

Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

6

LIRE
600

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - GIUGNO 1972

**in questo
numero:**

**RIVELATORE
DI METALLI**

**SCELTA
DI UN TX**

**OSCILLATORE
PER CB**

**RICEVITORE
AM-FM
25 ÷ 200 MHz**



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 . . Yen 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
LUSSEMB. . . 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

+ 60% con la pila **ORO**



La nuova pila **ORO**

della **HELLESENS** consente una resa + 60% nei registratori + 50% nelle radio, paragonata alle migliori pile a lunga durata presenti su mercato.



By Appointment to the Royal Danish Court



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 Volta C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω : 10 - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 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 \div 500 e 0 \div 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 e prova diodi modello «Transstest» 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 indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. **IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER 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

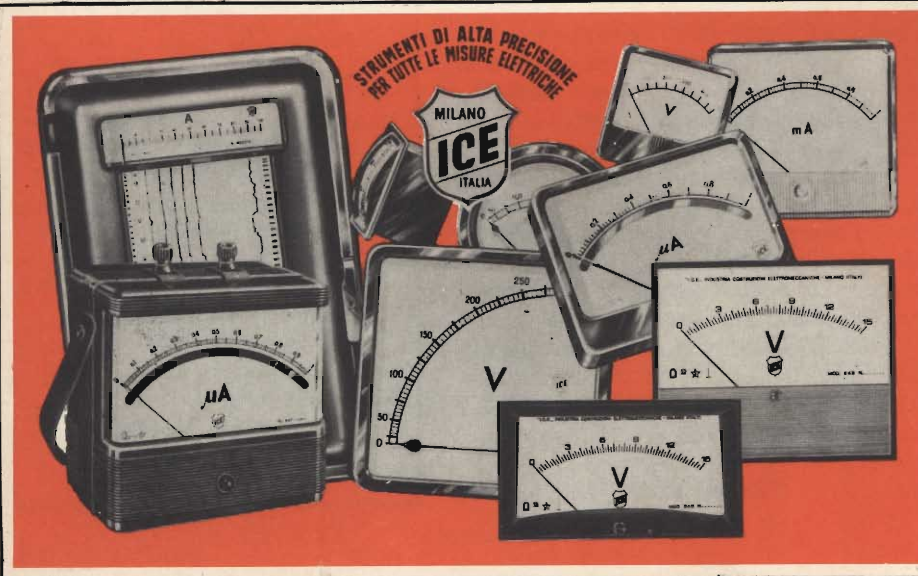
eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle 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



STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE



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

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

AI MIEI VECCHI LETTORI ED AI NUOVI

Dall'angolo della «Scrivania dello zio» ho compiuto l'ultimo balzo. Il cammino è stato lungo: nel 1957, tre anni prima che arrivasse il mio immediato predecessore (al quale contraccambio i saluti più cordiali) corregevo le bozze di «Selezione di Tecnica Radio TV» e scrivevo qualche articolo.

Una quarantina di pagine in tutto davano, alla rivista di allora, l'aspetto del quaderno di uno scolaro diligente.

Poi la rivista si è dilatata. Per alcuni anni mi sono sbizzarrito con la «scrivania». E quanti mi hanno scritto affinché la ripristinassi! Ma la mia collaborazione non è mai venuta meno. Forse i lettori mi hanno riconosciuto negli editoriali, alcuni siglati R.C., altri senza nemmeno la sigla.

Eccomi diventato, inaspettatamente, il nuovo Direttore Responsabile. Ho la grandissima fortuna di lavorare fra amici, perché così è fatta la nostra redazione e amici sono tutti i collaboratori. Prima qualità, è il contenuto umano di ciascuno di noi nell'ambiente idoneo a manifestarsi compiutamente. Da qui nasce la cordialità nella collaborazione; questo è l'autentico valore al quale

mi affido per trasmettere ai lettori tutto ciò che possiamo dare, nella forma più immediata e quindi gradita.

D'altra parte, il colloquio fra redazione e lettori non è mai interrotto. Noi tutti della Rivista siamo a disposizione per ascoltare desideri e suggerimenti. Scusatemi questa ultima frase, che sembra convenzionale, ma dice il vero.

Fin qui mi sono rivolto soprattutto ai vecchi lettori che mi conoscono da tempo. Ai nuovi dirò che, in un certo senso, sono nuovo anch'io.

La figura della recluta-anziano è alquanto singolare ma il caso vuole che io, per la Rivista, sia tale.

Speriamo che ciò si volga in buon auspicio. Quante volte pensiamo che la condizione ideale di vita sarebbe quella di possedere assieme l'energia del giovane e l'esperienza dell'anziano.

La nostra rivista, di quando in quando, per qualche verso si rinnova. E col rinnovamento si consolida e ringiovanisce al tempo stesso. Cioè, è sempre giovane vigorosa e meditata. Auguri a tutti.

Ruben CASTELFRANCHI

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

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

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
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

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.

SOMMARIO

in copertina: realizzazioni sperimentali

alta fedeltà

scatole di montaggio

l'abc dell'elettronica

fotografia

QTC circuiti per hobbisti radiotecnica

l'angolo del CB

rassegna delle riviste estere i lettori ci scrivono

prontuario delle valvole elettroniche equivalenze dei semiconduttori

riproduzione di un quadro di Remo Brindisi

877	musica elettronica a circuiti Integrati
885	apparecchio di controllo per un numero prefissato di giri
887	oscillatore multiforme
893	amplificatore BF - 3W
896	un pratico rivelatore di metalli
901	la scelta di un TX
909	multifonie sperimentali
915	Impariamo ad usare l'oscilloscopio - IV parte -
919	la nostra nemica scossa
921	oscillatore quarzato per la taratura del ricevitori CB
923	ricevitore AM - FM 25 ÷ 200 MHz
927	quattro metodi di controllo della velocità di scorrimento del nastro
935	gli ecoscandagli ultrasonori - II parte -
939	i transistori utilizzati in commutazione
943	il bisturi laser
945	il controllo dei circuiti Integrati nei ricevitori TV
954	la nikon F2 e la macrofotografia
957	generatore di segnali AM - FM Philips mod. PM 5321
959	i semiconduttori - VII parte -
965	
967	nove Interessanti circuiti elettronici
972	le micro onde - IV parte -
975	cronistoria del registratore video-III parte-
981	il filtro collins
984	sommerkamp FT - 277 - II parte -
991	
1001	
1007	
1011	

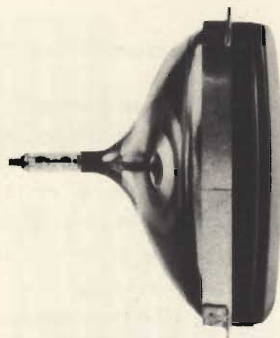
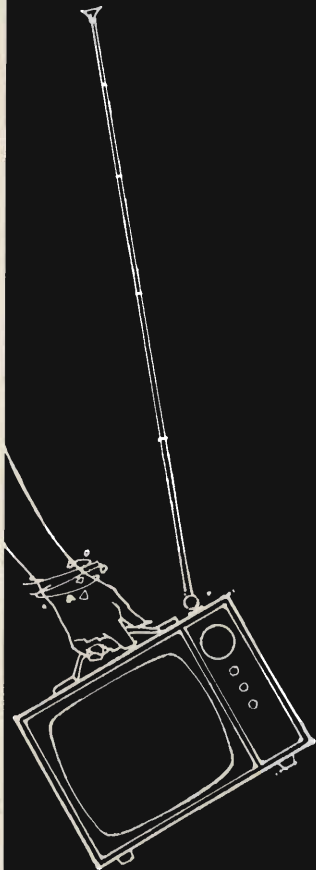
Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

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

INSERZIONISTI:

AMTRON	884-900-1006	CASSINELLI	1022	HITACHI	907	PHILIPS	871	SILVERSTAR	875
BASF	1024	CHEMTRONICS	914	ICE	863	PRESTEL	933	SOMMERKAMP	874
BRIMAR	866	CHINAGLIA	963	IRCI	899	R.C.F.	873	SONY	870-908-1018
BRITISH	971	CLAROSTAT	886	ISOPHON	1016	SICTE	892	SPRING	1014-1015
B & O	934	FACON	1021	ITT	895	SIEMENS	ELETTRA	TES	867
BUSICON	964	G.B.C.	872-953-1020	KRUNDAAL	1017	SOC. IT. TELEC.	1023	TOKAI	931
		HELLESENS	862	MISTRAL	1019	SIEMENS	869	UNAOHM	979

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

Rapp. per l'Italia:

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

Tel. 680.085

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

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

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



20121 **MILANO** VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650 884
00182 **ROMA** VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663



cos'è il

?

No! non è un voto di sufficienza e neppure un gioco nuovo; è semplicemente una forma di abbonamento ideata dalla JCE per coloro che non hanno ancora provveduto!

In che consiste? è semplice: nel compilare un modulo di **ABBONAMENTO** valido per **SEI MESI**, **QUESTO E' IL SEI**; il **+** invece sono gli **OMAGGI** ai nostri abbonati (vecchi e nuovi) nel corso di questi sei mesi, **ALLEGATI SPECIALI**, **CARTA DI SCONTO G.B.C.** per chi ancora non l'ha, **RICEVIMENTO ANTICIPATO DELLE RIVISTE** e **UN EVIDENTE RISPARMIO** immediato.

Se questa nuova forma vi convince usate subito il modulo di c.c. allegato a questa rivista. Non ve ne pentirete!

ecco le nostre proposte

abbonamento semestrale Luglio-Dicembre 1972
a Sperimentare-Selezione di Tecnica Radio-TV

L. 2.800

anziché

~~L. 3.600~~

abbonamento semestrale Luglio-Dicembre 1972
a Sperimentare-Selezione di Tecnica Radio-TV
+ Elettronica Oggi

L. 5.000

anziché

~~L. 7.200~~



Le riviste JCE sono il vostro futuro!

- 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



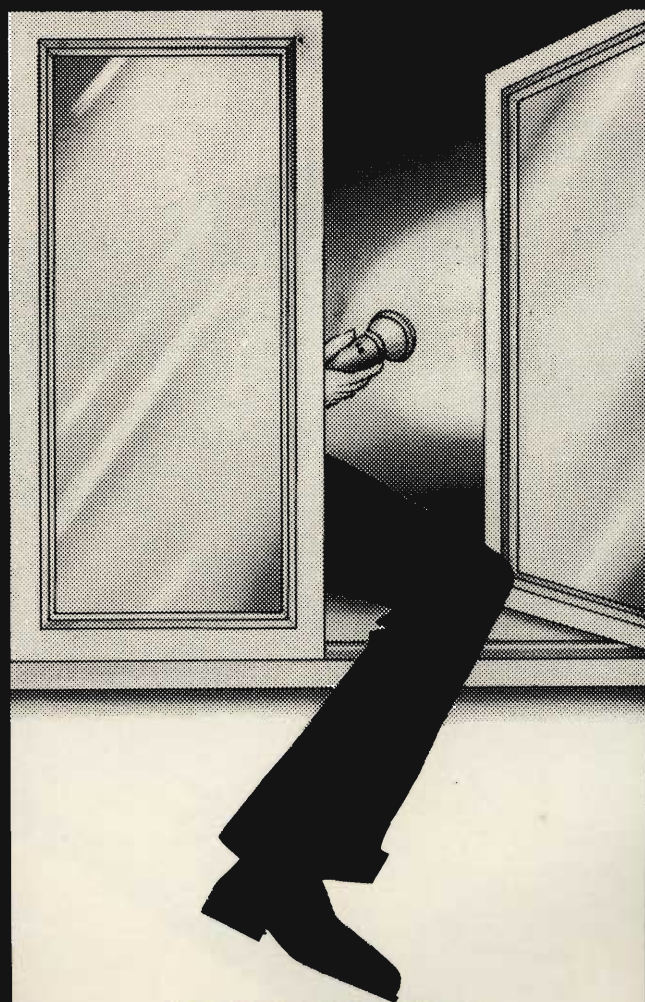
UN NUOVO REGISTRATORE STEREO A CASSETTA CHE FORNISCE LA POTENZA D'USCITA DI 15W

TC-133CS:

Il TC-133CS della Sony è un apparecchio completo e compatto con due altoparlanti Hi-Fi integrati nel coperchio.

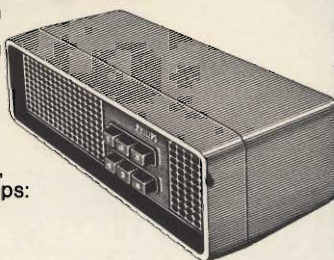
- Amplificatore incorporato di grande potenza e bassissima distorsione dotato di transistori al silicio.
- Due vani che permettono di contenere 6 cassette.
- Ingresso ed uscita senza trasformatore per una più ampia risposta in frequenza.
- Selettore per nastri normali o nastri al biossido di cromo di elevate prestazioni.
- Lampade colorate indicanti il modo di funzionamento.

- Elegante mobile in legno di teck o palissandro.
- Due strumenti indicatori ad ampia scala per il controllo del livello di registrazione.
- Compatto e leggero per un pratico trasporto.
- 4 tracce stereo e due tracce mono in riproduzione e registrazione.
- Alimentazione: 110 - 127 - 220 - 240 Vc.a. - 50/60 Hz.
- Velocità: 4,8 cm/s.
- Adatto per cassette: C-120, C-90, C-60 e C-30.
- Risposta in frequenza: 30 ÷ 13.000 Hz.
- Potenza d'uscita totale: 15 W.
- Ingressi: microfono, linea e fono.
- Uscite: linea, altoparlanti esterni, cuffia e connettore registrazione/riproduzione.
- Dimensioni: 398 x 196 x 311.
- Peso: 8 kg.



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.

HI-FI LINEA...

mod. ZA/815-00



...qualità **GBC**

...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	∅ 42x165 mm
PESO	130 g
PREZZO	L. 13.000



MD 2000

**microfoni
professionali**

RCF

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	∅ 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



SOMMERKAMP®

24 canali
tutti quarzati

il favoloso
10w



NEW



per auto e stazioni fisse

caratteristiche tecniche:

segnale di chiamata - indicatore per controllo S/RF - limitatore di disturbi - controllo di volume e squelch - presa per antenna e altoparlante esterno - 21 transistori 14 diodi - potenza ingresso stadio finale 10 W - uscita audio 3 W - alimentazione 12 V c.c. - dimensioni: 150 x 45 x 165.

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA





NUOVO OSCILLOSCOPIO TELEQUIPMENT A MEMORIA

La ditta TELEQUIPMENT di Londra (del gruppo Tektronix) presenta un nuovo oscilloscopio a memoria che, offre le caratteristiche di un apparecchio sofisticato a un prezzo due o tre volte inferiore a quelli che si avevano finora.

Il nuovo apparecchio, mod. DM64, ha uno schermo di 8x10 cm, due tracce a commutatore elettronico, con una banda passante di 10 MHz ed una sensibilità di 10 mV/cm. La memoria è del tipo bistabile, introdotto dalla TEKTRONIX qualche anno fa, e consente una

velocità massima di scrittura di 250 cm/ms, con cancellazione automatica. Come è noto, questo tipo di memoria ha il vantaggio che la durata della memorizzazione (dell'ordine di 1 ora) non dipende dalla velocità con cui la scrittura è avvenuta.


Silverstar, ltd s.p.a.

20146 MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 - Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 - Ind. Telegr. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar

10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 - Ind. Telegr. SILVERSTAR

INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE		 TELEQUIPMENT Via dei Gracchi, 20 20146 MILANO
NOME		
COGNOME		
VIA N.		
CITTA'		
Cod. Post.		
Desideriamo ricevere:		
- la visita di un vostro collaboratore		<input type="checkbox"/>
- materiale informativo		<input type="checkbox"/>

VENEZIA

Ricordo la prima volta che vidi Venezia. Ero giovane e feci il viaggio in treno, naturalmente. A quell'epoca l'automobile era privilegio di pochi. E da Milano, con l'autostrada, si arrivava solamente a Brescia.

Viaggiai in treno, dunque, e fu una cosa stupenda. Mi bastò il tempo per leggere tutto un libro, dalla prima all'ultima pagina. Preludio romantico per la visita alla più romantica città del mondo.

Alla stazione mi aspettava un amico. — Ti presento Venezia — disse appena fummo sul ponte di Santa Lucia. — Piacere — risposi stando al gioco. E mai piacere fu pronunciato con tanta sincerità. Venezia ti avvince subito. Penetra nel cuore e vi rimane per sempre. Come l'immagine del primo amore, scrisse Arnaldo Fusinato quando su Venezia incombeva un pericolo di gran lunga inferiore di quello che ora la minaccia. Ora la città è di fronte al problema più tragico: sopravvivenza o cancellazione dalla superficie del mondo.

Perché scrivo? Le mie memorie di gioventù non aggiungono nulla alla commozione universale. Forse tendo solo a scaricare l'affanno, a non tenere chiusa dentro la mia porzione di angoscia. E perché, poi, scrivo sotto gli impulsi del sentimento in una rivista di elettronica?

L'elettronica è entrata come parte integrante in tutte le opere dei nostri giorni. Anche la salvezza della città lagunare dovrà molto all'elettronica quando, se Dio vorrà, si passerà ai fatti.

Le rilevazioni radar, le sonde ultrasoniche, gli impianti televisivi in superficie e subacquei, a circuito chiuso, i radiotelefonì, i calcolatori saranno alcuni degli apparecchi per il cui merito i lavori procederanno con precisione assoluta e rapidità. Merito degli apparecchi? Veramente il merito dovrebbe essere degli uomini. Ma gli uomini si dividono in due grandi classi: quelli che fanno e quelli che ragionano su come si deve fare. A tutta prima si direbbe che questa seconda classe è perfettamente inutile, ma non è vero. E' utilissima per chiarire le idee e per mostrare le vie da percorrere. Il guaio è che si divide a sua volta in due sottoclassi: quelli che incitano e gli altri.

Date agli «altri» il significato che volete. Pare, tuttavia, che per nostra sfortuna prevalgano sempre.

Fra gli incitatori si sono levate voci illustri di risonanza mondiale. In casa nostra, Indro Montanelli ha mostrato tutto il coraggio di chi vede il mondo secondo la logica sostenuta dalla rettitudine.

Ma sappiano coloro, sui quali pesa una apocalittica responsabilità, che la scienza, la tecnica e la buona volontà sono prontissime. Aspettano solamente che loro, i cosiddetti «altri» si levino di mezzo.

Oppure rinsaviscano. Sarebbe un miracolo. Rinsavire significa saper cercare se stessi e trovare l'amore universale. Questa, nella dimensione dell'Arte, fu l'intuizione di Igor Strawinsky, la cui veste mortale chiede pace dal grembo di Venezia.

R.C.

musica elettronica a circuiti integrati

a cura di L. BIANCOLI

realizzazioni
sperimentali

La pratica realizzazione di un organo elettronico che costituisca una via di mezzo tra il semplice e rudimentale giocattolo e lo strumento vero e proprio è forse da tempo il sogno di numerosi Lettori. Sebbene questo argomento sia stato già preso in considerazione varie volte, con la proposta di circuiti di allestimento più o meno semplice, vogliamo questa volta proporre una soluzione che si presta a diversi perfezionamenti, e che può quindi soddisfare le più svariate esigenze di una vasta categoria di aspiranti costruttori.

E' bene cominciare col chiarire che il titolo di questo articolo, a carattere piuttosto fantasioso, intende esprimere il concetto della produzione di suoni musicali mediante un circuito elettronico, il che richiama immediatamente l'inevitabile concetto dell'organo elettronico.

Per l'esattezza, si tratta di uno strumento previsto in origine per funzionare con due ottave, la cui idea è stata tratta da Radio Pratique, e che abbiamo scelto a causa della sua semplicità, dovuta soprattutto all'impiego di un solo transistor e di un solo circuito integrato (entrambi facilmente reperibili in commercio), nonché di pochi altri componenti.

