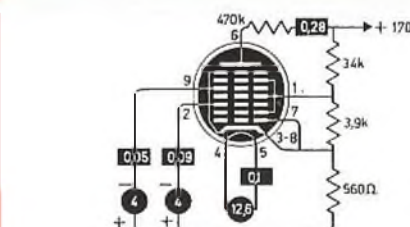


EQ80

$S_p=6,2\text{ mA/V}$
 $R_i=300\text{ k}$
 $\mu g_{2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2\text{ W}$
 $R_{eq}=$
 $S_{f1}=3,3\text{ mA/V}$
 $R_i=5,75\text{ k}$
 $\mu=19$
 $P_a=\text{max } 2,5\text{ W}$

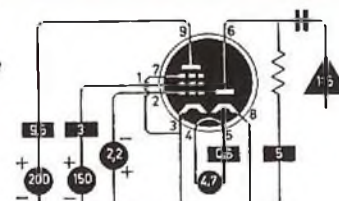


5AN8

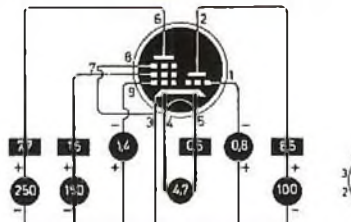
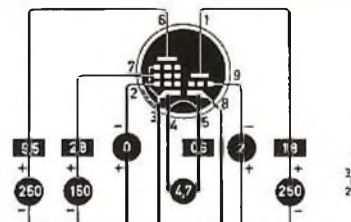
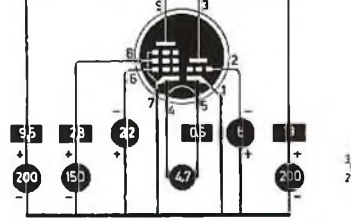
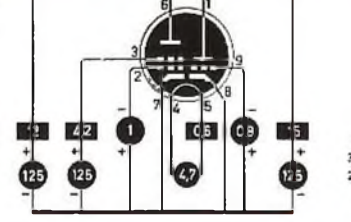
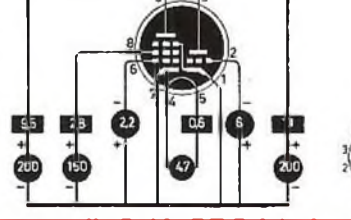
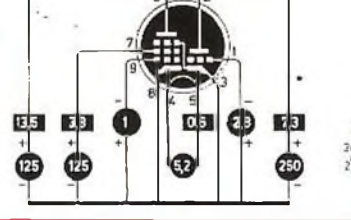
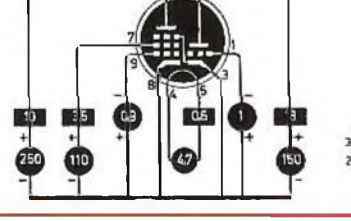
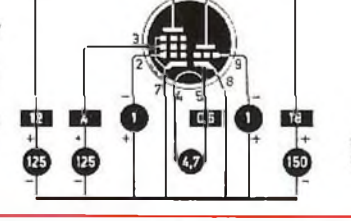
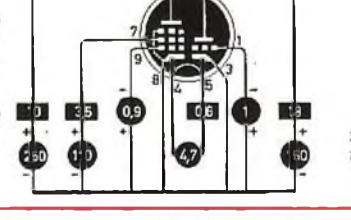
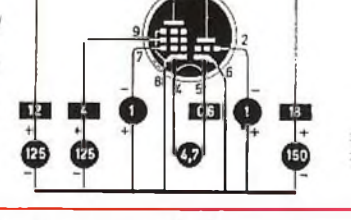
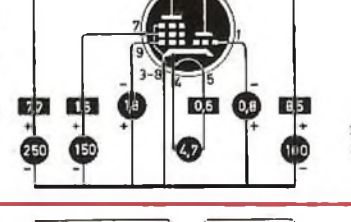
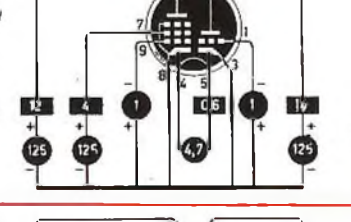
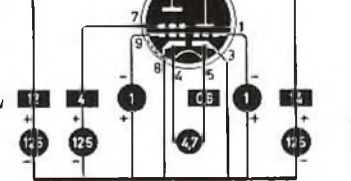
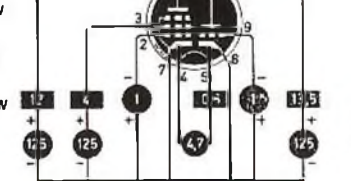


UQ80

$S=6,2\text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1}=$
 $R_i=300\text{ k}$
 $R_{eq}=$
 $P_a=\text{max } 2,5\text{ W}$