Occorre però precisare che — sebbene esso presenti in origine due sole ottave — l'estensione della gamma dei suoni può essere portata fino a ben cinque ottave. Per «ottava» occorre rammentare che si intende una gamma di note comprendenti in totale otto note fonamen-

tali con cinque semitoni (diesis o bemolle), in cui la frequenza della nota più alta è pari esattamente al doppio di quella della nota più bassa.

Da questo concetto deriva appunto l'espressione ben nota di «percorrere tutta la gamma», vale a dire la ottava o le ottave disponibili.

Lo strumento che stiamo per descrivere presenta tre possibilità di impiego, a seconda che lo si realizzi nella sua versione fondamentale, o che lo si perfezioni con la prima o la seconda delle modifiche suggerite, e precisamente:

A) Dovendo suonare con entrambe le mani sulla tastiera, è possibile disporre di un'ottava per ciascuna mano, suonando però una sola nota alla volta. In tal caso lo strumento può servire soltanto per accennare le note fondamentali di un motivo musicale, cosa che può ovviamente essere fatta anche con una sola mano su entrambe le ottave.

B) Isolando tra loro le due ottave, rendendole cioè indipendenti l'una dall'altra, è possibile disporre dell'ottava più bassa per la mano sinistra, e della più alta per la destra. In tal caso, è possibile suonare una nota alla volta con ciascuna mano, ossia in totale due note alla volta, purché appartengano ciascuna ad un'ottava, effettuando il canto con una mano, ed un accompagnamento rudimentale con la seconda.

C) Rendendo indipendente ciascuna nota, è possibile suonare qualsiasi numero di note contemporaneamente. In tal caso, lo strumento può essere suonato come un vero e proprio organo, nel senso che una ma-

no può suonare il canto, mentre l'altra accompagna, con accordi semplici o complessi.

L'apparecchio, che appartiene contemporaneamente alla categoria degli strumenti musicali e dei dispositivi elettronici, è munito di una presa per amplificatore supplementare, il che permette di suonare anche in una sala di notevoli dimensioni, e non soltanto in un normale locale di abitazione. Questa presa non è stata rappresentata nello schema, in quanto è costituita semplicemente dai due conduttori che fanno capo all'altoparlante, avente una impedenza di 8Ω della bobina mobile.

Ove se ne riscontri la necessità, è perciò possibile sostituire il suddetto altoparlante con una resistenza, e prelevare ai suoi capi il segnale da applicare all'ingresso di un amplificatore di maggiore potenza, in grado cioè di eccitare un altoparlante anch'esso proporzionalmente più potente. E' anche possibile sostituire la bobina mobile dell'altoparlante con un primario ad 8Ω di impedenza di un trasformatore, il cui secondario provveda ad applicare il segnale all'ingresso dell'amplificatore di potenza.

Prima di occuparci del funzionamento del circuito, sono necessarie alcune importanti precisazioni: innanzitutto, per quanto riguarda l'interruttore generale di accensione, sebbene esso possa sembrare un accessorio di secondaria importanza, deve invece trattarsi di un componente assai preciso, e deve inoltre presentare la caratteristica di aprirsi automaticamente ogni qualvolta

lo strumento viene chiuso, e viceversa.

Partendo dal presupposto che la tastiera venga protetta mediante un coperchio ruotante su cerniere (come accade nei pianoforti), è possibile ad esempio adottare a tale scopo un interruttore a pulsante senza scatto (come il comando di un campanello), che si apre quando il coperchio della tastiera viene abbassato, e si chiuda invece automaticamente quando esso viene sollevato.

Questo particolare è abbastanza degno di nota, in quanto — anche se non viene suonata alcuna nota — quando l'apparecchio è sotto tensione si verifica sempre un certo assorbimento di corrente da parte del circuito, che provoca inevitabilmente l'inutile e graduale scarica della batteria di alimentazione, per quanto lenta essa sia. Naturalmente, maggiore è il tempo di uso dello strumento, e soprattutto maggiore è il numero di note che vengono suonate, o la loro durata, maggiore è anche la quantità di corrente che viene erogata dalla batteria, e più

rapida è la sua scarica progressiva.

Occorre anche aggiungere che — rispetto a numerosi altri strumenti musicali — quello che qui descriviamo nella sua versione più semplice è di dimensioni assai ridotte, ed anche molto leggero: si tratta infatti di realizzare l'apparecchio con dimensioni di ingombro di cm 20 x 20 x 6 circa, con possibilità di ottenere direttamente — vale a dire senza ulteriore amplificazione — una potenza di uscita di 2 W.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il circuito fondamentale comporta una sezione oscillatrice, seguita da una sezione di amplificazione, secondo lo schema elettrico illustrato alla figura 1.

Osservando questo schema, è possibile notare facilmente tutti i dettagli, con particolare riferimento al fatto che le oscillazioni volute vengono prodotte sostanzialmente con un transistor a giunzione singola del tipo 2N2646, facilmente

reperibile in quanto di produzione della General Electric.

Il comando delle oscillazioni

Come è perfettamente intuibile, il comando delle oscillazioni viene ottenuto mediante l'impiego di pulsanti o tasti, che possono essere dello stesso tipo adottato nelle due categorie principali di strumenti musicali tradizionali, sebbene siano disponibili diversi modelli, soprattutto all'estero.

In pratica, non si tratta d'altro che di comandare degli interruttori provvisti di molla di ritorno, la cui posizione di riposo corrisponde alla mancanza di contatto tra i due poli. Ciascun pulsante comanda dunque l'inserimento di un resistore regolabile, avente il valore tipico di 47 k Ω , che avviene soltanto quando il tasto viene premuto.

Naturalmente, viene scelta una resistenza variabile allo scopo di regolarne il valore per ottenere la nota desiderata. E' quindi chiaro che occorrono tanti interruttori del tipo

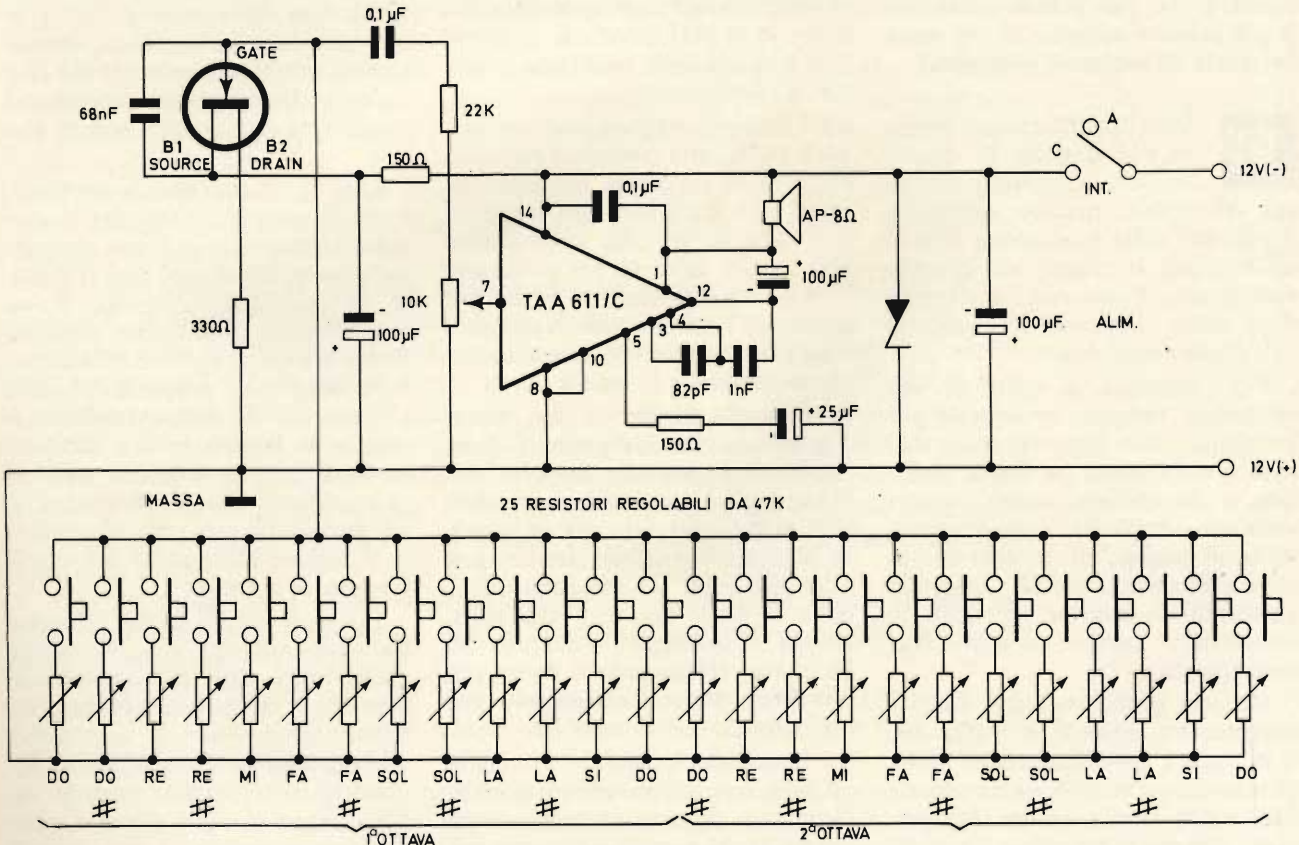


Fig. 1 - Schema elettrico dell'organo elettronico nella sua versione più semplice, che consente la produzione di una sola nota alla volta, entro una gamma di frequenze estesa su due intere ottave.

citato, e tante resistenze variabili (tutte del medesimo valore massimo) quante sono le note che si desidera poter produrre con lo strumento. Nel caso citato, trattandosi di coprire un'estensione musicale di due ottave complete, ciascuna delle quali consta notoriamente di dodici semitoni, occorreranno dunque venticinque interruttori (azionati dai tasti) ed altrettanti resistori regolabili, tutti del valore di 47 k Ω .

I venticinque resistori dovranno naturalmente essere regolati in modo diverso uno alla volta, facendo in modo che l'inserimento di ciascuno di essi determini la produzione di una data nota, o di un determinato semitono.

La regolazione — sia detto sin d'ora — non può essere eseguita se non da chi possiede un orecchio musicale particolarmente sensibile, per cui non è assolutamente possibile stabilire sulla carta quale posizione ciascun cursore deve assumere per ottenere la nota voluta. A tale riguardo, saremo più precisi in occasione della descrizione delle operazioni di messa a punto.

La stabilizzazione della tensione di alimentazione

Un altro particolare che è bene rilevare nello schema elettrico di figura 1 è l'impiego di un diodo zener collegato in parallelo alla capacità di filtraggio da 100 μ F, presente lungo la linea di alimentazione, avente un compito del tutto particolare.

Sotto tale aspetto, è utile rammentare il principio fondamentale del diodo zener: si tratta in sostanza di un diodo regolatore di tensione, che si comporta alla stessa stregua di un diodo comune se viene polarizzato in senso diretto. Invertendo invece la polarità della tensione applicata ai suoi capi, si ottiene una corrente di dispersione che ammonta solitamente a pochi microampère, ed il cui valore è indipendente dall'ammontare della tensione applicata, entro una gamma di valori abbastanza estesa.

Se però la suddetta tensione aumenta oltre un certo valore critico, detto appunto **tensione zener**, l'intensità della corrente che scorre attraverso il semiconduttore aumenta

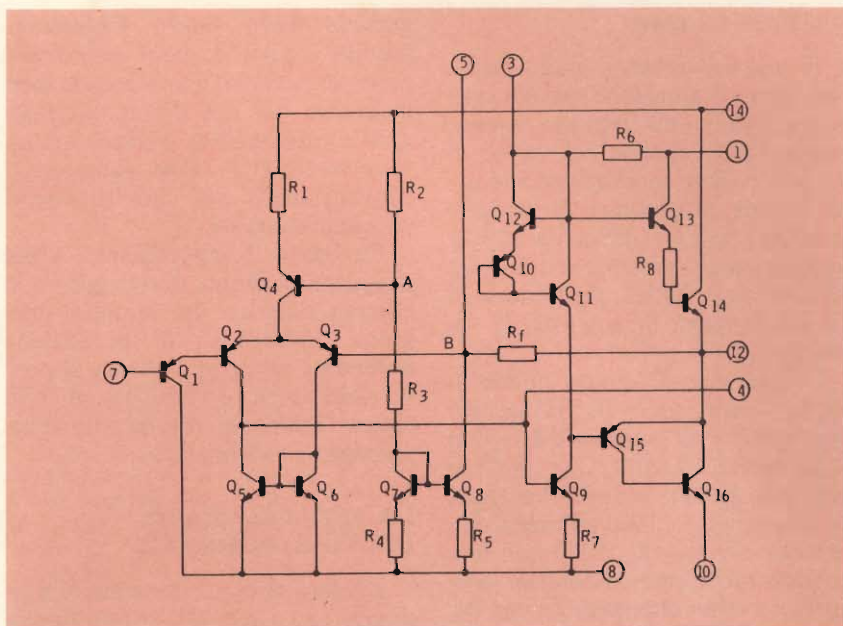


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito integrato TAA611/C, di produzione SGS, con riferimento alle connessioni esterne di cui allo schema globale di figura 1.

improvvisamente, fino a raggiungere intensità comprese tra qualche decina di milliampère e persino qualche ampère, a seconda del tipo.

E' perciò necessario limitare la intensità della suddetta corrente per mantenere la dissipazione entro i limiti prestabiliti. La tensione in corrispondenza della quale si manifesta questa brusca variazione dell'intensità della corrente prende il nome di tensione di innesco, che caratterizza ciascun diodo di quel tipo.

Grazie dunque alla presenza di questo semiconduttore, accade quanto segue: se la batteria di alimentazione è in perfette condizioni di carica, e presenta una resistenza interna di valore basso, e se l'assorbimento da parte dello stadio oscillatore e del circuito integrato non è tale da provocare un abbassamento della tensione fornita a seguito dell'applicazione del carico, la stabilità del valore della tensione di alimentazione garantisce anche la stabilità delle caratteristiche di funzionamento del circuito.

Supponiamo però che la batteria di alimentazione da 12 V abbia ancora una certa quantità di energia residua, ma che la sua resistenza interna sia aumentata superando il cosiddetto valore critico. In tali condizioni, ogni qualvolta viene abbas-

sato un tasto per produrre una nota, si produce un assorbimento di corrente sia da parte del transistor a giunzione singola che produce le oscillazioni, sia da parte del circuito integrato che eccita l'altoparlante, il quale assorbimento di corrente può provocare un'apprezzabile riduzione della tensione fornita dalla batteria ed applicata lungo l'apposita linea di alimentazione.

A causa di quanto sopra, variano proporzionalmente le tensioni di alimentazione e di polarizzazione dei tre elettrodi dello stadio oscillatore, con la diretta conseguenza di una variazione della frequenza delle note che possono essere prodotte.

Ove ciò accada, è intuitivo che non è più possibile fare affidamento sull'accordatura delle varie note, e sulla corrispondenza delle note prodotte rispetto a quelle considerate **standard**, sulle quali si basa l'accordatura di qualsiasi strumento musicale.

E' quindi chiaro che — grazie alla presenza del diodo zener — la tensione applicata al circuito, sia per l'alimentazione del circuito integrato, sia per l'alimentazione dello stadio oscillatore, rimane costante (entro minimi limiti di tolleranza) tanto quanto basta per evitare che la frequenza delle oscillazioni prodotte dipenda dallo stato di usura della batteria di alimentazione.

Il circuito integrato

Il segnale prodotto dallo stadio oscillatore a giunzione singola, viene prelevato dall'elettrodo «gate», tramite una capacità del valore di $0,1 \mu\text{F}$, e viene successivamente applicato ad un partitore di tensione costituito da un resistore da $22 \text{ k}\Omega$, in serie ad un potenziometro a variazione logaritmica, del valore di $10 \text{ k}\Omega$, fungente da controllo di volume.

Dal cursore di questo potenziometro, viene prelevato il segnale da applicare all'ingresso del circuito integrato TAA611/C, e precisamente al terminale n. 7. Il segnale risulta poi disponibile all'uscita dello stesso (terminale n. 12) con una potenza sufficiente ad eccitare adeguatamente un altoparlante, che deve avere un'impedenza di 8Ω .

Grazie all'impiego di questo circuito integrato, l'intera apparecchiatura presenta un'enorme semplicità: infatti, oltre al vantaggio di un ingombro assai ridotto, l'intero dispositivo può essere realizzato con un numero abbastanza esiguo di componenti, fatta eccezione per la tastiera, che implica il numero necessario di interruttori e di resistori regolabili.

Occorre però notare che — nonostante questa prerogativa — i condensatori non fanno generalmente parte dei circuiti integrati, per il semplice motivo che essi occuperebbero una superficie eccessiva nel substrato di silicio. Di conse-

guenza, queste capacità vengono sostituite mediante diodi polarizzati in senso inverso, come accade normalmente nei tipi di circuiti integrati a caratteristica lineare, oppure vengono inseriti come componenti convenzionali, nei circuiti esterni all'unità integrata.

La figura 2 rappresenta — per maggiore ricchezza di dettagli — lo schema elettrico del circuito integrato TAA611/C, di produzione SGS, e ne mette in evidenza le connessioni interne, che possono così essere facilmente riferite allo schema elettrico di figura 1.

LA REALIZZAZIONE DELLO STRUMENTO

L'intero circuito illustrato alla figura 1 può essere allestito su di una basetta a circuiti stampati, disponendo i componenti nel modo più opportuno, onde evitare accoppiamenti parassiti e lunghi percorsi delle connessioni che recano il segnale utile.

A questo riguardo, è senz'altro degno di nota la soluzione proposta da Radio Pratique, costituita dal disegno in pianta di figura 3, che illustra la posizione dei vari componenti. In essa si nota in alto a sinistra il condensatore elettrolitico da $25 \mu\text{F}$, disposto in posizione verticale rispetto al piano della basetta, ed in basso a sinistra si nota invece in condensatore da $100 \mu\text{F}$, anch'esso disposto verticalmente, che deve risultare in parallelo alla

linea di alimentazione ed al diodo zener, visibile in basso.

Procedendo verso destra, si nota la caratteristica struttura «dual in line» del circuito integrato, che viene fissato sulla basetta mediante un ponte di piattina di alluminio piegata opportunamente, e fissata a sua volta alla basetta mediante due piccole viti alle estremità. Il ponte suddetto funge anche da radiatore per la dissipazione del calore che si produce all'interno del circuito.

Sono anche illustrate al di sotto del suddetto radiatore le posizioni della capacità da $0,1 \mu\text{F}$ e del diodo zener, dopo di che — a destra del circuito integrato — sono visibili gli altri componenti, disposti nel modo più opportuno.

Riteniamo inutile aggiungere una figura che illustri le connessioni dal lato opposto, in quanto — data la esiguità del numero dei componenti — il Lettore potrà facilmente allestire da sé il circuito stampato, in base all'attrezzatura di cui dispone, ed alla sua personale esperienza in questo campo.

Tornando ora per un istante allo schema elettrico di figura 1, è facile rilevare che il circuito in serie costituito da ciascun tasto e dalla relativa resistenza variabile, deve essere predisposto tra l'elettrodo «gate» del transistor a giunzione singola e la linea di massa. E' quindi facile applicare due connessioni flessibili di una certa lunghezza nei punti corrispondenti del circuito stampato, ed ottenere in tal modo le due uniche connessioni che devono far capo alla tastiera.

Ad evitare errori nelle connessioni, la figura 4 illustra in A i collegamenti del transistor a giunzione singola, ed in B l'aspetto reale del circuito integrato, precisando i numeri di identificazione dei diversi terminali, così come sono stati riportati nello schema elettrico globale.

Per quanto riguarda la tastiera, la figura 5 chiarisce in forma schematica la disposizione dei vari componenti. In questo caso sono state rappresentate per brevità soltanto le prime tre note e l'ultima. Si nota infatti le prime tre resistenze variabili con i relativi tasti unitamente all'ultima coppia corrispondente al «do» di frequenza maggiore, in

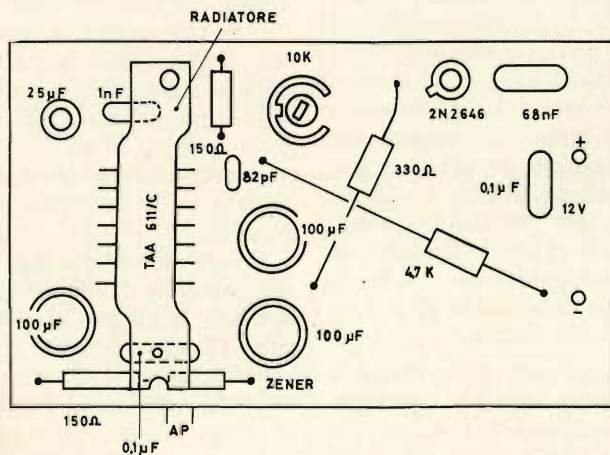


Fig. 3 - Disegno in pianta illustrante la disposizione dei componenti sulla basetta a circuiti stampati. Si notino in basso i due collegamenti flessibili che devono far capo all'altoparlante, e che possono essere usati come collegamento all'ingresso di un amplificatore supplementare, sostituendo l'altoparlante con una resistenza.

modo da mettere in evidenza il fatto che il cursore di ciascuna resistenza variabile deve essere collegato a massa, mentre tutti i terminali superiori dei tasti sono collegati tra loro, e fanno capo alla capacità da 0,1 μ F ed all'elettrodo «gate» del transistor.

LA MESSA A PUNTO

La messa a punto dello strumento, nella sua versione più semplice che consente di suonare una sola nota alla volta, può essere eseguita in modo abbastanza semplice, a patto che l'operatore abbia uno strumento musicale perfettamente intonato da usare come campione, e che possieda anche la necessaria sensibilità musicale.

Come prima operazione, occorrerà controllare con cura l'intero circuito, e verificare che non esistano errori di collegamento, corto-circuiti, sbavature, ecc. Ciò fatto, si potrà chiudere l'interruttore generale, mettendo l'intero dispositivo sotto tensione: in tali condizioni, l'altoparlante dovrà produrre soltanto un debole soffio, che denota lo stato di regolare funzionamento del circuito integrato TAA611/C.

A questo punto, occorrerà produrre una nota, ad esempio il «do» più basso della scala, con lo strumento campione, e premere il tasto corrispondente della tastiera dello strumento in fase di messa a punto.

Naturalmente, sarà assai improbabile ottenere al primo colpo la corrispondenza di tonalità tra le due note: tuttavia, operando con un cacciavite isolato, ed evitando di toccare con le dita le connessioni relative a quella nota, il che potrebbe influenzare le costanti di tempo in gioco, e falsare la frequenza del suono prodotto, sarà possibile regolare il resistore variabile spostandone il cursore in un senso o nell'altro, fino ad ottenere l'esatta corrispondenza tra la nota prodotta e quella usata come campione.

Per essere sicuri dell'intonazione, se si dispone di uno strumento campione a nota persistente, è possibile sfruttare il fenomeno del battimento: in altre parole, ascoltando contemporaneamente la nota campione e quella da regolare (dosandone le intensità in modo che risultino bi-

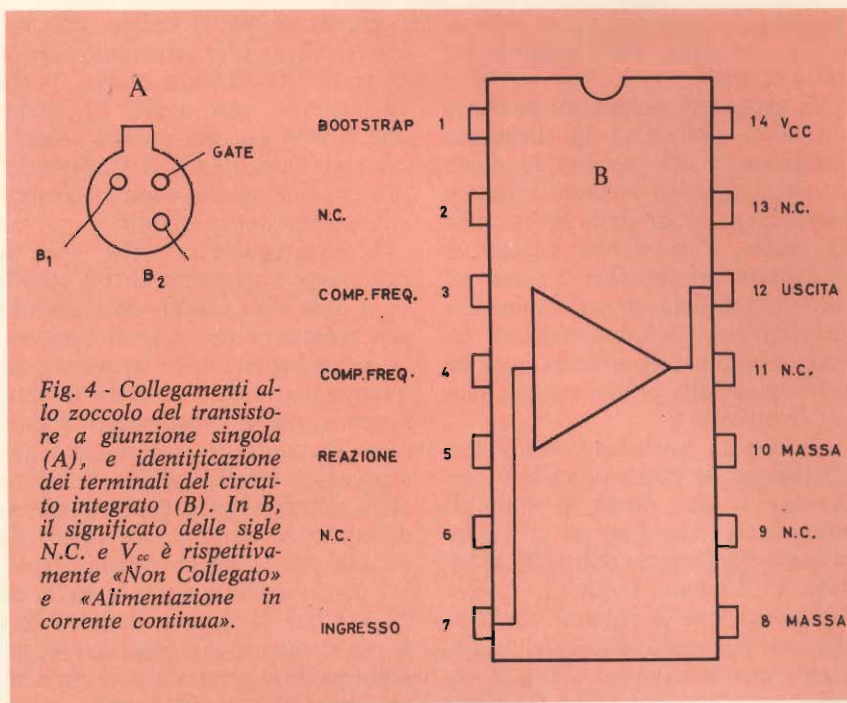


Fig. 4 - Collegamenti allo zoccolo del transistor a giunzione singola (A), e identificazione dei terminali del circuito integrato (B). In B, il significato delle sigle N.C. e V_{cc} è rispettivamente «Non Collegato» e «Alimentazione in corrente continua».

lanciate), si potrà udire un tipico battimento tra i due suoni, di frequenza tanto maggiore quanto maggiore sarà la discordanza tra le due frequenze. In considerazione di ciò, si regolerà il resistore variabile fino ad ottenere la totale scomparsa del fenomeno secondario, ossia fino ad avere due note perfettamente identiche tra loro.

Dopo questa operazione, converrà premere il tasto relativo al «do» successivo («do» centrale della tastiera dello strumento costruito), e regolare il relativo resistore variabile fino ad ottenere la stessa nota, ma con un dislivello di un'ottava lungo la scala musicale. Nei confronti di questa seconda nota si potrà procedere con la stessa nota ricavata dallo strumento campione,

oppure per confronto diretto con il «do» di precedente regolazione. E' inoltre ovvio che si potrà sfruttare il fenomeno di battimento per tutte le note o solo per una parte di esse. La procedura è quindi di libera scelta per l'operatore.

L'operazione successiva potrà consistere nel regolare la resistenza variabile dell'ultimo tasto, corrispondente al «do» più acuto, che sarà di un'ottava più alto di quello centrale, e di due ottave più alto del primo.

La seconda serie di operazioni è limitata a due soli interventi, e resterà tale per tutte le altre note, in quanto l'unica nota disponibile con due intervalli di ottava (e quindi in tre valori) è il «do». Infatti, qualsiasi altra nota è presente in una

VERSO IL CONDENSATORE DA 0,1 μ F
E L'ELETTRODO "GATE" DEL
TRANSISTORE

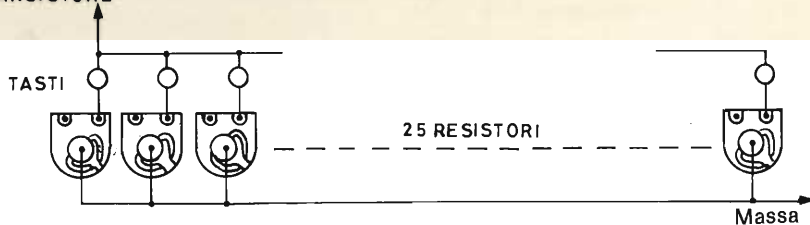


Fig. 5 - Schema semplificato che chiarisce la tecnica di collegamento di ciascuna nota e della relativa resistenza variabile, con identificazione dei punti del circuito ai quali la doppia linea deve far capo.

versione bassa nella prima ottava, ed in una sola versione più acuta nella seconda.

Si procederà quindi col produrre un «do» diesis con lo strumento campione, e col regolare in modo corrispondente il secondo resistore variabile partendo dalla sinistra della scala. L'operazione successiva consisterà nel premere il tasto del «do» diesis della seconda ottava, e nel regolare il relativo resistore variabile in modo da ottenere un'altra nota eguale alla prima, ma più acuta di un'ottava.

In seguito, usufruendo dello stesso sistema, si potrà procedere con il «re», il «re» diesis, il «mi», il «fa», e così via, fino ad avere accordato interamente entrambe le ottave con i relativi semitoni.

L'esecuzione di ripetuti controlli dei vari intervalli musicali (scale, terze, quarte, quinte, settime, ottave, ecc.) non potrà che essere di grande aiuto per perfezionare l'accordatura.

A questo punto, la realizzazione dello strumento può essere considerata completa. Occorrerà naturalmente di tanto in tanto verificare la accordatura, sia per quanto riguarda gli esatti intervalli di frequenza tra ciascuna nota e le altre adiacenti, sia per quanto riguarda la esatta corrispondenza di ogni singola nota rispetto a quella avente lo stesso nome, ed appartenente all'ottava superiore.

Va da sé che il Lettore che volesse realizzare lo strumento con la disponibilità di altre ottave, potrà aggiungere una terza, ed anche una quarta ed una quinta, semplicemente aumentando il numero dei tasti, nonché quello degli interruttori e dei resistori variabili.

E' bene considerare che — se la estensione è maggiore di tre ottave — è bene non affidare interamente alla resistenza variabile di ogni nota la regolazione della frequenza, in quanto può essere difficile trovare il punto esatto spostandone il cursore. Al contrario, per le note più acute sarà meglio ridurre il valore della resistenza progressivamente, addottando ad esempio un valore di 68 kΩ per la prima ottava, di 47 kΩ per la seconda e per la terza, di 22 kΩ per la quarta, e di 10 kΩ per le frequenze più elevate. Questo accorgimento permetterà di ottenere una regolazione più graduale, e quindi meno critica.

I POSSIBILI PERFEZIONAMENTI

Sempre in riferimento allo schema elettrico di figura 1, occorre rilevare un particolare della massima importanza. Supponiamo che — a realizzazione ultimata — venga premuto il tasto che produce il «do» centrale, e che si desideri ottenere contemporaneamente la produzione del «mi» successivo, realizzando

in tal modo un semplice accordo con intervallo di terza.

A tale scopo, se si premessero contemporaneamente i due tasti relativi al «do» centrale ed al «mi» successivo, l'unico risultato pratico che si otterrebbe sarebbe l'inserimento delle due resistenze variabili relative, in parallelo tra loro. In tal caso, il valore resistivo effettivamente risultante tra la massa e l'elettrodo «gate» del transistor sarebbe costituito esclusivamente dal valore risultante dalla combinazione in parallelo dei due valori, con la diretta conseguenza della produzione di una terza nota (e soltanto di quella) di frequenza maggiore di quella di entrambe le note azionate, e che probabilmente non corrisponderebbe neppure ad una nota successiva.

In altre parole, ferme restando le caratteristiche circuitali di cui alla figura 1, il funzionamento contemporaneo di due o più tasti non può dare adito che alla produzione di una sola nota, con una frequenza che può risultare anche assai sintonata rispetto alle note normali comprese nella tastiera.

Il Lettore che volesse conseguire la possibilità di suonare più di una nota alla volta, dovrà perciò ricorrere ad un perfezionamento, che può essere tradotto in pratica secondo due diversi punti di vista.

Isolamento delle due ottave

Se all'ingresso del circuito integrato si predispongono due stadi identici tra loro, entrambi aventi le stesse caratteristiche dello stadio oscillatore visibile alla figura 1, e se si fa in modo che tutti i tasti della prima ottava controllino la frequenza delle oscillazioni prodotte da uno solo di essi, mentre i tasti appartenenti all'altra ottava controllano la frequenza delle oscillazioni prodotto dall'altro, è intuitiva la possibilità di produrre contemporaneamente una nota della prima ottava ed una nota della seconda, realizzando — sia pure in forma rudimentale — uno strumento più completo.

In tal caso — infatti — sarebbe possibile eseguire un motivo sulla ottava più alta, ed un altro motivo (ad esempio la seconda voce o un accompagnamento monotonale) sull'ottava inferiore.

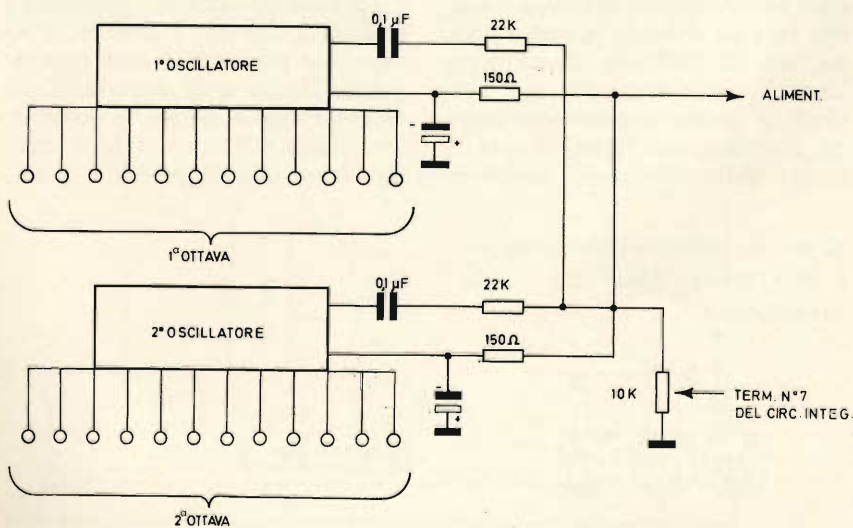


Fig. 6 - Schema a blocchi illustrante il sistema col quale è possibile isolare tra loro le due ottave, per poter produrre due note contemporaneamente, a patto che ciascuna di esse appartenga ad una diversa ottava. Lo stesso sistema potrebbe essere usato per tre ottave, con l'aggiunta di un terzo oscillatore, e così via.

La **figura 6** è uno schema a blocchi che illustra in forma semplificata ciò che occorre fare in pratica: si tratta in sostanza di impiegare due stadi oscillatori anziché uno solo, le cui uscite vengono simultaneamente applicate all'ingresso del circuito integrato, tramite un semplice disaccoppiamento. Ciascuno di essi viene controllato da una serie di tasti, e precisamente dall'ottava più bassa per uno di essi, e da quella più alta per l'altro.

Sotto questo aspetto occorre però considerare che la separazione tra la prima ottava e la seconda è possibile per tutte le note, tranne che per il «do» centrale, che in pratica chiude la prima ottava ed inizia la seconda. Di conseguenza, sebbene nello schema di figura 6 i due oscillatori siano muniti entrambi di dodici tasti, corrispondenti ad altrettanti toni e semitoni, in realtà il «do» centrale deve appartenere ad una sola di esse, in quanto esiste sulla tastiera un unico tasto, il cui resistore variabile non può appartenere contemporaneamente ad entrambe le ottave.

Come rendere indipendenti tutte le note

Se si prevede invece la possibilità di realizzare uno stadio oscillatore dello stesso tipo di quello illustrato a sinistra in alto alla figura 1, per **ciascun** tasto disponibile sulla tastiera (normale o diesis), è ovvia la possibilità di suonare contemporaneamente qualsiasi numero di note, senza che si manifestino influenze reciproche.

Sotto questo aspetto, la **figura 7** illustra — sempre sotto forma di schema a blocchi — i provvedimenti che occorre adottare: in primo luogo, non è più necessario collegare in parallelo le coppie di componenti «tasto-resistore variabile», in quanto ciascuna combinazione serve per controllare un suo proprio stadio oscillatore, e quindi non interviene agli effetti della produzione delle altre note.

In secondo luogo, considerando il fatto che nell'esecuzione di un brano musicale accade assai sovente di suonare diverse note nel medesimo tempo, per ottenere effetti di armonia tra il motivo e l'accompagnamento, è chiaro che l'assorbimento

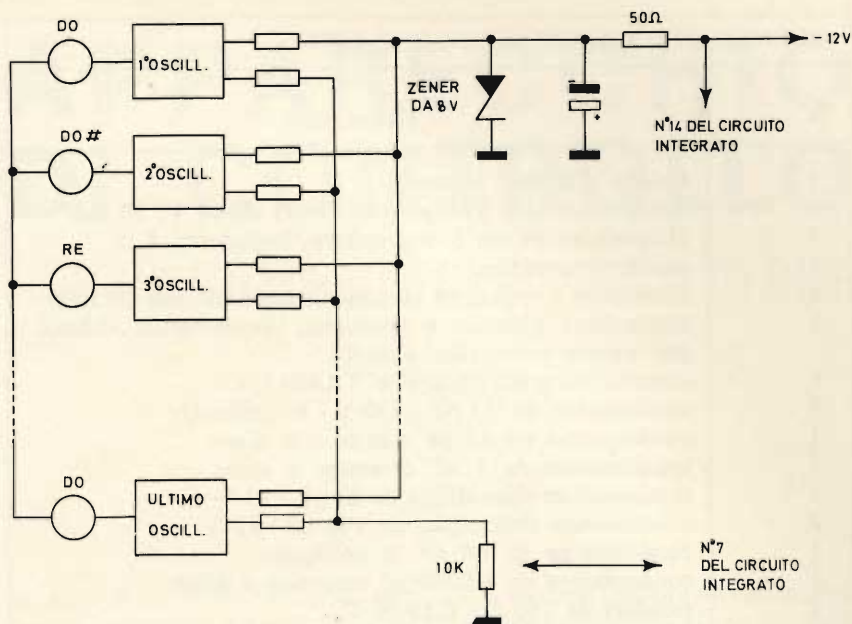


Fig. 7 - Schema a blocchi che illustra in modo semplificato la tecnica che permette di separare le singole note allestendo uno stadio oscillatore per ciascun tasto normale o diesis, in modo da consentire la produzione di motivi e di accordi di accompagnamento, senza che le note si influenzino tra loro.

di corrente da parte delle diverse sezioni oscillatrici in funzione può essere notevolmente maggiore di quello determinato dal funzionamento di un unico stadio. A causa di ciò, conviene disporre in primo luogo di una batteria di alimentazione avente una capacità assai maggiore, e quindi una resistenza interna assai ridotta (meglio se si tratta di un buon accumulatore del tipo per autovetture), ed in secondo luogo conviene separare completamente l'alimentazione degli stadi oscillatori da quella del circuito integrato, applicando il diodo zener nel modo illustrato, anziché nel modo visibile alla figura 1.

Grazie a questo particolare accorgimento, il diodo zener non è più in condizioni di controllare la stabilità della tensione che alimenta il circuito integrato, ma ciò non ha molta importanza, in quanto qualsiasi eventuale variazione di tensione non può che tradursi in una corrispondente variazione di intensità del suono, difficilmente apprezzabile. Per contro, il diodo zener è in grado di mantenere assai stabile la tensione che alimenta gli oscillatori, indipendentemente dal numero delle note prodotte simultaneamente. Ciò garantisce ovviamente anche la costanza del valore della frequenza di ciascuna di esse.

L'aggiunta eventuale dei registri

Già varie volte, su queste stesse pagine, abbiamo descritto la realizzazione dei cosiddetti «distorsori», attraverso i quali è possibile conferire una diversa caratteristica alla forma d'onda di un segnale elettrico. In particolare, grazie al funzionamento di questi dispositivi, è possibile fare in modo — ad esempio — che un segnale avente una forma d'onda sinusoidale risulti invece distorto al punto tale da fornire — al momento dell'ascolto — una sensazione acustica assai diversa per quanto riguarda il timbro, ma rigorosamente uguale per quanto riguarda la frequenza.

Ciò premesso, il Lettore non avrà difficoltà a comprendere che — inserendo un dispositivo distorsore del tipo citato tra l'ingresso del circuito integrato e la sorgente dei segnali, semplice o complessa che essa sia — è possibile ottenere un diverso timbro agli effetti dei suoni prodotti dallo strumento.