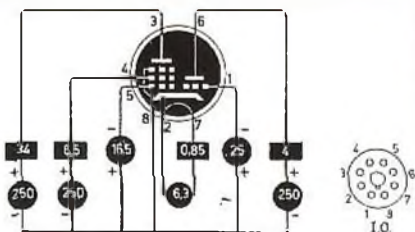
5AS8

5AT8	$S_p = 4.6 \text{ mA/V}$ $R_i = 750 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 5.8 \text{ mA/V}$ $R_i = 6.9 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$  B9A	$S_p = 6.2 \text{ mA/V}$ $R_i = 600 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 2 \text{ mA/V}$ $R_i = 50 \text{ k}$ $\mu = 100$ $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$  B9A	5CM8
5AV8	$S_p = 6.2 \text{ mA/V}$ $R_i = 300 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 3.3 \text{ mA/V}$ $R_i = 5.75 \text{ k}$ $\mu = 19$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$  B9A	$S_T = 5.8 \text{ mA/V}$ $R_i = 140 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.8 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 2.7 \text{ W}$  B9A	5CQ8
5B8	$S_p = 6.2 \text{ mA/V}$ $R_i = 300 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 3.3 \text{ mA/V}$ $R_i = 5.75 \text{ k}$ $\mu = 19$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$  B9A	$S_p = 8.6 \text{ mA/V}$ $R_i = 150 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4.4 \text{ mA/V}$ $R_i = 12 \text{ k}$ $\mu = 53$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$  B9A	5DH8
5BE8	$S_p = 5.2 \text{ mA/V}$ $R_i = 400 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.8 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$  B9A	$S_p = 6.4 \text{ mA/V}$ $R_i = 80 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 3.1 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 3 \text{ W}$  B9A	5EA8
5BR8	$S_p = 5.2 \text{ mA/V}$ $R_i = 400 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.8 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 2.7 \text{ W}$  B9A	$S_p = 6.4 \text{ mA/V}$ $R_i = 80 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 3.1 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 3 \text{ W}$  B9A	5EU8
5CG8	$S_p = 4.6 \text{ mA/V}$ $R_i = 750 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 5.8 \text{ mA/V}$ $R_i = 6.9 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 1.5 \text{ W}$  B9A	$S_p = 6.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 200 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.3 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$  B9A	5FV8
5CL8A	$S_p = 6.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 200 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$  B9A	$S_p = 7.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 200 \text{ k}$ $\mu_{2g1} =$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8.5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5.4 \text{ k}$ $\mu = 46$ $P_a = \text{max } 2.5 \text{ W}$  B9A	5GH8

6AD7

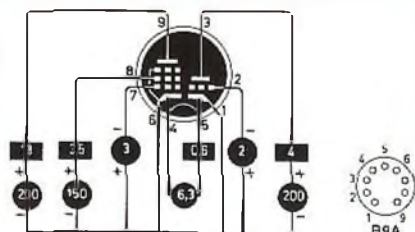
$S_p = 2.5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 80 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 0.5 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 0.3 \text{ mA/V}$
 $R_i = 19 \text{ k}$
 $\mu = 6$
 $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$



$S_p = 9 \text{ mA/V}$
 $R_i = 400 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 3.25 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 175 \text{ k}$
 $\mu = 10$
 $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$



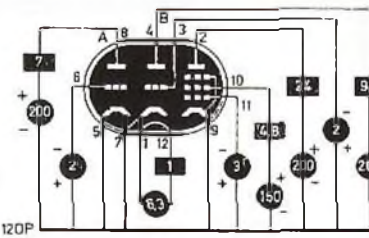
6AW8

6AF11

$S_T = 5.5 \text{ mA/V}$
 $\mu = 68$
 A $R_i = 12.4 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 1.1 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

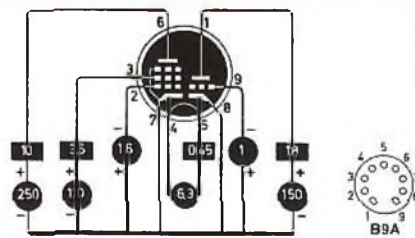
$S_T = 4.4 \text{ mA/V}$
 $\mu = 41$
 B $R_i = 9.4 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_p = 11 \text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $R_i = 68 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$
 $R_{eq} =$



$S_p = 4.8 \text{ mA/V}$
 $R_i = 400 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2.8 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

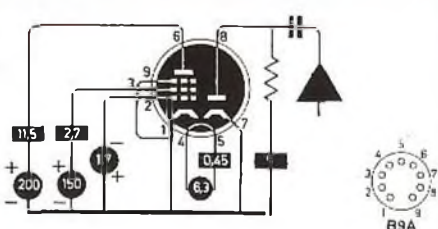
$S_T = 8.5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max. } 2.7 \text{ W}$



6AX8

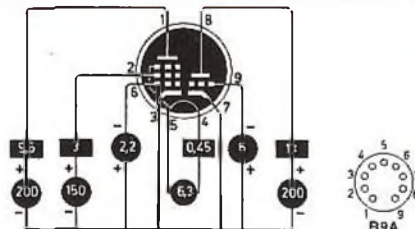
6AM8

$S = 7 \text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $R_i = 600 \text{ k}$
 $R_{eq} =$
 $P_a = \text{max. } 2.8 \text{ W}$



$S_p = 6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 300 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 3.3 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5.7 \text{ k}$
 $\mu = 19$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$

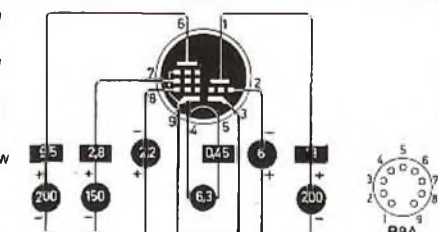


6AZ8

6AN8

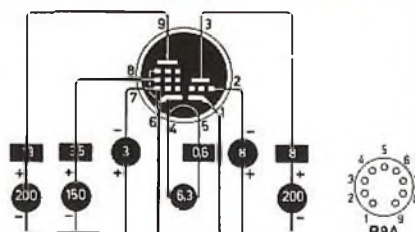
$S_p = 6.2 \text{ mA/V}$
 $R_i = 300 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 3.3 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5.75 \text{ k}$
 $\mu = 19$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$



$S_p = 9 \text{ mA/V}$
 $R_i = 400 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 3.25 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

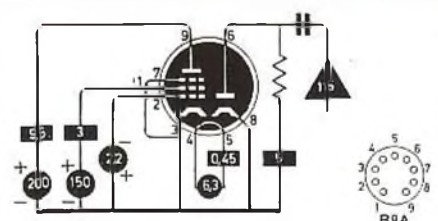
$S_T = 2.7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 6.7 \text{ k}$
 $\mu = 18$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$



6BA8

6AS8

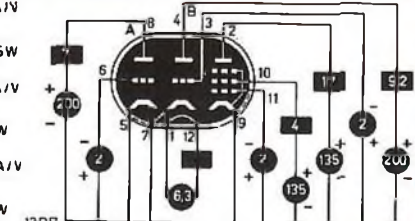
$S = 6.2 \text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $R_i = 300 \text{ k}$
 $R_{eq} =$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$



$S_T = 5.5 \text{ mA/V}$
 $\mu = 68$
 A $R_i = 12.4 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 1.5 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 4.4 \text{ mA/V}$
 $\mu = 41$
 B $R_i = 9.4 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_p = 10.4 \text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $R_i = 45 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 4 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

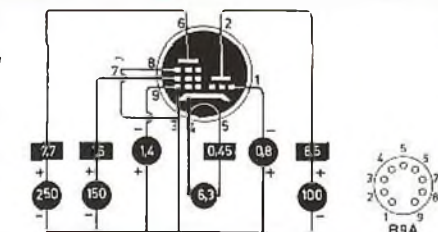


6BD11

6AT8

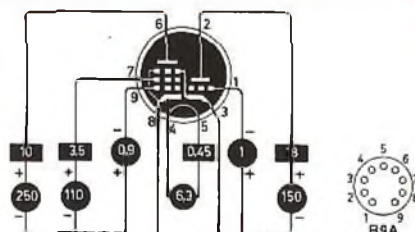
$S_p = 4.6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 750 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 5.8 \text{ mA/V}$
 $R_i = 6.9 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$



$S_p = 5.2 \text{ mA/V}$
 $R_i = 400 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2.8 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 0.5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$

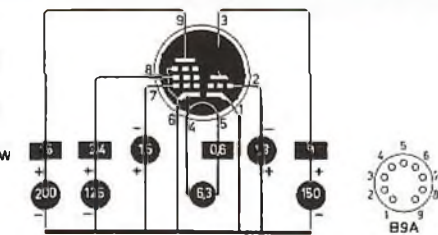


6BE8

6AU8

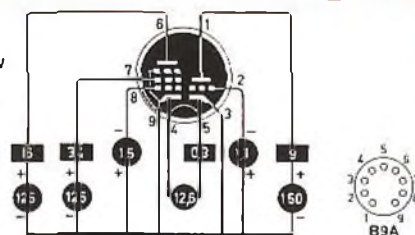
$S_p = 7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 3 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 4.9 \text{ mA/V}$
 $R_i = 8.2 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$



$S_p = 7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2.75 \text{ W}$
 $R_{eq} =$

$S_T = 4.9 \text{ mA/V}$
 $R_i = 8.2 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max. } 2.5 \text{ W}$



6BH8

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 - Elettrotecnica 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