Oltre a ciò, se il dispositivo scelto per la funzione di variazione del timbro necessita per il suo funzionamento di un segnale di un certo livello di ampiezza, il suo inserimento è possibile anche all'uscita del circuito integrato, e precisamente tra questa e l'ingresso di un even-

ELENCO DEL MATERIALE NECESSARIO

N.	Descrizione
1	basetta a circuiti stampati
1	diodo zener tipo Philips BZX61C11 da 11 V, 20 mA
1	altoparlante da cm 8 di diametro, impedenza 8 Ω
1	mobiletto metallico
1	transistore a giunzione singola General Electric 2N2646
1	interruttore generale a pressione, normalmente chiuso, e con ritorno automatico a molla
1	circuito integrato SGC tipo TAA611/C
3	condensatori da 0,1 μ F - 150 V - in poliestere
1	condensatore da 82 pF ceramico a disco
1	condensatore da 1 nF ceramico a disco
1	condensatore elettrolitico da 25 μ F - 12 V
2	condensatori elettrolitici da 100 μ F - 12 V
1	condensatore da 68 nF in poliestere
1	condensatore da 10.000 pF ceramico a disco
2	resistori da 150 Ω - 0,25 W
1	resistore da 330 Ω - 0,25 W
1	potenziometro logaritmico da 10 k Ω
2	resistori da 22 k Ω - 0,25 W
25	resistori regolabili da 47 k Ω lineari (vedi testo)

tuale amplificatore supplementare.

Se infine il distorsore scelto presenta la possibilità di variare il tipo di distorsione, il Lettore potrà aggiungere al suo strumento anche una tastiera dei registri, ed ottenere in tal caso vari timbri, così come accade negli organi elettronici di tipo professionale.

CONCLUSIONE

Occorre ancora aggiungere che — ove lo si desideri — prima che il segnale prodotto (semplice o

complesso) venga applicato all'ingresso del circuito integrato, è ancora possibile farlo passare attraverso un dispositivo modulatore di ampiezza, scegliendo uno dei tipi che abbiamo più volte descritto su queste stesse pagine, aggiungendo in tal caso anche il ben noto e gradevole effetto di «vibrato».

Per concludere, il Lettore che volesse tradurre in pratica il circuito che abbiamo descritto, potrà iniziare l'allestimento dell'organo elettronico partendo dalla sua versione

più semplice, così come è stata illustrata alla figura 1: in un secondo tempo, una volta soddisfatto del successo ottenuto, potrà provvedere in fase sperimentale a separare le due ottave con l'aggiunta di un secondo stadio oscillatore, per poi procedere con la separazione di tutte le note, e quindi con l'allestimento di tanti stadi oscillatori quante sono le note di cui la tastiera dispone.

Ovviamente, ciò comporta una spesa assai maggiore, specie se lo strumento avrà più di due ottave: si rammenti però che il piacere derivante dalla realizzazione di uno strumento paragonabile ad uno organo elettronico compensa indubbiamente qualsiasi sacrificio.

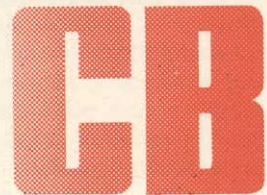
Infine, volendo aggiungere anche il distorsore ed il vibrato, il Lettore potrà sfruttare le numerose idee che possono sorgere nella sua mente, anche con la semplice osservazione della vetrina di un negozio di strumenti musicali, ed allestire il proprio organo elettronico in base alle sue personali esigenze, nonché in base alle sue possibilità ed al suo stesso estro.

Si tratta in sostanza di costruire uno strumento che — pur basandosi concettualmente su di un'idea altrui — potrà recare sotto numerosi aspetti l'impronta personale del realizzatore.

Ciò che conta è «sperimentare», ed è proprio per questo che formuliamo i nostri migliori auguri a chiunque voglia cimentarsi in questa interessante iniziativa.



RICEVITORE SUPERETERODINA



27MHz



Caratteristiche tecniche

Gamma di frequenza: 26,965 ÷ 27,255 MHz - Uscita B.F.: 300 mV - Sensibilità: 1 μ V a 6 dB di rapporto segnale/disturbo - Alimentazione: 110-125-220-240 Vc.a. - Prese: antenna esterna 75 Ω , cuffia o amplificatore.

Si tratta di un apparecchio adatto a ricevere tutti i 23 canali della gamma CB.

Il circuito, del tipo supereterodina, è costituito da 7 transistori.

Rispetto ad altri apparecchi del genere questa realizzazione presenta soluzioni circuitali di avanguardia, come ad esempio la sintonia a varicap. Il ricevitore è previsto per l'inserimento dell'amplificatore UK 195 in modo da consentire lo ascolto diretto in altoparlante da 8 Ω .

L'UK 365, inoltre presenta una presa d'uscita per il collegamento ad una cuffia di impedenza 2000 Ω oppure all'amplificatore UK 535 che presenta lo stesso aspetto estetico.

APPARECCHIO DI CONTROLLO

PER UN NUMERO PREFISSATO DI GIRI

a cura del Dott. A. ROMANO

Talvolta all'automobilista non interessa conoscere istante per istante il numero dei giri del suo motore; interessa invece sapere quando esso raggiunge il massimo numero dei giri allo scopo di non superarlo.

In questo caso per l'indicazione è sufficiente una semplice lampadina spia che si accende al momento prestabilito. L'apparecchio che presentiamo consta di 6 transistori disposti come nello schema di fig. 1.

I primi due T1 e T2 funzionano da multivibratore monostabile, comandato da impulsi prelevati dall'interruttore del motore. Gli impulsi vengono anzitutto differenziati da un gruppo C1 R1 e inviati poi al multivibratore tramite un diodo che lascia passare solo la parte positiva degli impulsi. Lo scopo del multivibratore è di sagomare gli impulsi rendendoli tutti uguali, specialmente per quanto riguarda la larghezza che di per sé varia anche a seconda del numero dei giri.

Gli impulsi così formati vengono inviati ad un gruppo R7, C3, R13 che li integra trasformandoli in una tensione continua proporzionale al numero dei giri. Questa tensione controlla il trigger di Schmitt T4, T5, facendolo scattare nell'altra posizione, ed è regolabile con R13.

L'apparecchio viene montato su di un circuito stampato come in fig. 2, mentre la fig. 3 mostra la traccia del circuito stampato al naturale.

Le dimensioni di un tale circuit-

to sono di 90 x 50 mm. I sei transistori sono tutti del tipo BC 107.

La tensione di alimentazione è di 12 V con il negativo posto alla massa della carrozzeria; il consumo è di 20 mA.

L'apparecchio può venire installato dietro il cruscotto o nel vano

del motore. Naturalmente occorre proteggerlo contro gli agenti esterni ed eliminare le cause di possibili corto circuiti verso la massa. La lampadina va posta sul cruscotto.

La taratura può venire effettuata mediante un generatore campione a BF. Per un punto di taratura si

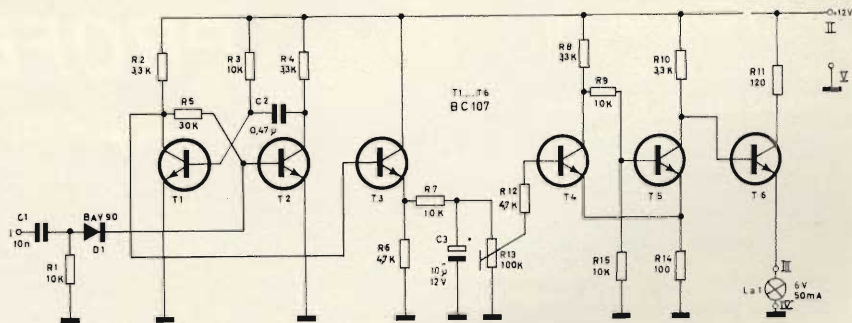


Fig. 1 - Schema dell'apparecchio di controllo per un numero prefissato di giri.

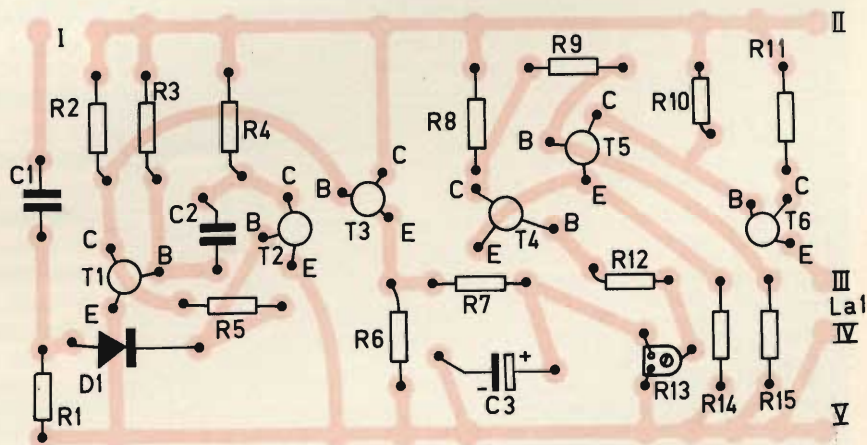


Fig. 2 - Disegno illustrante la disposizione dei componenti sul circuito stampato.

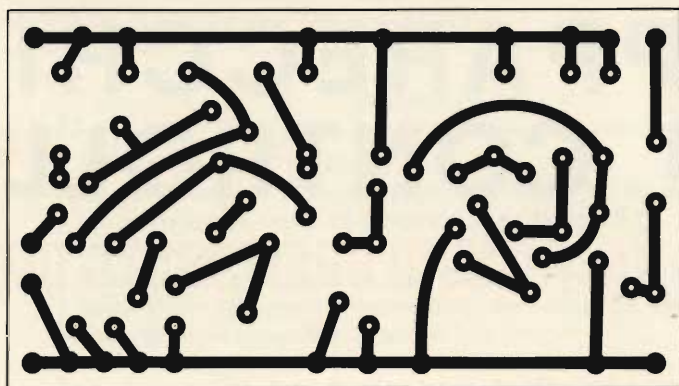


Fig. 3 - Il circuito stampato dell'apparecchio di controllo dei giri (scala 1:1).

può adottare pure la frequenza della rete tenendo presente che 50 Hz corrispondono in un motore a 4 cilindri e a 4 tempi a 1500 giri/min; siccome la frequenza è direttamente proporzionale al numero dei giri, ad es. 250 Hz corrispondono a 7500 giri/min. Facendo variare la frequenza del generatore e marcando i vari punti sul potenziometro, si può tarare l'apparecchio in funzione del numero dei giri.

E' possibile prefissare il controllo del numero dei giri fra 500 e 10 mila giri/min.

UNA RIVISTA DA BUTTARE?

I lettori dell'ultimo numero di «Honeywell Computer Journal» che desiderino conservare la rivista senza ingombrare i loro scaffali potranno anche buttarla dopo averla letta.

Nel fascicolo è infatti inserita una «microscheda», ossia un rettangolo di pellicola contenente i microfotogrammi di tutte le pagine che compongono il numero, copertina compresa. Utilizzando il rettangolo su un apposito tipo di visore (non ancora molto diffuso in Italia ma presente in tutte le biblioteche e in moltissimi uffici americani) il lettore potrà rileggere in qualunque momento — dalla microscheda, anziché dal fascicolo — gli articoli che gli interessano.

La «rivista in microscheda» è una delle più recenti e interessanti applicazioni delle tecniche microfilm (la cui data di nascita, chi lo direbbe?, non è affatto recente: pare che la prima microfotografia sia stata scattata in Inghilterra addirittura nel 1839).

POTENZIOMETRI

IN ESECUZIONE
NORMALE O STAGNA

CLAROSTAT

63C3 miniatura, alta stabilità ed affidabilità

381N miniatura, a bassa rumorosità

53C1 ad alta stabilità

43C1 per impieghi industriali

58C1 per impieghi industriali

PROFESSIONALI

A NORME MIL-R-94 & MIL-R-19



Tipo	Elemento resistivo	Potenza nominale a 70 °C	Tolleranza sul valore ohmico	Tensione max di lavoro	Diametro max del corpo
63C3	impasto di carbone	0,5 W	± 10%	350 V —	12,7 mm
381N	materiale plastico	1 W	± 10%	350 V —	15,9 mm
53C1	impasto di carbone	2 W	± 10%	500 V —	27 mm
43C1	a filo ad un giro	2 W	± 5%	310 V —	28,6 mm
58C1	a filo ad un giro	4 W	± 5%	350 V —	42,9 mm

Codice G.B.C.

DP/5001-...

DP/5101-...

DP/5301-...

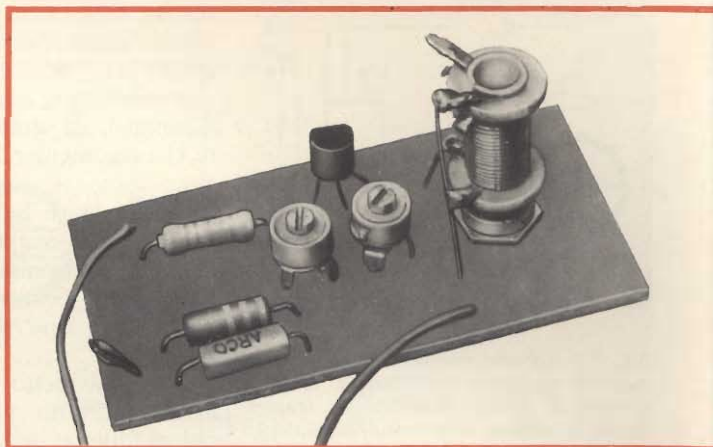
DP/5200-...

DP/5400-...

G.B.C. Italiana - REPROF division - Divisione Elettronica Professionale

oscillatore multiforme

di G. BRAZIOLI



Questo articolo è dedicato agli sperimentatori... «puri»; a coloro, cioè che lavorano per il piacere che dà il creare o far funzionare circuiti piuttosto originali: al di fuori del consueto.

Trattiamo un oscillatore impiegante un «FET» (transistore a effetto di campo) che può essere impiegato come stazione emittente «QRP», generatore RF, Gate-Dip-Meter, telecomando «a tocco» ed altro. Siamo certi che molti lettori vorranno provarlo, e siamo del pari certi che coloro che lo proveranno saranno assai soddisfatti da questi esperimenti!

Gli oscillatori impieganti un transistore a effetto di campo non rappresentano una novità: il «Radio Amateur Handbook» (moderna Bibbia dello sperimentatore elettronico) dedica ad essi un intero capitolo, ed ogni testo che si rispetti li esemplifica o tratta degli esempi pratici «funzionali» completi di valori.

Se il lettore ha interesse a questo genere di circuiti, però, avrà senza meno notato che solitamente gli schemi visti sono abbastanza «intricati». Bobine con prese, o con varie prese, strani condensatori NPO, variabili di elevatissima qualità (e dall'eguale costo) sembrano di prammatica. Ora, non pretendiamo di aver scoperto un nuovo oscillatore, malgrado queste premesse, ma certo se il lettore dà un'occhiatina alla figura 1, può facilmente essere indotto a crederlo.

Si vede qui infatti un generatore RF a «FET» che ha la medesima validità funzionale dei rammentati, una più facile ed immediata regolazione, una curva di innesco più dolce ma che impiega appena 5 parti (dicansi cinque) in tutto.

Uno schema di principio? No, no: un circuito che può essere realizzato e che funziona benissimo così com'è.

Il tutto è impostato sul fatto che i segnali sul «Drain» e sul Source» di un FET hanno la medesima fase. Ciò posto, considerando di mettere il semiconduttore in condizione di poter amplificare, per ottenere un fenomeno reattivo basta accoppiare i due elementi tramite un adeguato condensatore.

Nel caso nostro C1.

E «come» si pone il FET nella condizione di poter amplificare segnali ed impulsi? Semplice, di ba-

se, essendo l'elemento considerato a canale N, basta far sì che il Gate sia «negativo» verso il Source: nel nostro schema, la R1 realizza la funzione.

E' noto che nel Gate del transistore non scorre una intensità apprezzabile; altrettanto non avviene nel «canale» S-D (Source-Drain) ove passano in genere correnti dell'ordine dei vari milliampère; nel nostro caso 1-2 mA.

Inserendo una resistenza, da qualche migliaio di ohm di seguito a questo circuito, si ha quindi una apprezzabile caduta di tensione che può servire a polarizzare convenientemente il Gate.

Rivediamo lo schema fondamentale.

La R1 collegata al Source, considerando la caduta di tensione, fa sì che l'elettrodo sia «più positivo» dal lato massa.

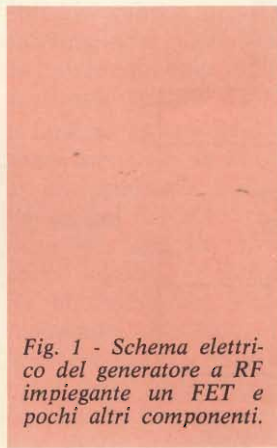
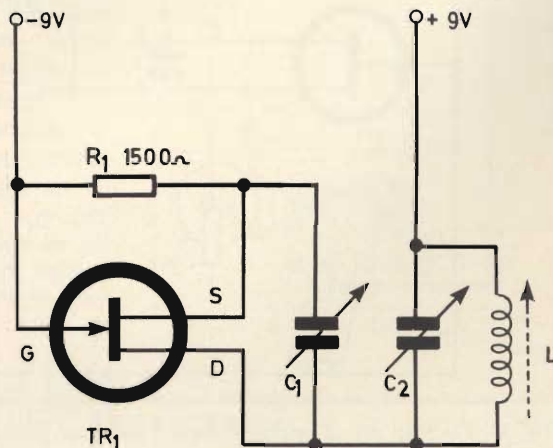


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore a RF impiegante un FET e pochi altri componenti.



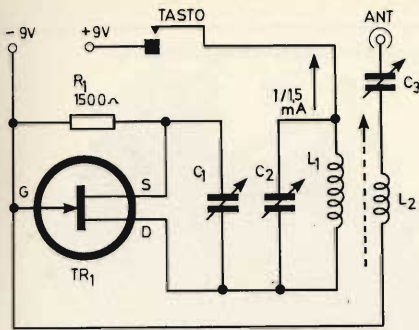


Fig. 2 - Schema elettrico di una mini-stazione da usare in telegrafia. Questo circuito si ottiene modificando leggermente lo schema di base dell'oscillatore.

A questo è connesso direttamente il Gate, per cui esso è «più negativo» dell'altro, come si voleva.

In queste condizioni il transistor offre un guadagno positivo: amplifica.

Amplificando, data la connessione del C1, oscilla, poiché ogni segnale presente al Drain è retrocesso in fase al Source.

L'oscillazione avviene al valore dell'accordo presente in circuito: $L/C2$.

Utilizzando qualunque FET adatto al lavoro RF, come BFW10, BFW11, 2N3819 e simili, l'oscillatore lavora con un rendimento più che buono tra 3 e 50 MHz. Moderni FET per «front-end» FM, come quelli impiegati nei più moderni sintonizzatori multibanda di lusso, possono estendere la gamma di funzionamento ai 150 MHz ed ol-

tre, se C2-L sono opportunamente dimensionati. Per altro, questi transistori sono poco accessibili per lo sperimentatore, a differenza di quelli rammentati, quindi per il momento ci «accontenteremo» delle prestazioni dette.

Se chi legge ha particolari fonti di approvvigionamento per i componenti elettronici a livello industria, provi comunque l'oscillatore anche «più su»: non rimarrà deluso.

Avevamo detto che questo è un articolo diretto particolarmente a chi si diletta dello studio dei vari circuiti: passiamo quindi a spiegare direttamente come può essere costruito lo stadio ora visto, e quali risultati pratici se ne possono trarre.

Il nostro campione, presentato nella foto di testo, impiega una base plastica «stampata a settori» che misura 60 x 30 mm.

La figura 5 mostra la disposizione più logica per le varie parti e le interconnessioni relative.

In sostanza, proprio non vi è nulla da osservare: a parte la bobina, ovviamente, dato che essa determina la frequenza di funzionamento.