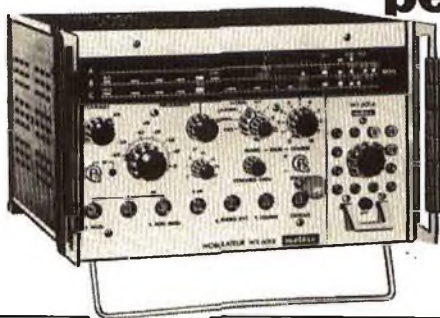
BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



due soluzioni economiche per il servizio manutenzione e la linea di produzione



VOBULATORE VX 601 VHF-UHF

- Frequenza da 0,5 a 950 MHz
- Escursione di frequenza da 0 a 35 MHz
- Tutti i marcatori a quarzo



GENERATORE RADIO AM-FM GX 303

- Generatore AM con vobulatore incorporato per la media frequenza
- Generatore FM con vobulatore e marcatore incorporato per la regolazione dei discriminatori
- Generatore BF a frequenza fissa
- Modulazione interna ed esterna

nozza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

ITT Metrix divisione della ITT Standard
Cologno Monzese (Milano)
Corso Europa, 51
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova, 213
00191 Roma
Tel. 32.36.71



Spring

ELETTRONICA
COMPONENTI

sintonizzatore VHF/UHF

CON DIODI VARICAP E DI COMMUTAZIONE

Questo nuovo selettore

consente la ricezione

delle trasmissioni tele-

visive nelle seguenti bande:

1°

MHz

50 ÷ 88

3°

MHz

170 ÷ 234

4° + 5°

MHz

460 ÷ 790

RAI

CCIR

44 ÷ 70

170 ÷ 234

460 ÷ 790

Costruzione di alta specializzazione

Elevata stabilità nel ripristino di sintonia

Minimo ingombro (dimensioni mm 87,3 x 87,8 x 21,5)

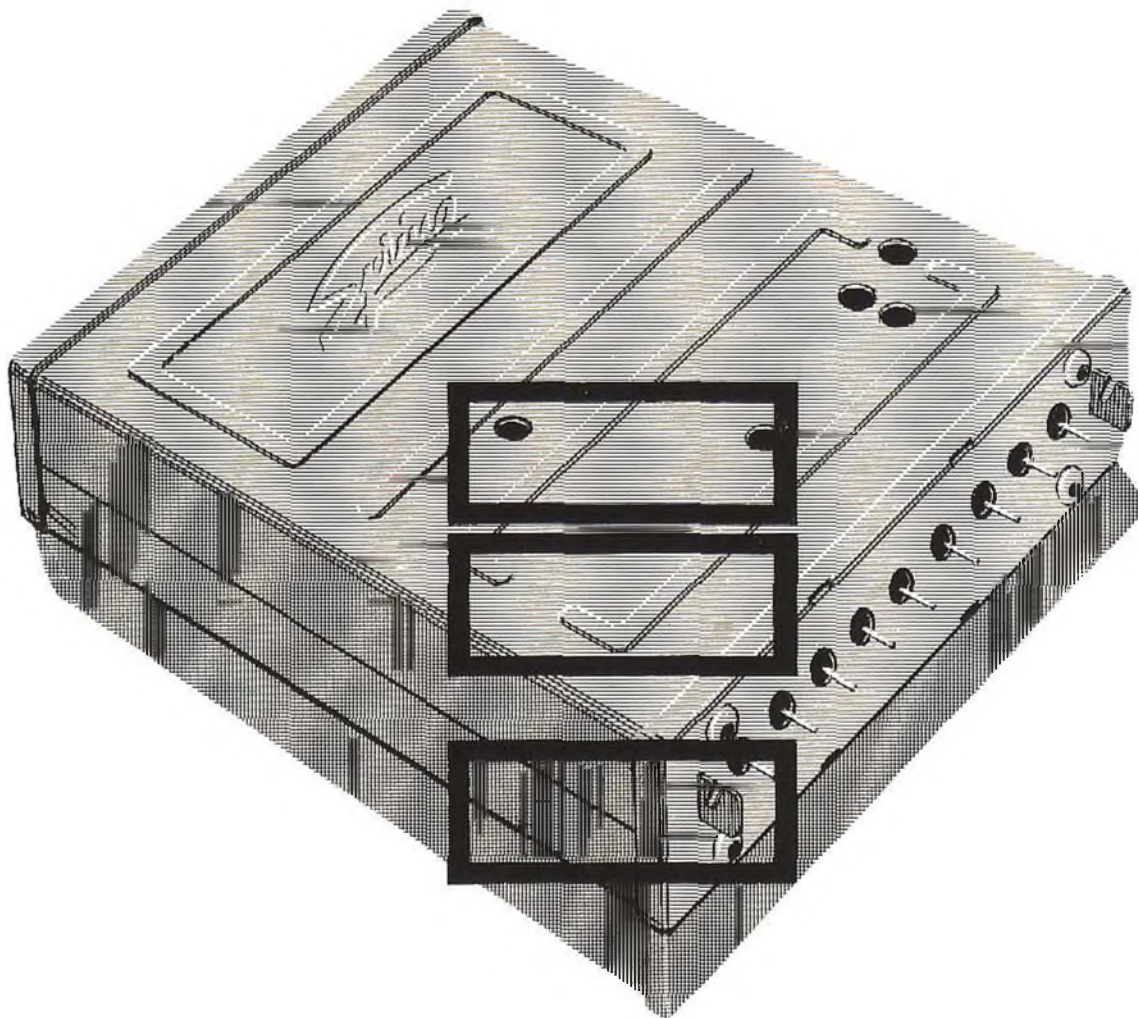
Possibilità di sistemazione in zona fredda del televisore