Posto di utilizzare un condensatore variabile da 50 pF massimi come C2, per le varie gamme di lavoro che ci interessano la L avrà le seguenti caratteristiche:

- a) Banda 3,5 - 7 MHz: 35 spire, filo 0,5 mm., supporto \varnothing 18 mm, nucleo ferromagnetico

- b) Banda 6,5 - 15 MHz: 20 spire, filo 0,3 mm. (questa bobina è montata sul prototipo delle fotografie), supporto \varnothing 10 mm., nucleo ferromagnetico svitabile.

- c) Banda 14 - 35 MHz: 7 spire, filo 0,6 mm., supporto \varnothing 10 mm, avvolgimento leggermente ($1/2$ mm) spaziato. Nucleo come sopra.

Il collaudo dell'oscillatore può essere effettuato con una tensione di alimentazione pari a 6 - 9 - 12 V; 9 V, comunque, risulta un valore «comodo» che consigliamo.

Si può anzi impiegare una comune piletta per ricevitori portatili, durante la prova: essa assicura una «energia» più che sufficiente per i nostri bisogni.

Accostato un ondometro «passivo» alla bobina, si può dare tensione e vedere «cosa succede». Se lo strumento non segnalasse alcuna emissione RF, per provocarla basterà regolare quanto basta C1. In genere, gli oscillatori transistorizzati che impiegano un circuito simile al nostro, funzionano «tutto-nulla»; in altre parole, non innescano sin che il condensatore di reazione non ha il valore esatto; poi, una volta raggiunto l'innescò, rimangono in azione sin che il valore non scenda ad un livello eccessivamente scarso.

Nel circuito in esame, nulla di simile avviene.

La manovra del C1 causa un lento, lineare, progressivo aumento dell'innescò e della sua «tenuta».

Allorché il compensatore ha pochi pF, l'oscillazione è «stentata»: basta porre un dito sull'avvolgimento per bloccarla.

Se però il C1 è ulteriormente ruotato, l'innescò si fa «deciso» e stabilissimo. Il solito dito poggiato sulle spire della «L» non riesce a spegnere l'oscillazione, ma la «sposta» come frequenza e la rende meno ampia: anche un carico severo ha analoghi effetti, il che non può non sorprendere.

Quando lo stadio lavora a buon regime, l'assorbimento si aggira sul valore di 1 - 1,8 mA.

L'oscillatore ha quindi una (SIC) «potenza» input di circa 10 mW: un valore infimo, ma non poi

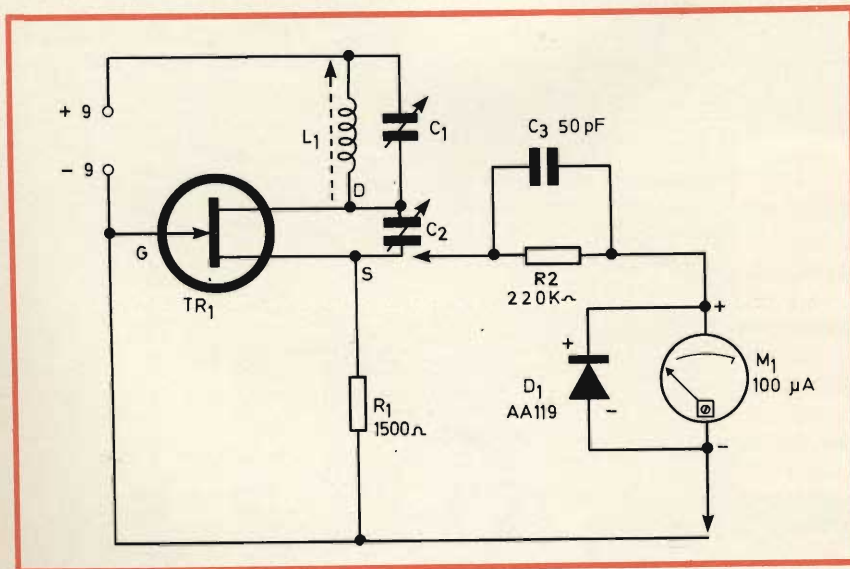


Fig. 3 - Circuito per la misura della RF irradiata dall'oscillatore.

così minuscolo da non poter servire per prove di emissione.

Anzi, ai patiti del trasmettitore «piccolissimo» suggeriamo proprio (ove siano in possesso della licenza di radioamatore) di tentare qualche collegamento in «grafia» con questa «ultraministazione» o, dicendola nel codice degli OM, con questo «QRP».

Per lo scopo, lo stadio può essere modificato come si vede nella figura 2: leggi interponendo un tasto sul positivo generale ed avvolgendo un «Link» sulla L1 (questo sarà L2) al fine di avviare all'antenna i segnali.

Per un miglior adattamento con il sistema radiante, conviene «accordare» la spira di prelievo mediante un compensatore: C3, nello schema.

Siffatto trasmettitore non può certo assicurare comunicazioni con qualche «VK» o «PY», o altro radioamatore residente nell'opposto emisfero. Per altro, con una buona antenna, con una mano scaltrita al tasto, operando di notte ed in assenza di QRM (diciamo di altre stazioni operanti sulla stessa frequenza) i risultati possono essere sorprendenti. Ciò per l'amatore veramente appassionato di radiocomunicazioni può rappresentare una soddisfazione assai maggiore dello impiego di una tradizionale «Linea Collins Spaccatutto» che chiunque può acquistare, e che ogni elettricista può impiegare, pur essendo assolutamente all'oscuro dei principi fondamentali dell'elettronica.

Ma passiamo ad altro.

Una prova abbastanza interessante, per lo studioso dei problemi e dei circuiti elettronici, può essere la misura del segnale RF effettivamente irradiato dall'oscillatore nelle varie condizioni d'impiego.

La figura 3 mostra il «set-up» necessario per questo lavoro.

Il segnale presente nel circuito è preso al Source del transistor mediante R2/C2, ed è misurato da M1 dopo che è stato rettificato dal diodo D1.

Una esperienza interessante, sarà vedere, prima di tutto, come si comporta l'oscillatore a seconda della frequenza del segnale generato.

Si noterà infatti che ruotando il nucleo della L1 ed il C1, muta la

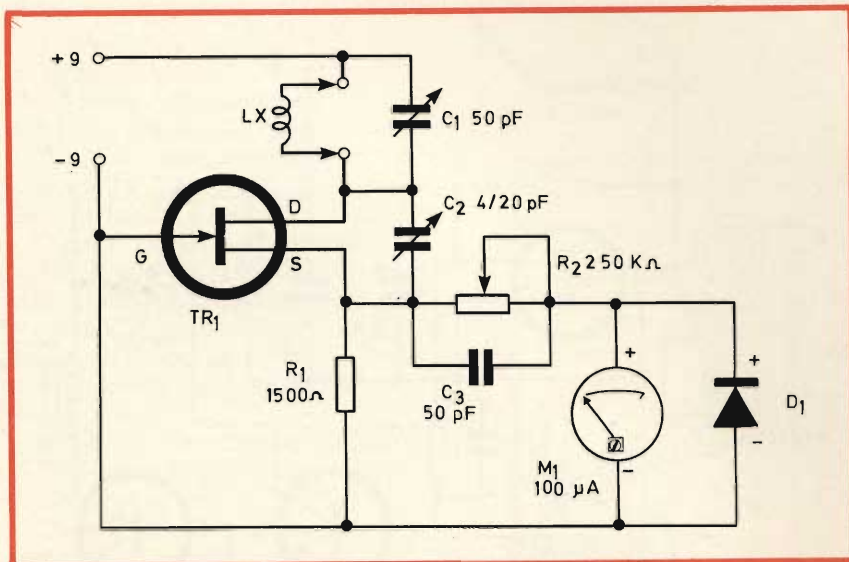


Fig. 4 - Schema elettrico di un ottimo Dip-Meter. In pratica non è altro che lo schema di figura 3 opportunamente adattato.

segnalazione sulla scala dell'indicatore. Normalmente, l'ampiezza della RF misurata calerà aumentando la frequenza. In nessun caso, però, l'oscillazione deve spegnersi. Se ciò avvenisse, il fatto sarebbe da imputare ad una cattiva regolazione del C2, o ad un «Q» insufficiente dell'avvolgimento realizzato.

Ponendo che invece il complessivo si comporti in modo «normale» sarà possibile verificare la estrema dolcezza del controllo dell'innescò effettuabile tramite C2. Esso sarà regolato con una chiave in plastica (Bernstein), e si noterà che praticamente ad ogni «grado» di rotazione corrisponde un aumento o una diminuzione dell'efficienza dell'oscillatore, senza «balzi» immediati e senza «esitazioni»: davvero sorprendente!

Sostituendo le bobine tramite opportune spinette previste durante il montaggio, si potrà inoltre controllare il rendimento dello stadio sulle diverse gamme d'onda.

Ora, se noi avviciniamo all'oscillatore innescato un circuito accordato alla massima frequenza su cui risuonano L1/C1, cosa avverrà? Semplice, che in tal caso, il circuito «esterno» sottrarrà energia RF all'oscillatore, il che sarà puntualmente segnalato da M1, che bruscamente «arretrerà» verso l'inizio della scala. Maggiore sarà l'accordo in frequenza tra L1/C1 ed il circuito «passivo», maggiore ri-

sulterà l'assorbimento, quindi la «differenza di misura» sulla scala del microamperometro.

Da questa prova alla concezione di un «Gate-Dip-Meter» il passo è breve. Cos'è un Gate-Dip-Meter? Presto detto: si tratta della versione a semiconduttore del «Grid-Dip-Meter», che ha le stesse mansioni, ovvero si prefigge gli stessi scopi.

Certamente molti lettori hanno presente questo strumento, ma per gli altri, quelli che (SIC) «non hanno il piacere», diremo che trattasi di un misuratore della frequenza dell'accordo di qualunque sistema L/C.

Gli apparecchi costruiti dalle fabbriche, altro non sono che oscillatori dalla scala multipla e tarata con precisione, recanti un rivelatore dell'ampiezza del segnale RF, o della

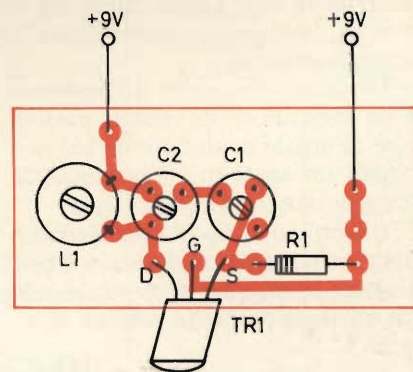


Fig. 5 - Serigrafia del circuito stampato e disposizione dei componenti, montati sulla basetta, dell'oscillatore di figura 1.

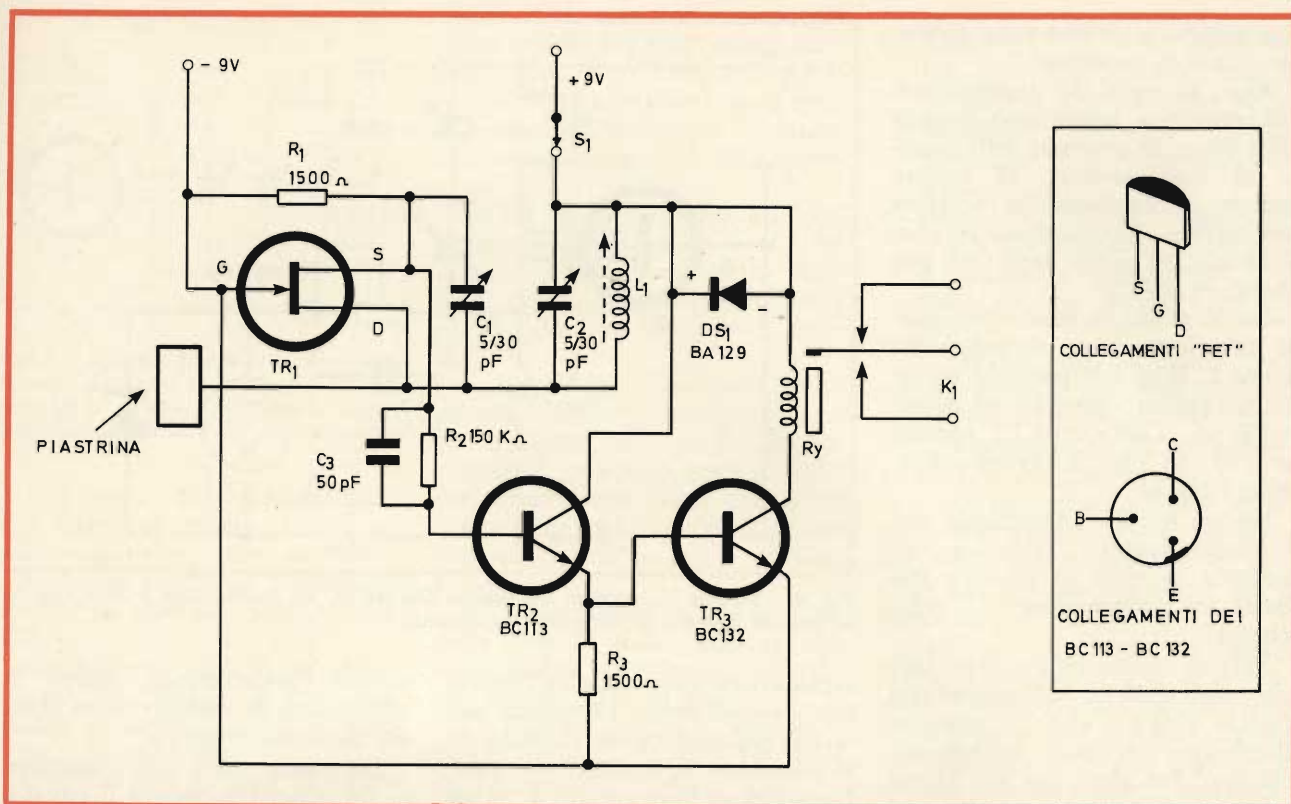


Fig. 6 - Schema elettrico del «relè a tocco». Come si nota impiega sempre il circuito base dell'oscillatore e un amplificatore in corrente continua. A lato è visibile la disposizione dei terminali dei transistori impiegati.

corrente anodica (o di collettore) dell'oscillatore.

Se un apparecchio del genere è accostato ad un accordo che sia risonante su di una frequenza diversa alla propria, la corrente dell'elemento attivo o il segnale RF emesso non subisce mutamenti. Se per contro, la bobina-sonda è avvicinata ad un accordo di pari frequenza si avrà una sottrazione di energia. Il che, lo abbiamo già visto.

Dato però che il Dip-Meter ha la scala tarata, si potrà vedere su quale frequenza avviene la sottrazione di energia; in altre parole, quale sia la precisa frequenza a cui risuona l'accordo misurato.

Diciamo quindi che il Dip-Meter è un misuratore di sistemi passivi, cioè di organi di sintonia in cui non circoli un segnale RF prodotto da un generatore ad essi collegato.

Un ottimo «Dip-Meter» derivato dal nostro oscillatore basilare, è presentato nella figura 4; praticamente un adattamento dello schema di figura 3.

Vediamo in questa «LX» bobina estraibile che in pratica sarà costituita da tre distinte bobine dalle ca-

ratteristiche dette prima per coprire la gamma 3-40 MHz.

Ovviamente, passando dall'una all'altra frequenza l'oscillatore offrirà un rendimento mutevole; minore, come abbiamo visto, verso «l'alto».

Ora, questo rendimento potrebbe essere compensato (si da avere sempre l'indice di M1 a metà scala, o a fondo scala, o comunque in un punto favorevole per le misure) agendo sul C2. Per altro, ritoccare più e più volte il compensatore con una chiave di taratura risulta scomodo, e per montarlo sul pannello si va incontro a varie difficoltà. Occorre innanzitutto uno «splitstator» costoso e non sempre disponibile, ed anche con questo tipo di compensatore si ha pur sempre un sensibile «effetto mano»; ciò lo affermiamo per prova fatta, specie se il «Dip» è miniaturizzato.

Conviene allora lasciare il C2 nella posizione in cui l'oscillatore dà il miglior rendimento, e prevedere (come noi abbiamo fatto) un controllo variabile nella sezione di misura.

Tale controllo nella figura 4 è

R2. Quando per effetto della frequenza il segnale disponibile sul Source del TR1 cala, si può ridurre il valore dell'elemento, così da ottenere la medesima indicazione: l'opposto nel caso opposto.

Questo Dip-Meter è molto semplice da realizzare: si impiegherà una scatola metallica che contenga oscillatore, accessori e pila. Sulla sommità di tale contenitore si monteranno a due prese per le tre bobine intercambiabili. Sul pannello si fisseranno C1, R2, l'interruttore generale, oltre, ovviamente, all'indicatore, che può essere il modello «miniatura quadro» reperibile (con la portata a fondo scala pari a 250 μ A) ad un prezzo piuttosto limitato.

Sarebbe preferibile impiegare quale «M1» uno strumento da 100 μ A, ai fini della sensibilità: con minori esigenze anche l'altro può servire; specie se le misure cadranno più di frequente sulla gamma 3-20 MHz.

Ovviamente il Dip-Meter «FET» che abbiamo sommariamente descritto (gli sperimentatori possiedono tutti una certa preparazione e

troppi dettagli sarebbero in eccesso) dev'essere accuratamente calibrato. In altre parole occorre disegnare per ogni banda di funzionamento una scala precisissima per il C1. Esclusa questa operazione, logicamente l'apparecchio non serve a nulla.

Per tracciare la scala occorre conoscere punto per punto la frequenza di oscillazione del FET. Possedendo un ricevitore professionale, l'operazione è facile da compiere: basta iniettare all'ingresso di questo il segnale, «leggere» l'accordo, ed è fatta.

Naturalmente il ricevitore deve essere tarato perfettamente, a sua volta, altrimenti cade la validità della prova.

Vi sono altri metodi per calibrare uno strumento del genere, ma gli interessati certo li conoscono: il battimento con un oscillatore dalla frequenza nota, la marcatura effettuando le armoniche di un generatore a più cristalli ed altre.

Non si esaurisce così, la descrizione dell'impiego del nostro oscillatore: vi sono infatti molti altri usi possibili. Fra tutti però vogliamo segnalarvi quello forse più «insolito».

Si tratta della realizzazione di un «relè a tocco».

In pratica un segnale d'allarme che scatta se si tocca una piastrina metallica; può servire come antifurto, per il campanello dell'abitazione, per automazione ed in moltissimi altri casi tutti pratici ed interessanti.

Lo schema del relè «a tocco» appare nella figura 6.

L'apparecchio è formato da due sezioni distinte: il nostro circuito di base ed un amplificatore in corrente continua costituito da TR2-TR3.

Vediamo il funzionamento. C2/L1 possono essere accordati per qualunque gamma e frequenza, ma poiché l'oscillatore rende il massimo ed è regolabile finemente con estrema facilità funzionando verso i 5-10 MHz, noi suggeriremmo questa banda.

C1 sarà regolato sin che l'oscillazione si mantenga stabile, ma possa essere «spenta» toccando con il dito la piastrina collegata al Drain del FET.

Non sarà difficile, a differenza

di altri circuiti, trovare questo punto di lavoro: abbiamo già detto della estrema linearità del rapporto «rendimento dell'oscillatore-capacità del C1» quindi non ci ripeteremo.

Ora, è da notare che quando l'oscillatore è innescato, il segnale RF, via R2-C3 è trasferito al TR2.

Questo transistor, collegato a collettore comune, rivela la portante nella giunzione base-emettitore che si comporta, appunto, come un diodo, ed al tempo amplifica la risultante; almeno nei rapporti di potenza.

Il TR2 è direttamente connesso al TR3 secondo il ben noto schema di Darlington.

Quest'ultimo è praticamente un servorelè.

Allorché TR1 è innescato, RY rimane sempre attratto, ma cade istantaneamente a riposo se manca il segnale RF. In tal modo, collegando qualunque sistema di allarme tra il contatto di riposo ed il contatto mobile, si avrà l'azionamento ogni qual volta la «mano estranea» tocca la piastrina spegnendo l'oscillazione.

La figura 7 mostra la realizzazione pratica di questo «avvisatore»: un circuito stampato del tutto convenzionale.

Ora, in chiusura dell'articolo, vorremmo ancora suggerire altre applicazioni dell'oscillatore, ma un po' lo spazio ci è tiranno, ed un po' temiamo di cadere nell'ovvio per la massa dei più «scaltriti» lettori.

Pensiamo quindi che sia venuto il momento di chiudere, lasciando al lettore la concezione di «convertitori fuoribordo», generatori di segnali RF modulati e multibanda,

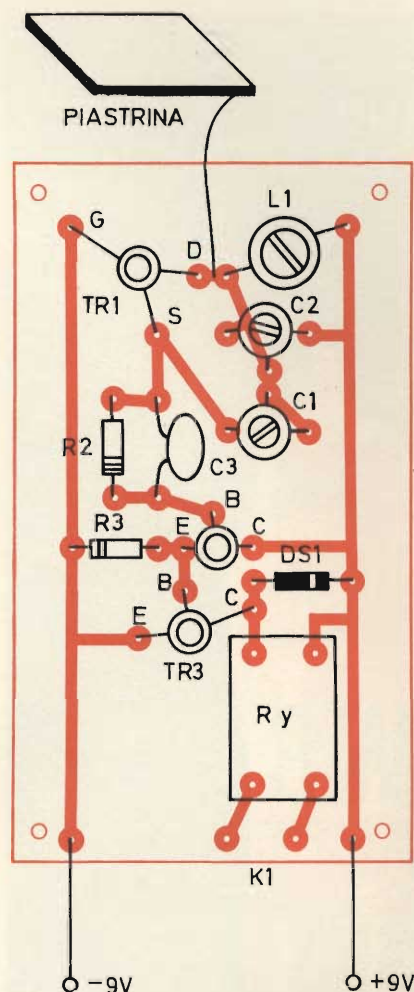


Fig. 7 - Serigrafia del circuito stampato e disposizione dei componenti montati sulla basetta del circuito di figura 6.

cercametalli ed altri dispositivi, apparecchi, strumenti, nei quali il nostro circuito può essere impiegato con vantaggio. Lettore, è il momento della fantasia; le dice nulla?

I MATERIALI		Numero di codice G.B.C.	Prezzo di Listino
SCHEMA DI FIGURA 1			
C1	: compensatore da 5/30 pF a disco	OO/0058-14	500
C2	: compensatore da 5/50 pF	OO/0058-16	680
L	: vedi testo	—	—
R1	: resistore da 1,5 kΩ - 1/2 W - 10%	DR/3202-15	12
TR1	: transistor FET BFW11 (vedi testo)	YY/3089-00	1.630
SCHEMA DI FIGURA 2			
valori per la gamma OM dei 7 MHz			
C1:	: compensatore da 5/30 pF a disco	OO/0058-14	500

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE

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

C2	: condensatore variabile da 50 pF max	OO/0083-00	1.900
C3	: compensatore ceramico da 5/50 pF	OO/0058-16	680
L1	: vedi testo	—	—
L2	: 2-3 spire di filo per connessioni isolato in vipla, avvolto sulla L1	—	—
R1	: resistore da 1,5 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3202-15	12
Tasto	: tasto telegrafico miniatura o microswitch	GL/2780-00	1.700
TR1	: transistor FET per RF, BFW11 o similari	YY/3089-00	1.630
SCHEMA DI FIGURA 3			
C1	: compensatore da 5/30 pF a disco	OO/0058-14	500
C2	: compensatore da 5/50 pF	OO/0058-16	680
C3	: condensatore ceramico da 50 pF «pin-up»	BB/0110-54	30
D1	: diodo al germanio AA119 o similare	YY/2600-00	140
L1	: vedi testo	—	—
M1	: indicatore da 100 o 250 μ A	TS/1930-00	6.100*
R1	: resistore da 1,5 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3202-15	12
R2	: resistore da 220 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3204-22	12
TR1	: transistor FET per RF a canale N, BFW11 o similare	YY/3098-00	1.630
SCHEMA DI FIGURA 4			
C1	: compensatore da 5/30 pF a disco	OO/0058-14	500
C2	: compensatore da 4/20 pF	OO/0063-04	320
C3	: condensatore ceramico da 50 pF	BB/0110-54	30
D1	: diodo al germanio AA119 o similari	YY/2600-00	140
LX	: bobina adatta alla gamma (vedi testo)	—	—
M1	: indicatore da 100 μ A	TS/1930-00	6.100*
R1	: resistore da 1,5 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3202-15	12
R2	: potenziometro lineare da 250 k Ω	DP/1054-25	770
TR1	: transistor FET per RF o canale N, BFW11 o similare	YY/3089-00	1.630
SCHEMA DI FIGURA 6			
C1	: compensatore da 5/30 pF a disco	OO/0058-14	500
C2	: come C1	OO/0058-14	500
C3	: condensatore ceramico da 50 pF	BB/0110-54	30
DS1	: diodo al silicio BA129	YY/6212-00	280
L1	: bobina risonante a 5/10 MHz (vedi testo)	—	—
P1	: piastrina metallica da 20 x 20 mm. La piastrina deve essere isolata da massa e deve essere collegata al Drain del TR1 mediante un conduttore breve ed ottimamente isolato, della lunghezza massima di 25/30 cm	—	—
R1	: resistore da 1,5 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3202-15	12
R2	: resistore da 150 k Ω - 1/2 W - 10%	DR/3204-15	12
R3	: come R1	DR/3202-15	12
RY1	: relè ad alta sensibilità per radiocomando. Potenza di eccitazione 150 mW 6/9 V, portante uno o due scambi	GR/0560-00	5.000
S1	: interruttore unipolare	GL/4120-00	200
TR1	: transistor FET BFW11	YY/3089-00	1.630
TR2	: transistor BC113	YY/6236-00	250
TR3	: transistor BC132	YY/6275-00	250

* prezzo netto imposto

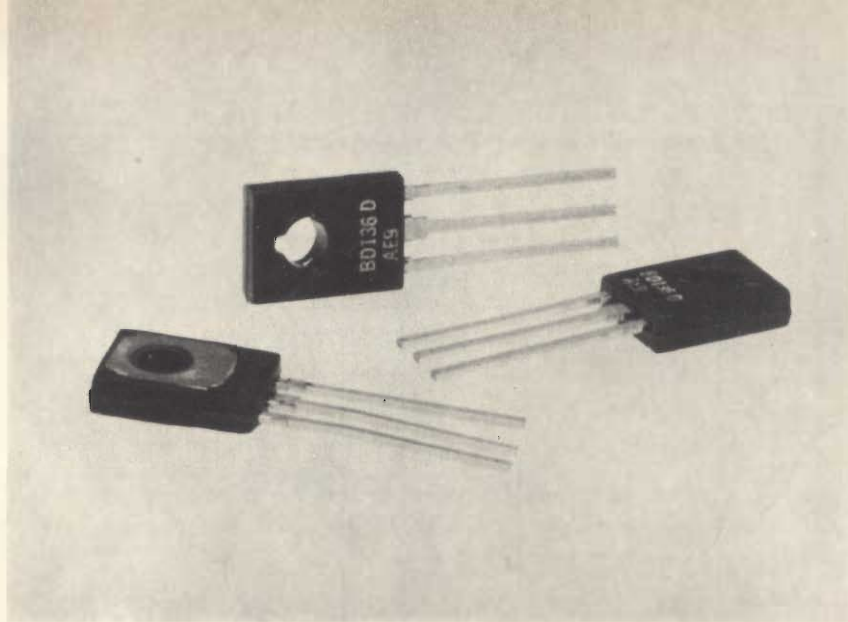


Fig. 1 - Come si presentano le famiglie dei transistori planari epitassiali al silicio della serie BD 135/137/139 (NPN) e BD 136/138/140 (PNP).

AMPLIFICATORE BF-3W

di L. CASCIANINI

Si descrive un amplificatore B.F. con 3 W d'uscita impiegante nello stadio finale la coppia di transistori planari epitassiali NPN/PNP BD 135/BD 136. La distorsione con 50 mW d'uscita è 0,3%. L'assorbimento di corrente, a piena potenza, è 250 mA.

elevata tensione di collettore (V_{CBO}), l'elevata dissipazione (senza il ricorso all'aletta di raffreddamento) e per ultimo, ma non meno importante, per il loro relativo basso costo. Nella tabella I riportiamo le caratteristiche principali di queste due famiglie di transistori.

L'amplificatore ha nello stadio finale complementare la coppia di transistori BD 135/BD 136. Il pre-stadio e lo stadio pilota sono equipaggiati coi transistori BC 307 A e BD 135. Il circuito è dimensionato in modo che in tutti gli stadi possano essere impiegati transistori a-

La disponibilità di transistori planari epitassiali al silicio di media potenza consente la realizzazione di interessanti amplificatori Hi-Fi di media potenza.

Ci riferiamo alle serie BD 135/137/139 (NPN) ed ai relativi complementari BD 136/138/140 (PNP) prodotti dalla Philips.

Questi transistori B.F. sono in contenitore plastico TO-126 (in fig. 2 riportiamo le dimensioni) e sono particolarmente interessanti per la

TABELLA I - CARATTERISTICHE PRINCIPALI

	BD 135	BD 137	BD 139	BD 136	BD 138	BD 140	
V_{CBO}	45	60	—	45	60	—	V
V_{CEO}	45	60	80	45	60	80	V
I_{CM}	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	A
P_{TOT}	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	W
h_{FE}	> 40 < 250	> 40 < 160	> 40 < 160	> 40 < 250	> 40 < 160	> 40 < 160	
f_T	250	250	250	75	75	75	MHz
$R_{th-j-mb}$	10	10	10	10	10	10	°C/W

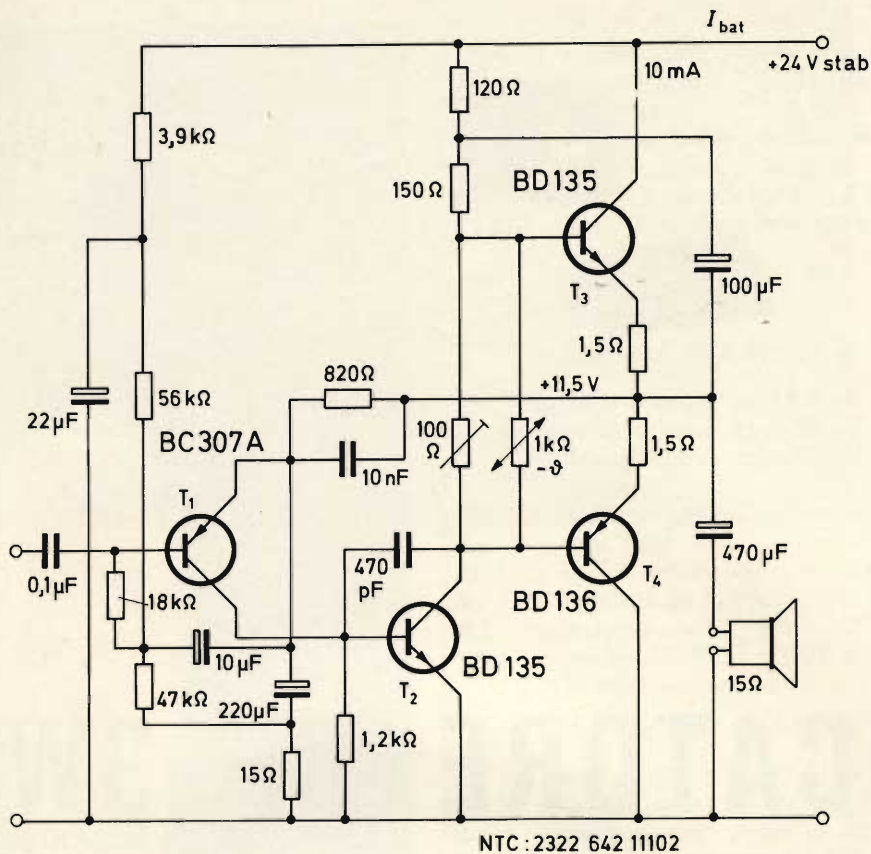


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con potenza da 3 W.

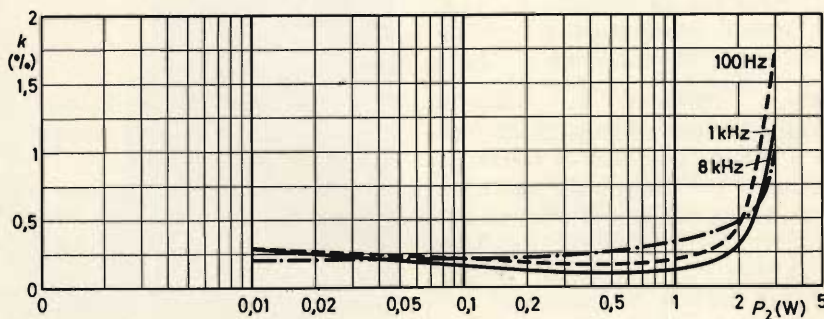


Fig. 4 - Fattore di distorsione (k) in % in funzione della potenza d'uscita per tre differenti valori di frequenza.

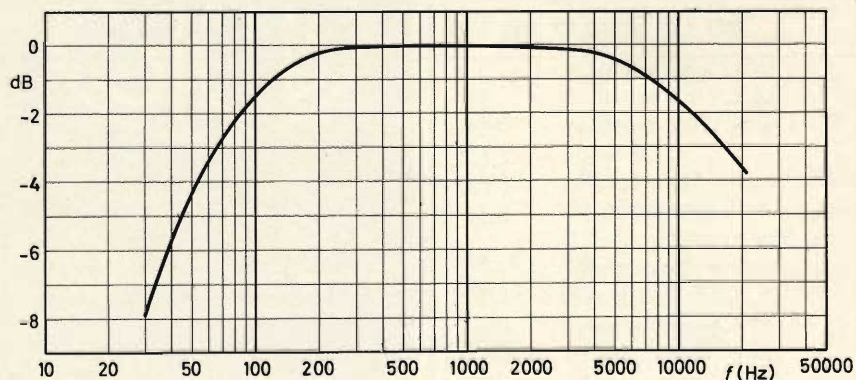


Fig. 5 - Risposta in frequenza (dB) dell'amplificatore ($P_2 = 0,75 W = 0 dB$).

CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

Tensione di alimentazione $V_{bat} = 24 V \text{ stab.}$

Corrente di riposo $I = 10 \text{ mA}$

Assorbimento totale $I_{bat} = 250 \text{ mA con } P_2 = 3 \text{ W}$

Potenza d'uscita $P_2 = 3 \text{ W con } k = 3\%, f = 1 \text{ kHz}$

Distorsione $k = 0,3\% \text{ con } P_2 = 50 \text{ mW}$

Tensione d'ingresso $V_1 = 19 \text{ mV per } P_2 = 50 \text{ mW}$

Reazione negativa $21,2 \text{ dB } V_1 = 150 \text{ mV per } P_2 = 3 \text{ mW}$

Impedenza di ingresso $Z_1 = 60 \text{ k}\Omega$

Rapporto segnale/disturbo $= 74 \text{ dB con } P_2 = 50 \text{ mW}$

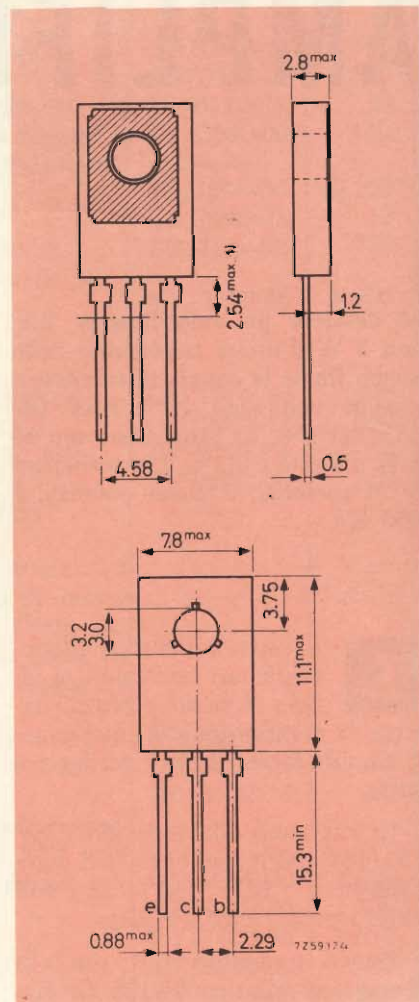


Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro dei transistori planari epitassiali al silicio.

venti tutti i valori di tolleranza ammessi per il fattore di amplificazione di corrente (h_{FE}). Il partitore per la tensione di polarizzazione di base può essere del tipo fisso; le tolleranze dell'amplificazione di corrente nel preadico non hanno alcuna influenza sulla tensione dimezzata ($\frac{1}{2} V_{bat}$) dello stadio finale.

Per il funzionamento in temperatura ambiente fino a 50°C , i transistori finali richiedono un radiatore avente una resistenza termica, ciascuno, di $R_{thk} \leq 73^\circ/\text{W}$. Non è necessario l'impiego del radiatore per il transistore pilota.

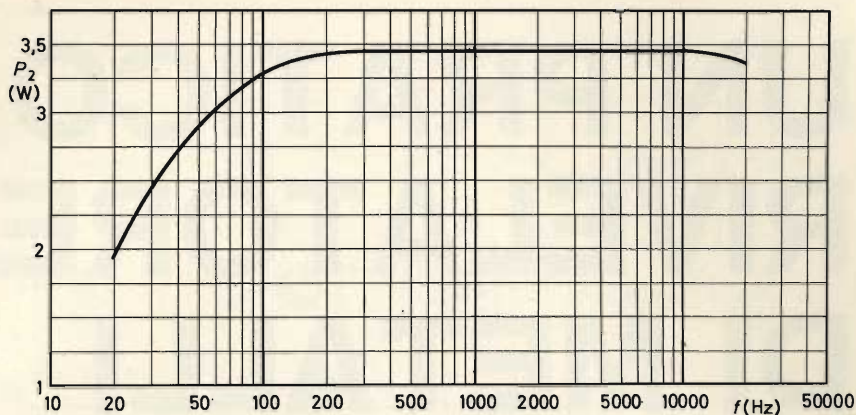


Fig. 6 - Potenza d'uscita (P_2 in W) in funzione della frequenza per un valore fisso di distorsione $k = 3\%$.

FORNITURA ALLA R.T.E.

Alla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens di Milano — tramite l'Italtel S.p.A., sua commissionaria di vendita all'estero — è stata affidata dalla Radio Televisione Irlandese di Dublino la fornitura di apparecchiature di commutazione per studi radiofonici e televisivi che verranno installate in un nuovo centro della R.T.E. a Montrose presso Dublino.

L'impianto, il cui valore è di circa 200 milioni di lire, è costituito da quattro tavoli di regia multicanali, da un centro di controllo e da due centri di smistamento e distribuzione programmi, realizzati secondo le nuove tecniche già adottate per analoghi sistemi forniti alla Radio Televisione Belga ed Ellenica.

il multimetro digitale si chiama DIGIMETRIX



nozza

multimetro digitale DX 703 B

- 25 portate **protette**
- Polarità automatica
- Impedenza d'ingresso $10\text{ M}\Omega$
- Risoluzione $100\ \mu\text{V}$ continua alternata
- **2000** punti di misura
- Galvanometro incorporato
- Precisione **0,5%**

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



UN PRATICO RIVELATORE DI METALLI

a cura del dott. A. RECLA

La rivelazione della presenza di corpi metallici non visibili può essere effettuata con mezzi elettronici. Di tali apparecchi ne esistevano già da prima della guerra ed erano per lo più destinati alla ricerca di condutture idrauliche, cavi elettrici o altri oggetti sotterrati o murati. Durante la guerra servirono per la ricerca delle mine; nel dopoguerra per la bonificazione dei residuati bellici. Oggi essi possono servire come mezzo antisabotaggio, nell'esame delle valigie, specialmente negli aeroporti.

Qui di seguito viene descritto un apparecchio che, utilizzando i transistori, risulta modernizzato e semplificato.