Assenza di microfonicità e di falsi contatti

Possibilità di predisposizione di un numero qualsivoglia di canali, in associazione ad una tastiera Preomat[®]

Spring Elettronica Componenti

20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)



NOVITÀ

**Antonio
Banfi**

pulsantiera potenziometrica

per televisori dotati di sintonizzatori VHF-UHF a diodi Varicap e di commutazione

fabbricata in Italia su licenza
della PREH di Bad Neustadt/
Saale (Germania Occidentale)

costruzione molto compatta
e di piccolo ingombro

elevata stabilità delle
piste potenziometriche, di
fabbricazione originale PREH
* eccezionale precisione
di ripristino in sintonia
* bande preselezionabili
a piacere su qualunque tasto



Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi

20021 BARANZATE/MILANO

VIA MONTE SPLUGA 16
TEL. 990.1881 (4 LINEE)



09002003

condensatori elettrolitici



FACON FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l. - 21100 VARESE - VIA APPIANI 14 - TELEF. 82300



SONY®

QUADRAPHONIC



* CBS Is a Trademark of the Columbia Broadcasting System, Inc.

QUADRAPHONIC



QUADRAPHONIC



QUADRAPHONIC



Title

SQ Disc

Johnny Cash at San Quentin	CQ 30861
Santana/Abraxas	CQ 30130
Funny Girl/Original Soundtrack	SQ 30992
Ray Conniff/Love Story	CQ 30498
Ray Stevens' Greatest Hits	ZQ 30770
Andy Williams/Love Story	CQ 30497
Janis Joplin/Pearl	CQ 30322
The Raiders/Indian Reservation	CQ 30768
Lynn Anderson/Rose Garden	CQ 30411
Ray Price/For the Good Times	CQ 30106
Percy Faith/Romeo and Juliet	CQ 31004
Jim Nabors/Help Me	
Make It Through the Night	CQ 30810
Barbra Streisand/Stoney End	CQ 30378
Walter Carlos/Switched-On Bach	MQ 31018
Simon and Garfunkel	
Bridge Over Troubled Water	CQ 30995
Blood, Sweat and Tears	CQ 30994
Subotnick/Touch	MQ 31019
No, No, Nanette/ Original Cast	SQ 30563
Leonard Bernstein/ Also Sprach Zarathustra	MQ 30443
Poco/Deliverin'	EQ 30209
Bob Dylan/Nashville Skyline	CQ 31007
Tammy Wynette/ We Sure Can Love Each Other	EQ 30658
Sly & The Family Stone/ Greatest Hits	EQ 30235
Kooper, Bloomfield, Stills/ Super Session	CQ 30991
Leonard Bernstein/Verdi Requiem	M2Q 30060
Johnny Mathis/ You've Got a Friend	CQ 30740
Chase	EQ 30472
Leonard Bernstein/Mass	M2Q 31008

QUADRAPHONIC



QUADRAPHONIC



QUADRAPHONIC



QUADRAPHONIC



CBS

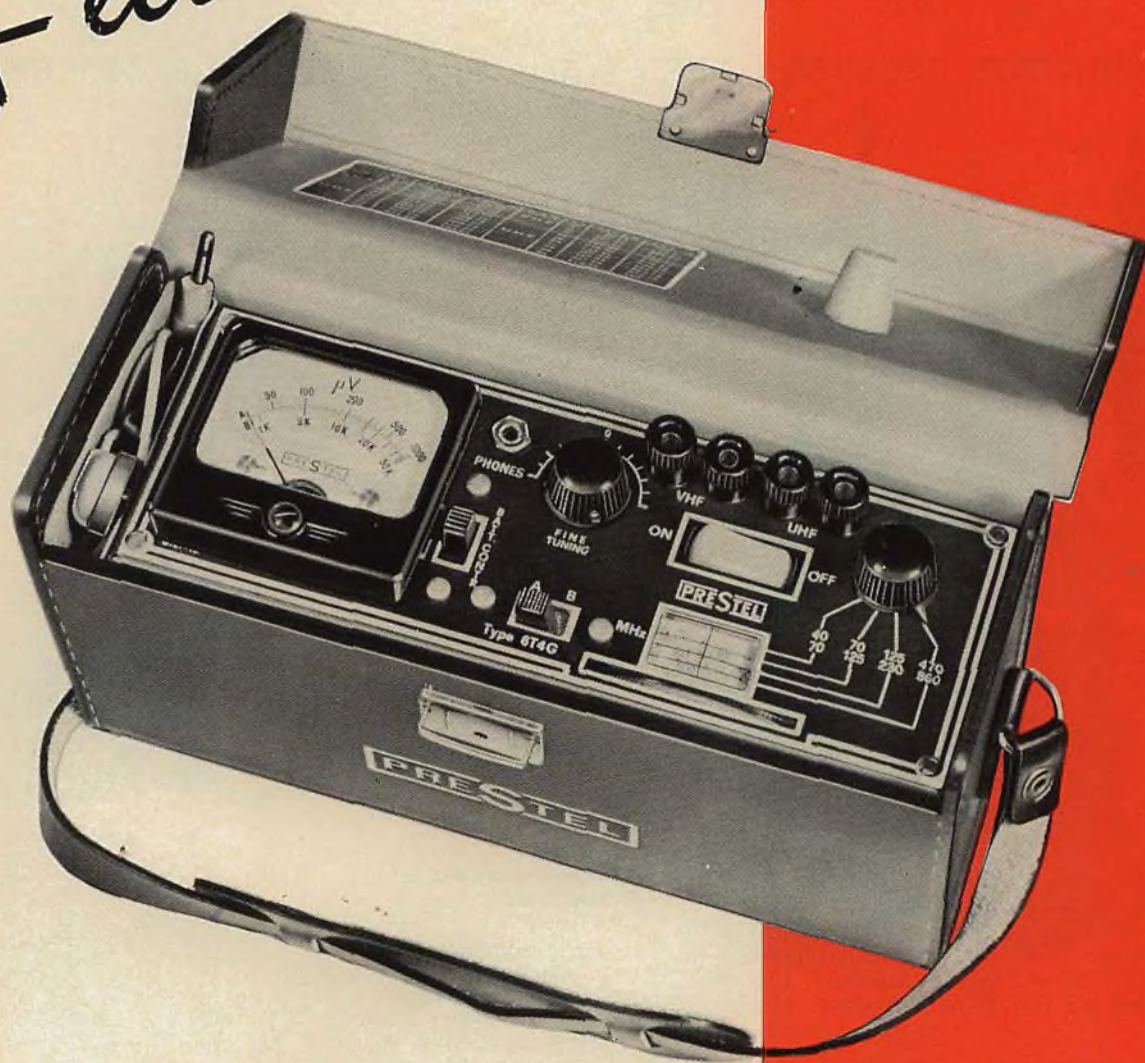


SUGAR

Tutti i dischi quadrifonici possono essere suonati anche su di un normale apparecchio stereo col risultato di un perfetto ascolto stereofonico

lo strumento
+ economico

PRESTEL



IL MISURATORE DI CAMPO 6T4G è indispensabile per:

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

PRESTEL

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

Il misuratore di campo può essere acquistato presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia. (TS/3140-00)

IL MEGLIO NEI RADIOTELEFONI "CB-VHF"

RADIOTELEFONI MUNITI DI QUARZI
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GAB**

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA DI APPARECCHI SOMMERKAMP



Mod. TA-101/F Mod. TS-510G Mod. F-900

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TA-101/F

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • 21 transistori 6 diodi, 3 circuiti integrati • Gamma di emissione: VHF/FM • Potenza ingresso: 2 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TS-510G

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • 13 transistori • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza di ingresso: 2 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Fieldmaster» - Mod. F-900

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • Completo di carica batterie • 17 transistori, 6 diodi • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza d'ingresso 2 W • Uscita audio: 3 mW. • Alimentazione: 12 V.



Ricetrasmittitore per auto e natanti «Sommerkamp» Mod. CB75

23 canali controllati a quarzo • Controllo di volume e squelch • Gamma di emissione: 27 MHz • 30 transistori • Potenza d'ingresso: 4 W • Uscita audio 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



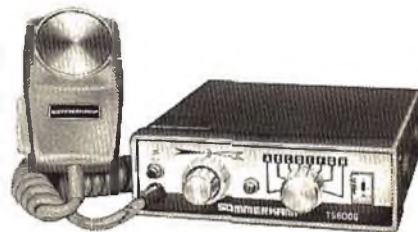
Ricetrasmittitore per auto «Sommerkamp» - Mod. TR-16M

6 canali (1 controllato a quarzo) • Trasmettitore a triplo stadio controllato • Controllo volume e squelch • Indicatore livello batteria ed intensità di campo • Gamma di emissione: 27 MHz • Completo di microfono parla-ascolto • 14 transistori, 16 diodi • Potenza ingresso: 5 W • Uscita audio: 400 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore per stazioni fisse e mobili

«Sommerkamp» Mod. TS600G

6 canali • Completo di microfono • Gamma di emissione: 27 MHz • 16 transistori + 13 diodi • Alimentazione: 12 Vc.c.