Per la ricerca di una massa metallica si utilizza un apparecchio che consiste generalmente di due bobine di dimensioni relativamente ampie di cui una genera un flusso magnetico A.F. Allo scopo di raggiungere la massima sensibilità i due flussi, quello

trasmesso e quello ricevuto, sono disposti in modo da creare una disposizione di equilibrio instabile. Per cui non appena un oggetto metallico assorbe una benché piccola parte del campo magnetico emesso dalla bobina, si viene a determinare uno squilibrio nel flusso; il flusso che ne risulta, opportunamente amplificato, viene rivelato da un indicatore a strumento oppure da una cuffia.

In genere i dispositivi di ricerca metalli hanno la forma di una vanga nella cui parte inferiore si trovano le due bobine.

Questo sistema impiegato durante la guerra per le ricerche anti-mina ha il vantaggio di poter spostare avanti l'apparecchio sul terreno da esaminare senza dover essere costretti a camminare sopra la mina; ciò evidentemente ha un'importanza essenziale. La superficie generatrice del flusso è però piccola e la zona interessata è pure piccola così come la profondità nel terreno esaminato.

Nel tipo che descriviamo la bobina trasmittente e quella ricevente sono fissate agli estremi di una barra della lunghezza di 1 metro o poco più. Questo sistema ha il vantaggio di interessare una grande porzione di spazio da esaminare e perciò risulta anche più sensibile.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Come si disse, l'apparecchio è costituito da due bobine delle quali una funziona da trasmittente e l'altra da ricevente. Le due bobine sono poste ad una distanza di varie volte il loro diametro e sono disposte a 90° una rispetto all'altra (vedi fig. 1). Il flusso magnetico generato dalla prima bobina non si «concatena» con quello della seconda, in quanto nessuna linea di forza della prima bobina può entrare nella seconda. Vale perciò la legge dei trasformatori AF, nei quali la tensione indotta sul secondario è data da una ben nota formula:

$$V_s = 2 \pi \cdot f \cdot M \cdot I \cdot p$$

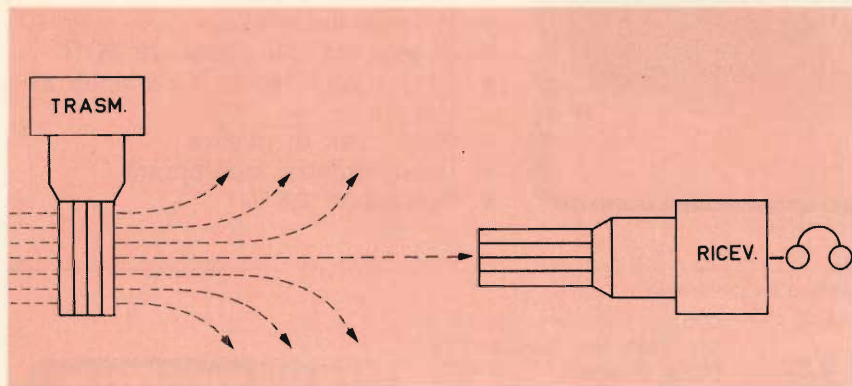


Fig. 1 - La distribuzione del campo magnetico fra la bobina trasmittente e ricevente.

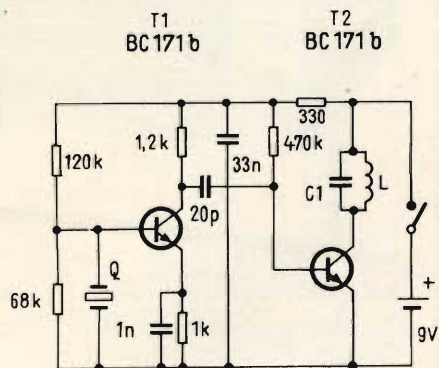


Fig. 2 - Schema del trasmettitore del rivelatore di metalli.

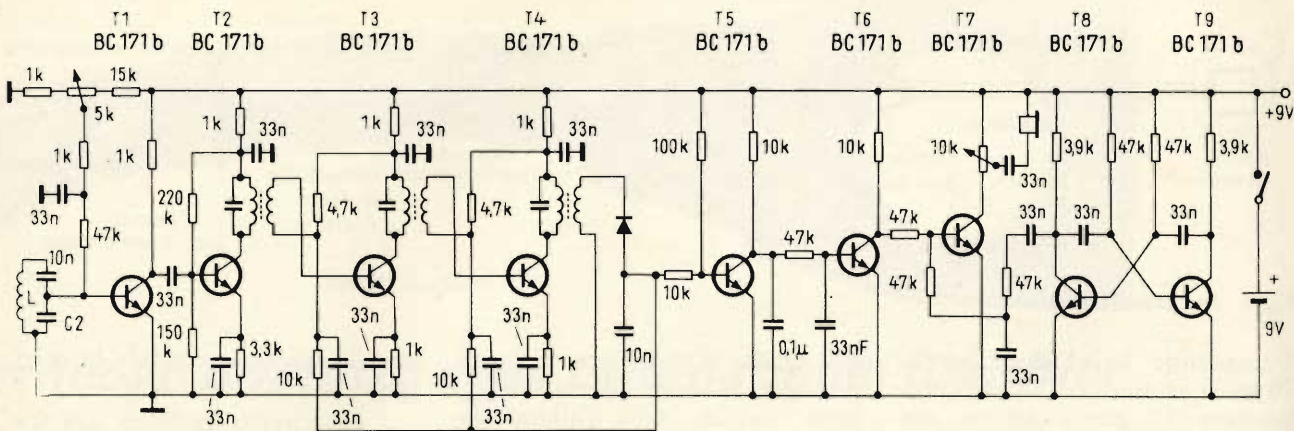


Fig. 3 - Schema del ricevitore inerente alla costruzione del rivelatore di metalli. Il montaggio comporta nove transistori BC171b.

ove f è la frequenza trasmessa, M è il coefficiente di mutua induzione fra primario e secondario e I_p è la corrente che passa nel primario.

Se $M = 0$, ciò che si ottiene con le due bobine a 90° l'una rispetto all'altra, la tensione indotta nel secondario sarà 0. ciò supposto che il campo magnetico che parte della bobina trasmittente sia distribuito uniformemente nelle sue linee di forza.

Se però, pur mantenendo le due bobine a 90° , la distribuzione delle linee di forza costituenti il flusso magnetico viene turbata e perciò distorta, ciò che si ha incontrando una massa metallica, la condizione di simmetria, ossia di equilibrio, cessa, e una porzione di flusso entrerà nella bobina ricevente generandovi una pur debole tensione che, opportunamente amplificata, potrà venir rivelata.

DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Il trasmettitore

Il trasmettitore consta di due stadi a transistori disposti come in fig. 2. Allo scopo di garantire la necessaria stabilità, l'oscillatore è controllato a quarzo. Il quarzo è posto fra base e massa del transistor T1 e risulta accoppiato al circuito oscillante C1, L, posto nel collettore di un secondo transistor; L è la bobina generatrice del flusso irradiato. La frequenza del quarzo è stata scelta in 465 kHz per le ragioni che verranno successivamente esposte. Il tipo di transistor indicato non è però obbligatorio; sono im-

piegabili altri tipi di transistori come per es. BC107, BC108, BC109 ecc. Per ridurre al minimo le masse metalliche impiegate per la costruzione di questo apparecchio nel suo complesso, il trasmettitore verrà racchiuso in una scatola di materiale plastico assieme con la sua batteria di alimentazione di 9 V.

Il ricevitore

Il ricevitore (fig. 3) consta di tre unità, ossia la parte AF, il generatore di nota BF e lo stadio inseritore. La parte ricevente del segnale AF è costituita dai quattro transistori T1, T2, T3, T4. Essi sono accoppiati fra di loro per mezzo di trasformatori con primario accordato. Il segnale entra nella bobina X L della cui costruzione verrà detto in seguito. I quattro circuiti oscillanti sono accordati su una frequenza di 465 kHz. Fu scelta detta frequenza anzitutto perché corrisponde alla FI dei radioricevitori e risulta perciò in un canale «protetto», ossia ove non esistono stazioni trasmettenti che potrebbero disturbare il funzionamento dell'apparecchio. In secondo luogo risulta facile il reperimento dei trasformatori accordati, dato che sono, quelli usati negli stadi A F I dei ricevitori. Al limite si può dire che è possibile utilizzare un ricevitore radio sostituendo al posto dell'antenna a ferrite la bobina ricevente, che però deve essere assieme al condensatore C2 e a quello in serie di 10 nF accordata su 465 kHz. Naturalmente anche lo stadio convertitore verrà escluso dal funzionamento.

Dopo il diodo rivelatore i due transistori T5 e T6 sono disposti come amplificatori a corrente continua perché dal diodo esce una tensione continua che è proporzionale a quella ad AF ricevuta dalla bobina del trasmettitore. Dato che questo non è modulato, la tensione che esce dal diodo è una tensione continua pura.

Lo stadio generatore della nota è costituito da un multivibratore con i due transistori T8 e T9 che generano una frequenza di circa 400 Hz. Il segnale viene inviato al transistor T7 il quale funziona da inseritore di nota. A tale scopo nel suo collettore è inserita una cuffia. Non arrivando alcun segnale, il transistor T5 conduce, però non è saturato, cosicché il T6 risulta bloccato; sul suo collettore esiste perciò una tensione relativamente alta, ossia quasi 8 V, ciò che mantiene saturato il T7. Così la nota proveniente dal generatore BF non è udibile.

Quando un segnale AF, in arrivo dal trasmettitore, viene rivelato,

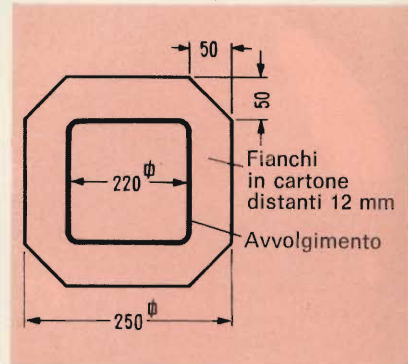


Fig. 4 - Le dimensioni della carcassa per le due bobine.

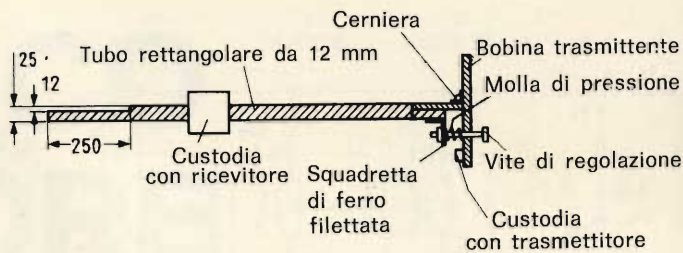
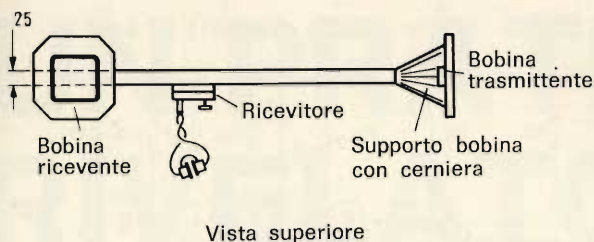


Fig. 5 - Particolarità costruttive

Vista di fianco

il transistor T5 conduce, mentre T6 va in saturazione. Il transistor inseritore T7 perciò diviene conduttivo e fa passare il segnale proveniente dal generatore BF.

Un potenziometro da 10 kΩ permette di regolare l'intensità della nota nella cuffia.

Un altro potenziometro da 5 kΩ permette di variare il punto di funzionamento del 1° transistor T1 allo scopo di adattare la sensibilità dell'apparecchio alle diverse con-

dizioni che si presentano e che dipendono dalla grandezza dell'oggetto metallico dalla distanza alla quale esso si presenta.

Un'altra regolazione introdotta è quella automatica che è prelevata dal diodo e che agisce sui transistori T3 e T4. Questa ha lo scopo di rendere più regolare il funzionamento dell'apparecchio. Senza di esso l'inserzione della nota BF avverrebbe per ogni minima variazione del segnale AF.

La bobina trasmittente e ricevente

Le due bobine sono uguali. Esse sono avvolte su di una carcassa le cui dimensioni sono riportate in figura 4. Dato però che il numero delle spire è relativamente piccolo, ossia 5, esse possono venir avvolte con filo da 1 mm per cui convenientemente fasciate risultano abbastanza rigide per essere fissate su di un supporto.

La loro sistemazione avviene agli estremi di un bastone di legno, oppure di un cartone pressato. La bobina trasmittente, come mostra la fig. 5; deve poter essere regolata nella sua posizione; a tale scopo è prevista una cerniera ed una vite di regolazione che permette di raggiun-

gere la posizione centrale in corrispondenza alla nota zero.

I due circuiti oscillanti così formati debbono venir sintonizzati su 465 chilocicli. Ciò viene effettuato scegliendo opportunamente i condensatori: C1 che risulterà di circa 9 nF e C2 che risulterà 33 nF. Lo esatto accordo può essere effettuato mediante un grid-dip o in mancanza di esso ci si potrà aiutare mediante il bastoncino di ferrite che indicherà se l'induttanza è eccessiva o scarsa.

La taratura viene effettuata in modo molto simile a quello dei normali ricevitori radio; è possibile applicare un amplificatore subito dopo il rivelatore tarando così sul fruscio, oppure meglio si può utilizzare il trasmettitore stesso che trasmette su 465 kHz tenendolo il più lontano possibile in modo da ricevere un segnale debole.

Per quanto concerne l'uso pratico, non sarà difficile comprendere il funzionamento dopo alcune prove. Posta la cuffia in testa, si esplorerà il terreno (vedi fig. 6). Se l'apparecchio funziona correttamente, si possono rintracciare dei cavi del diametro di 1,5 cm sotterrati nel terreno fino alla profondità di 70 cm.



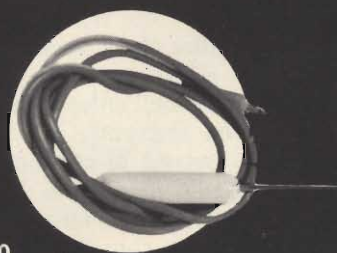
Fig. 6 - L'uso pratico del rivelatore di corpi metallici.

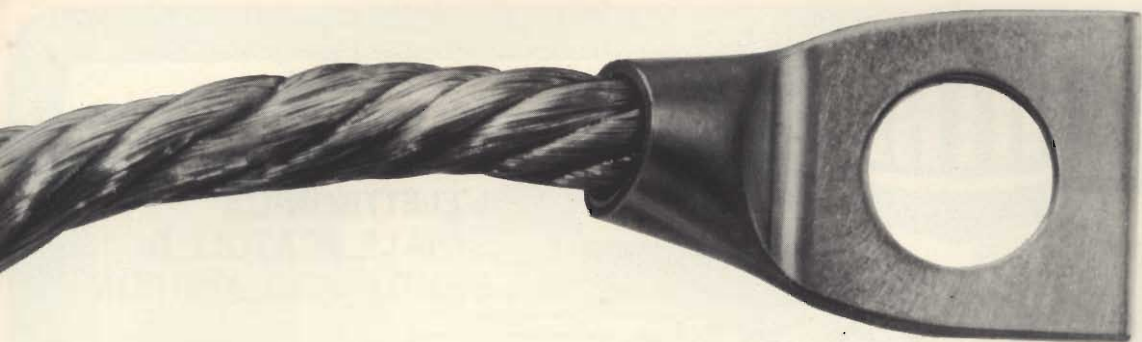
TERMOMETRO AD ALTA SENSIBILITA'

Gamma di temperatura: da 34 a 41°C
da 92 a 106°F

Corredato di puntale con termistore incorporato.

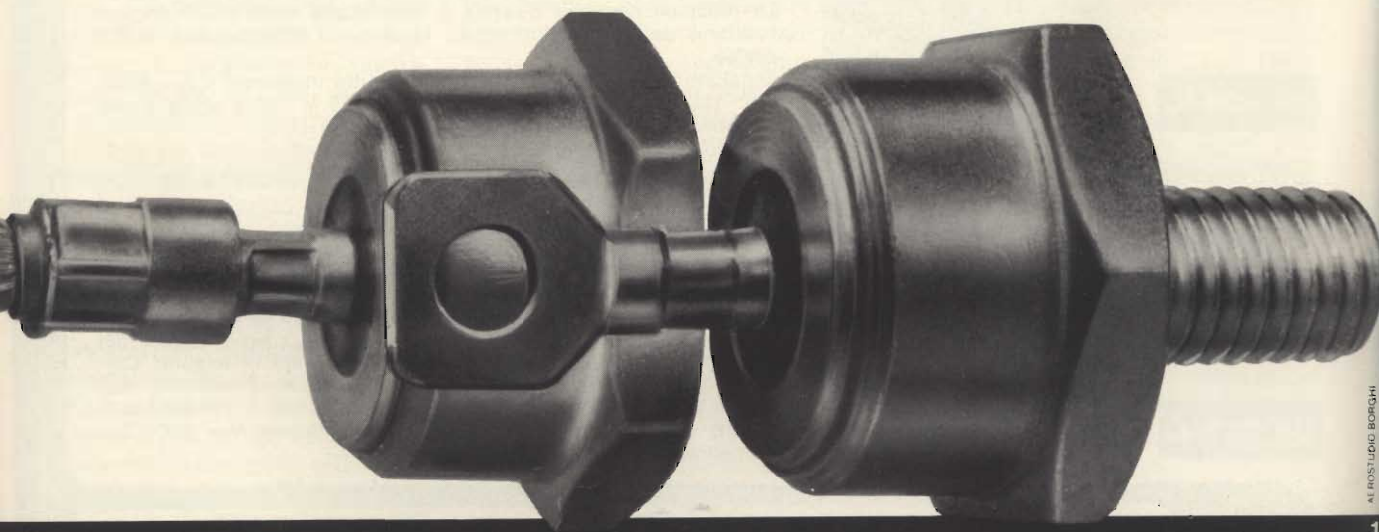
REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C. IN ITALIA.





***Un nuovo prodotto della International Rectifier
che consente riduzioni di costi ai costruttori
di apparecchi raddrizzatori di media potenza***

Nuova serie **70 HF** *senza treccia*
71 HF *con treccia*
corrente media 70 Amp. tensioni fino a 1000 V



INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION
ITALIANA S.p.A.

BORGARO TORINESE

71 via Liguria 49 - Telefono 49 84 84 (5 linee)
ex 21257 - Telegr. TLX 21257 Rectifit Borgaro

UFFICIO DI MILANO 20151 via dei Cignoli 3 - T. 30 86 5 30 - 30 86 5 32

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

AL ROSTIGIO BORGARO



UN MODO NUOVO PER CONOSCERE L'ELETTRONICA CON LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON

UK 585



ROS - METRO

Questo strumento consente di misurare, in pochi secondi, il rapporto di onde stazionarie in modo da risolvere i problemi relativi all'adattamento dell'antenna e della relativa linea di discesa che fa capo al trasmettitore.

Impedenza: 52Ω - Gamma di frequenza: $3 \div 150$ MHz - Sensibilità dell'apparecchio regolabile in continuità.

UK 590



COMMUTATORE ELETTRONICO

Questo apparecchio consente l'analisi simultanea all'oscilloscopio di due segnali, che possono essere separati o sovrapposti tramite un'apposito comando.

Frequenze commutabili: 50 Hz \div 7500 Hz - Risposta in frequenza: 20 Hz \div 500 kHz - Impedenza d'ingresso: 500 k Ω - Impedenza d'uscita: 500Ω - Commutazione dell'amplificatore di sincronismo: canale 1 o canale 2 - Alimentazione: $110 - 120 - 220 - 240$ Vc.a.

UK 435/C



ALIMENTATORE STABILIZZATO $0 \div 20$ Vc.c. - 1 A

L'UK 435/C è adatto al collegamento alla rete c.a. $110 \div 220$ V. La tensione continua d'uscita è stabilizzata elettronicamente in funzione delle variazioni della tensione d'alimentazione e del carico.