Ricetrasmittitore per auto

«Sommerkamp» -

Mod. TS-5025S

23 canali controllati a quarzo • Controllo volume e squelch • 30 transistori • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza ingresso: 5 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



Ricetrasmittitore per auto

«Sommerkamp» -

Mod. IC-20X

12 canali (3 controllati a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • Completo di microfono parla-ascolto • 30 transistori, 1 FET, 33 diodi, 1 circuito integrato • Gamma di emissione: VHF/FM • Potenza ingresso: 20 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



...nel confronto s'impone...



CARATTERISTICHE TECNICHE

MICROFONO MD 2000

CURVA POLARE	CARDIOIDE
RISPOSTA IN FREQ.	40 ÷ 1500 Hz
IMPEDENZA A 1000 Hz	200 Ω
SENS. A 1000 Hz	0,2 mV/microbar
DIMENSIONI	Ø 42x165 mm
PESO	130 g
PREZZO	L. 13.000



MD 2000

microfoni professionali



CARATTERISTICHE TECNICHE

MICROFONO MD 2002

CURVA POLARE	CARDIOIDE
RISPOSTA IN FREQ.	50 ÷ 15000 Hz
IMPEDENZA A 1000 Hz	200 Ω
SENS. a 1000 Hz	0,2 mV/microbar
DIMENSIONI	Ø 42x79 mm
PESO	100 g
PREZZO	L. 7.500



MD 2002

RCF

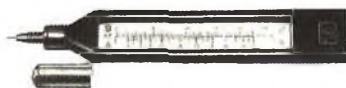
42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281

*il TESTER che si afferma
in tutti i mercati*

EuroTest

B R E V E T T A T O

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



**TERMOMETRO A CONTATTO
PER LA MISURA ISTANTANEA
DELLA TEMPERATURA**
Mod. T-1/N Campo di misura
da -25° a +250°



**PUNTALE PER LA MISURA
DELL'ALTA TENSIONE NEI TELEVISORI,
TRASMETTITORI, ecc.**
Mod. VC 1/N Portata 25.000 V c.c.



**DERIVATORI PER LA MISURA
DELLA CORRENTE CONTINUA**
Mod. SH/30 Portata 30 A c.c.
Mod. SH/150 Portata 150 A c.c.

DEPOSITI IN ITALIA:

ANCONA - Carlo Giongo
Via Milano, 13
BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.L. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.L. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Fulvio Moglia
3^a Traversa S. Anna
alle Paludi, 42/43
PADOVA - P.L. Pierluigi Righetti
Via Lazera, 8
PESCARA - P.L. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Poma
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

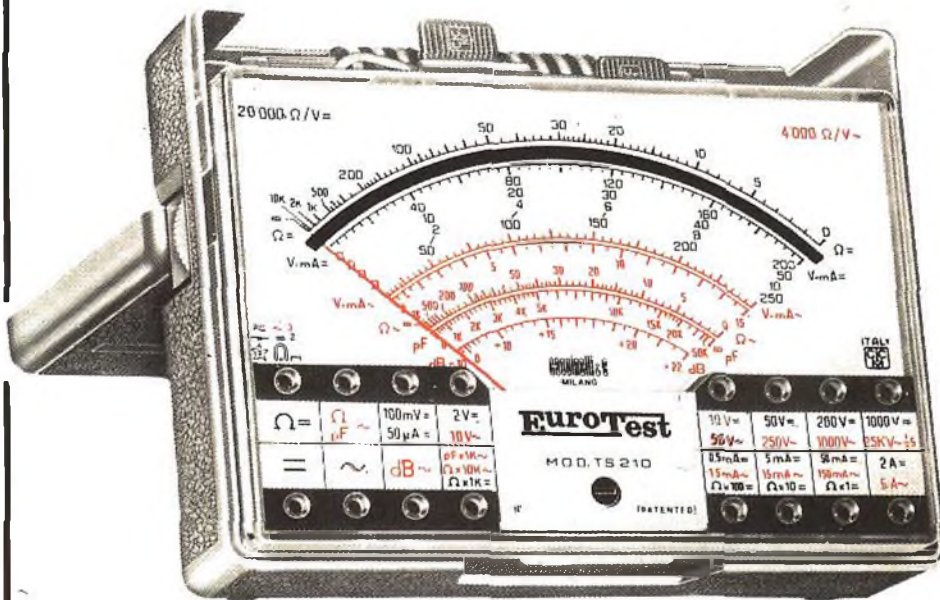
MOD. TS 210 20.000 Ω/V c.c. - 4.000 Ω/V c.a.

8 CAMPI DI MISURA 39 PORTATE

VOLT C.C.	6 portate:	100 mV	2 V	10 V	50 V	200 V	1000 V
VOLT C.A.	5 portate:	10 V	50 V	250 V	1000 V	2,5 kV	
AMP. C.C.	5 portate:	50 μA	0,5 mA	5 mA	50 mA	2 A	
AMP. C.A.	4 portate:	1,5 mA	15 mA	150 mA	6 A		
OHM	5 portate:	$\Omega \times 1$	$\Omega \times 10$	$\Omega \times 100$	$\Omega \times 1 k$	$\Omega \times 10 k$	
VOLT USCITA	5 portate:	10 V~	50 V~	250 V~	1000 V~	2500 V~	
DECIBEL	5 portate:	22 dB	36 dB	50 dB	62 dB	70 dB	
CAPACITA'	4 portate:	0-50 k μF	(aliment. rete)	0-50 μF	0-500 μF		
		0,5 k μF	(aliment. batteria)				

● Galvanometro antichoc contro le vibrazioni ● Galvanometro a nucleo magnetico schermato contro i campi magnetici esterni ● Protezione statica della bobina mobile fino a 1000 volte la sua portata di fondo scala ● Fusibile di protezione sulle basse portate ohmmetriche $\Omega \times 1$ $\Omega \times 10$ ripristinabile ● Nuova concezione meccanica (Brevettata) del complesso jack-circuito stampato a vantaggio di una eccezionale garanzia di durata ● Grande scala con 110 mm di sviluppo ● Borsa in molten il cui coperchio permette 2 inclinazioni di lettura (30° e 60° oltre all'orizzontale) ● Misure di ingombro ridotte 138 x 106 x 42 (borsa compresa) ● Peso g 400 ● Assemblaggio ottenuto totalmente su circuito stampato che permette facilmente la riparazione e sostituzione delle resistenze bruciate

CON CERTIFICATO DI GARANZIA



*una MERAVIGLIOSA
realizzazione della*

cassinelli & c ITALY
CICM

20151 Milano - Via Gradisca, 4 - Telefoni 30.52.41/30.52.47/30.80.783

AL SERVIZIO: DELL'INDUSTRIA
DEL TECNICO RADIO TV
DELL'IMPIANTISTA
DELLO STUDENTE

un tester prestigioso a sole Lire 10.900

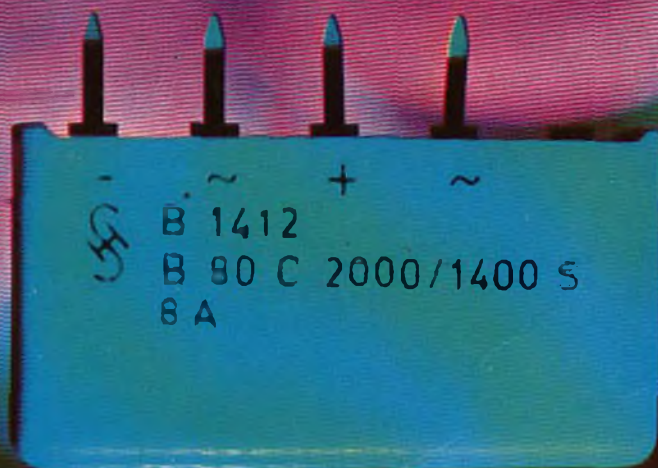
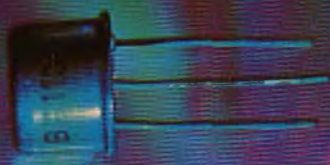
franco nostro stabilimento

ESPORTAZIONE IN: EUROPA - MEDIO ORIENTE - ESTREMO ORIENTE - AUSTRALIA - NORD AFRICA - AMERICA

Tema: elettronica per radio TV


SIEMENS

coerenti nella qualità



■ per radioricevitori ■ per amplificatori di BF ed HI-FI ■ per TV in bianco e nero ed a colori ■ forniti anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione industriale
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

semiconduttori della Siemens

dove la perfezione è il minimo indispensabile



nastri professionali "Scotch" Audio e Video

Effetto di suono. Potenza dell'immagine. Perfezione. I nastri magnetici "Scotch" delle gamme Audio e Video sono appunto questo. Per la speciale composizione dell'ossido, il procedimento esclusivo di fabbricazione, la grande resistenza meccanica, la lunga durata. Prodotti di altissimo livello tecnico, dunque, che rendono "la perfezione" un risultato alla portata di tutti. Strumenti della quarta generazione nati dalla stessa ricerca innovativa 3M che ha prodotto i primi nastri magnetici audio, video, e per computer.

**Divisione
Prodotti
Magnetici**

3M

3M ITALIA S.p.A. 20121 Milano - C.so Matteotti, 12 - tel. 780651