Tensioni d'uscita: $0 \div 20$ Vc.c. - Corrente massima: 1 A - Stabilità: 1% - Una scala voltmetrica: $0 \div 25$ V - Due scale amperometriche: $0 \div 0,1$ A - $0 \div 1$ A.

UK 560/C



ANALIZZATORE PER TRANSISTORI

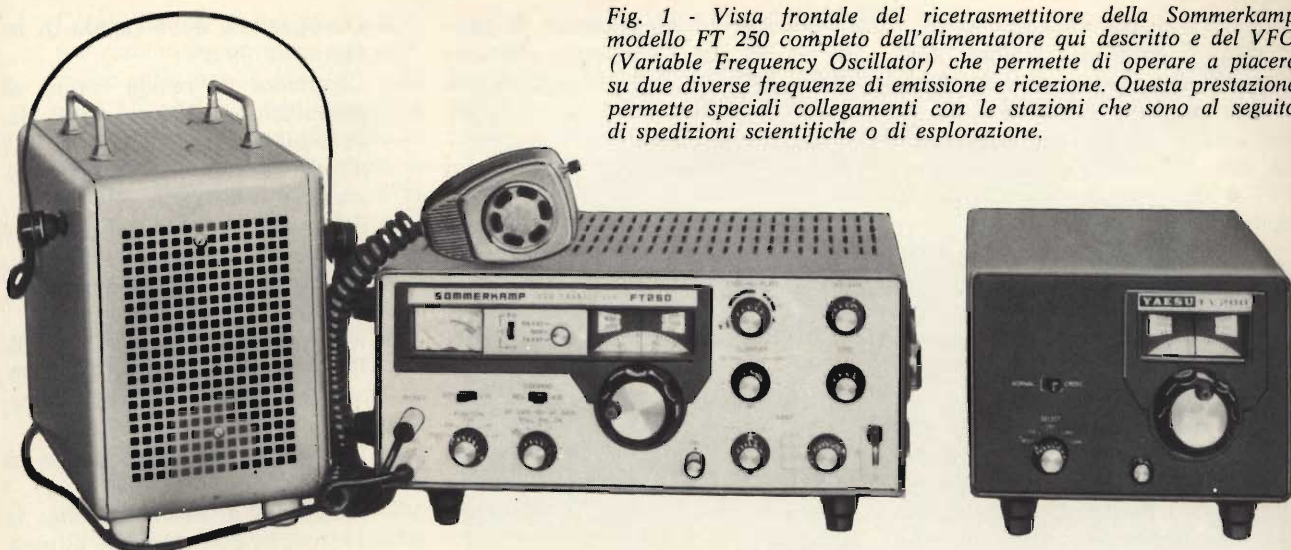
L'UK 560/C, grazie all'impiego di due strumenti indicatori, consente la lettura contemporanea sia delle correnti che delle tensioni d'ingresso e d'uscita di un transistor in prova.

Misure delle correnti residue: I_{CBO} - I_{CEO} - I_{CES} - I_{CER} - Misure dei parametri (h): h_{11e} - h_{12e} - h_{21e} (B) - h_{22e} - Campi di misura: Corrente di base I_B : $0 \div 10$ mA - Tensione base - emettitore V_{BE} : $0 \div 1$ V - Corrente di collettore I_C : $0 \div 250$ mA - Tensione collettore - emettitore V_{CE} : $0 \div 10$ V - Alimentazione V_{CE} : 9 V c.c. - Alimentazione V_{BE} : $1,5$ Vc.c.

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.

Fig. 1 - Vista frontale del ricetrasmittitore della Sommerkamp modello FT 250 completo dell'alimentatore qui descritto e del VFO (Variable Frequency Oscillator) che permette di operare a piacere su due diverse frequenze di emissione e ricezione. Questa prestazione permette speciali collegamenti con le stazioni che sono al seguito di spedizioni scientifiche o di esplorazione.



LA SCELTA DI UN TX

a cura di I2JJK

Qui si parla di come si può realizzare un alimentatore per un ricetrasmittitore per onda corta. Diciamo subito che la cosa è interessante, sia perché permette un bel margine di risparmio di spesa, sia perché un ricetrasmittitore scisso in due pezzi (e cioè alimentatore e ricetrasmittitore) diviene un complesso facilmente portatile ed utilizzabile per ora anche in /p autorizzato preventivamente dal Ministero PTT ed in futuro speriamo con libera circolazione e disposizione nel territorio nazionale: è il sogno di tutti gli om!

Ovviamente, bisogna fare un compromesso tra trasportabilità e potenza massima di uscita. Il qui scrivente I2JJK, circa un anno fa, dovendo rientrare nelle «file degli om» si decise per un «Transceiver» che fosse di discreta potenza (240 W input max picco-picco in SSB) ma non eccessiva, tale cioè da non dar luogo a noie per il peso e il trasporto.

Una soluzione intelligente in questi casi è senza dubbio quella dell'impiego di un alimentatore separato con incorporato l'altoparlante.

Il peso resta suddiviso e la parte più pesante (e cioè il trasformatore, le impedenze ecc.) non viene a sollecitare meccanicamente il circuito vero e proprio molto più complesso e voluminoso e quindi soggetto a pericolosi svergolamenti di «chassis». Pericolosi perché possono introdurre tra l'altro dei giochi meccanici nella demoltiplica del comando fondamentale di frequenza e quindi comportare dei sospetti in una delle caratteristiche tecniche più importanti: la ripetibilità scalafrequenza.

In parole povere, la sicurezza che anche dopo un dislocamento di stazione, a quella data posizione di variabile corrisponda sempre la stessa frequenza e non solo «a lungo termine», cioè nel corso dei trasferimenti, ma anche a «breve termine» e cioè «smanettando» l'apparato sulle varie scale corrispondenti alle cinque bande fondamentali in HF e cioè 3, 5, 7, 14, 21, 28 MHz.

La meccanica insomma non si deve alterare! Per nessun motivo!

JJK quindi scelse la soluzione con alimentatore separato e con 120 W effettivi per l'aereo (le fina-

li in SSB raramente superano il 50% di rendimento).

Questo anche perché JJK non ritiene che l'amplificatore finale da due o tre kilowatt sia veramente efficiente. E' di maggior rendimento una buona antenna direttiva sotto molti punti di vista; difesa dai disturbi locali, concentrazione dell'energia irradiata a bassi angoli sull'orizzonte, notevole guadagno non solo in trasmissione in potenza effettivamente irradiata (la ERP o Effective Radiate Power), ma pure in ricezione in direzione e verso del corrispondente.

La potenza ragionevole porta poi con sé la possibilità di alimentare la stazione, senza eccessivi dispendi di Ampèrora anche in corrente continua da batterie.

Si possono seguire due soluzioni: o alimentare semplicemente con un alimentatore apposito a parte del tipo «solid state» oppure utilizzare un invertitore ad onda quadra che trasformi i 12 V di batteria nei 220 di rete.

La seconda soluzione, possibile come vedremo proprio per la non eccessiva potenza di uscita prescel-

ta è più semplice e meno costosa.

Oggi si tende a realizzare degli apparati con alimentatore entrocontenuto pronti a funzionare sia in c.c. a 12 V che in c.a. con la 220 V di rete. I tipi più conosciuti sono l'FT 150 ed il nuovissimo FT 277 della Sommerkamp.

L'impiego dei transistori ha infatti ridotto alle sole finali di potenza l'utilizzazione di tubi termoionici ed il relativo dispendio di energia e di dissipazione termica. E' così che si spiega la compattezza, tra l'altro, di questi due modelli che però, proprio per le considerazioni su riferite (l'influenza di urti o vibrazioni su massa di discreta entità) ha comportato anche uno studio particolare per l'irrobustimento meccanico.

Di qui ovviamente prestazioni notevoli ma un costo non indifferente.

Così si è ripiegato sull'FT 250 ritrasmettitore ibrido con il «cuore» solid-state, cioè a transistori, ed un certo numero di tubi elettronici. Offre in pratica tutte le prestazioni fondamentali, che poi discuteremo

in dettaglio, di un apparato di classe ed ha una «resistenza ohmica» di soli 200 k Ω circa, un poco di più di 200.000 lire cioè se si vuole disporre di tutti e quattro i quarzi per i 2 MHz della banda dei 28 MHz.

L'alimentatore costa circa 60.000 lire, ma noi, impiegando materiale corrente della G.B.C., ce lo siamo costruiti con una spesa di sole 18 mila lire senza lesinare in nulla, nè in robustezza, nè in buon dimensionamento del trasformatore e dei filtri.

In tutto quindi abbiamo speso solo 230.000 lire circa. Opzionale e interessante (circa 60.000 lire di costo) è il VFO a parte che permette di sganciare la trasmissione dalla ricezione. Ciò che può dare dei vantaggi specie nelle comunicazioni di un certo tipo (spedizioni ecc.) nel corso delle quali non si opera isoonda.

I risultati conseguiti hanno giustificato la nostra scelta al punto che ci permettiamo di consigliarla a molti dei novizi che si affacciano al mondo radiantistico.

LE CARATTERISTICHE DELL'FT 250 DELLA SOMMERKAMP

- Modalità di modulazione: A3J (SSB con possibilità di UPPER SIDE BAND e LOWER SIDE BAND), A3h (modulazione di ampiezza), A1 (cw o portante azionata in telegrafia).
- Potenza di alimentazione dello stadio finale: 240 W.
- Banda di lavoro in MHz: 3,5 ÷ 4; 7 ÷ 7,5; 14 ÷ 14,5; 21 ÷ 21,5; 28,5 ÷ 29; opzionali con altri 3 cristalli a parte le bande 28 ÷ 28,5; 29 ÷ 29,5; 29,5 ÷ 30.
- Impedenza di antenna: previsto l'adattamento di impedenza da 50 a 75 Ω .
- Stabilità di frequenza: una volta raggiunto il regime termico al massimo 100 Hz di escursione in un periodo di mezz'ora.
- Soppressione della portante: —40 dB.
- Soppressione della banda laterale: —50 dB a 1.000 Hz.
- Prodotti di intermodulazione di terzo ordine: —30 dB del valore picco-picco.

- Occupazione della banda di lavoro: al 99,8%.
- Larghezza di banda fonica di modulazione: 300 ÷ 2700 Hz.
- Sensibilità del ricevitore: 0,5 μ V per un rapporto Segnale/Disturbo di 10 dB.
- Selettività: 2,3 kHz a —6 dB e 4 kHz a —60 dB.
- Rapporto di intermodulazione: 50 dB.
- Rapporto di immagine: 50 dB.
- Potenza di uscita in bassa frequenza: 1 W al 10% di distorsione totale.
- Impedenza di uscita audio: 8 o 600 Ω .
- Possibilità di alimentazione: in c.a. o c.c. con appositi alimentatori.
- Tubi e semiconduttori: 16 tubi a più funzioni, 15 diodi, 7 transistori.
- Dimensioni: 335 mm di larghezza per 140 mm di altezza per 280 mm di profondità con maglia incorporata.
- Peso: 8 kg.

COMANDI E CONNESSIONI FONDAMENTALI

Fronte dell'Apparato:

- Comando sintonia. Manopola fortemente demoltiplicata (1 giro corrisponde a 15 kHz di spostamento di frequenza). La lettura di un arco massimo di 50 kHz avviene con due scale. La prima è marcata di 50 in 50 kHz mentre la seconda per la lettura a verniere è dotata di 100 divisioni su di uno sviluppo di circa 30 cm lineari. Le scale sono illuminate dall'interno e protette contro la polvere da un cristallo.
- Blocco di calibrazione. Viene impiegato per bloccare il movimento della scala mentre con il comando di sintonia si effettua battimento zero con le armoniche di un quarzo entrocontenuto di calibrazione. Effettuata l'operazione si ruota di nuovo il comando in posizione normale. La taratura di scala si mantiene con notevole approssimazione nei 100 kHz superiori ed inferiori alla frequenza di battimento.

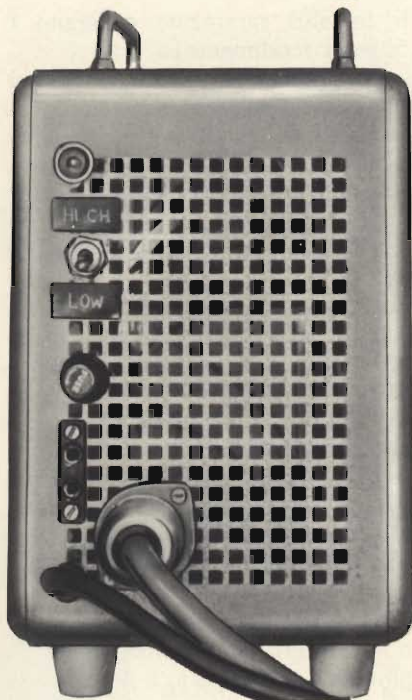


Fig. 2 - Vista posteriore dell'alimentatore. Si noti l'attacco per l'altoparlante interno, il morsetto di massa, il porta fusibili ed il commutatore che permette in posizione di «High» o «Low» di alimentare rispettivamente più o meno lo stadio finale del trasmettitore nonché lo zoccolo per la connessione al RX-TX.

- Commutatore di banda. Un primo commutatore opera una selezione sulle bande HF (80 - 40 20 - 15 - 10 m) con copertura di 500 kHz tranne che per la banda dei 10 m per la quale le quattro posizioni di 500 kHz l'una (dai 28 ai 30 MHz) vengono scelte con altrettanti scatti di commutatore cui corrispondono gli appositi quarzi, (uno di dotazione e tre opzionali).
- Commutatore di funzioni. La prima posizione (ruotando in senso orario) da sinistra è l'«OFF» poiché al commutatore è associato un interruttore opportunamente dimensionato che interrompe in questa posizione l'alimentazione del Transceiver; la seconda posizione permette di selezionare il funzionamento in SSB, la terza le operazioni di sintonia, la quarta il funzionamento CW (telegrafia non modulata), la quinta il funzionamento con modulazione di ampiezza.
- Comando di ampiezza di modulazione. In SSB comanda l'ampiezza dei picchi di modulazione, in sintonia i 100 mA massimi di placca con i quali si effettuano le relative operazioni. In CW l'intensità del tono a 800 Hz che viene udito in cuffia in corrispondenza alla cadenza e ritmo dei messaggi telegrafici.
- Sintonia di griglia. Con questo comando, in trasmissione si regola la eccitazione di griglia dei tubi finali, mentre in ricezione si regola per il massimo la sintonia nell'ambito dei 500 kHz di ogni banda. Le due regolazioni in pratica si corrispondono.
- Sintonia dello stadio finale. Viene effettuata con due comandi coassiali. Con una manopola si regola la sintonia del trasmettitore molto comodamente in base a dei contrassegni di scala sul fronte del pannello e con una levetta debordante dalla manopola si regola il carico di placca. Si opera per successivi ritocchi in base alle indicazioni dello strumento, di cui è dotato l'FT 250, che controlla l'anodica delle finali e la potenza di uscita.
- Comando di «clarifier» o di ver-

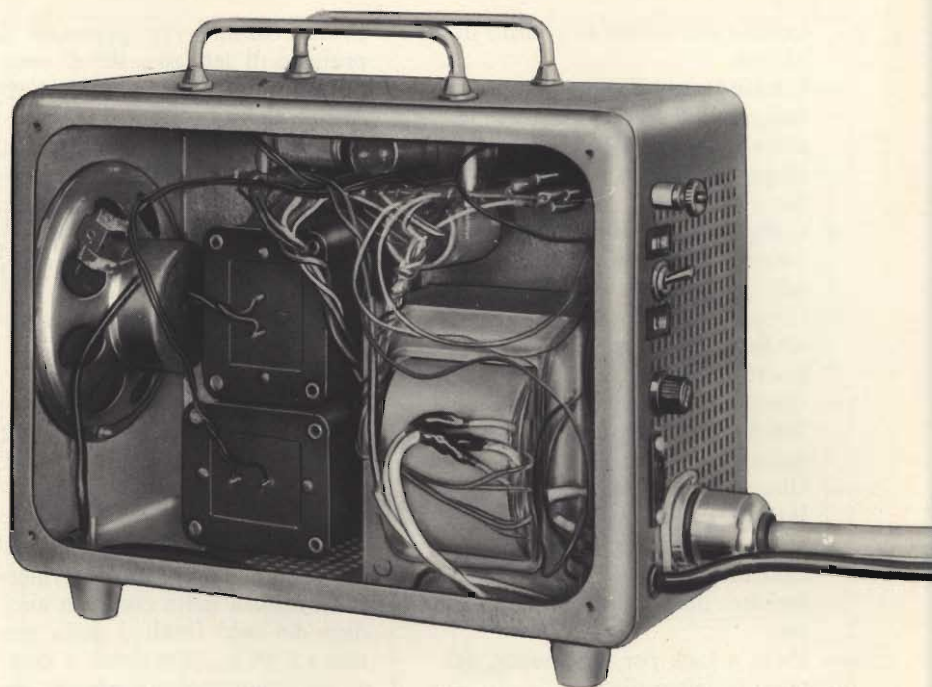


Fig. 3 - Vista interna delle connessioni e della disposizione dei componenti. Si noti la rotazione fra loro degli assi dei nuclei del trasformatore di alimentazione e impedenze di filtro per evitare accoppiamenti magnetici fonti di rumori di fondo.

- niero di sintonia. In posizione «off» risulta escluso ed in questo caso la frequenza di sintonia in ricezione, regolata con il comando demoltiplicato relativo, corrisponde esattamente a quella di trasmissione. In posizione centrale e con piccole deviazioni dallo zero di riferimento permette piccoli ritocchi di sintonia di ricezione e la regolazione quindi del tono di battimento per la ricezione della telegrafia, non modulata (CW).
 - Comando di volume. Una manopola permette la regolazione del segnale di bassa frequenza che alimenta il tubo finale di potenza in banda acustica. Coassiale a questa manopola azionata con una levetta, è disposto invece il comando di sensibilità che agisce sugli stadi a Radiofrequenza. Per di più tirando in fuori la manopola del comando di volume si inserisce l'ANL (Automatic Noise Limiter) o limitatore automatico dei disturbi che è particolarmente utile in presenza di forti disturbi industriali ma specialmente atmosferici.
 - Comando a chiave per l'inserzione del calibratore con cristallo a 100 kHz in posizione «Cal», del funzionamento in sola ricezione (in posizione «Ree») e del funzionamento alternativo in Ricezione o trasmissione (con la posizione «Ope»), a mezzo del comando a parte in posizione «PTT» (Push to Talk) o «Vox» in alternativa.
 - Commutatore «PTT-Vox». Permette o l'impiego appunto del pulsante del microfono per il passaggio in trasmissione («PTT») o con la semplice emissione della voce («Vox»).
 - Commutatore di Banda Laterale. Permette di scegliere la «UPPER» e la «NORMAL» o «LOWER» comunemente impiegata.
 - Comando per l'inserzione (opzionale) di frequenze fisse a cristallo in trasmissione.
 - Presa a Jack per il collegamento di altoparlante o cuffia (impedenza di uscita 8 o 600 Ω a scelta).
 - Presa a Jack per il collegamento del microfono e del comando di trasmissione.
- Retro dell'Apparato:
- Comando semifisso per la regolazione della sensibilità del «Vox».
 - Comando semifisso per la rego-

- lazione del tempo di ritardo del «Vox».
- Comando semifisso per la regolazione dell'«effetto antilocale» del «Vox» (particolarmente utile quando non si impiega la cuffia).
- Comando semifisso per la regolazione del livello di lavoro del relè di comando del «Vox».
- Comando semifisso per la reinserzione della portante per trasmettere in AM.
- Comando semifisso per la regolazione del negativo di griglia dei tubi finali di potenza.
- Comando semifisso per la regolazione della sensibilità dell'«S meter».
- Comando semifisso per la regolazione dello zero dell'«S-meter».
- Presa a Jack per il comando del tasto in telegrafia.
- Comando semifisso per la regolazione dello zero dell'«S-meter».
- Presa per altoparlante esterno o per quello montato nell'alimentatore.
- Bocchettone coassiale di antenna.

- Presa coassiale che permette il prelievo di segnali a RF di uscita per pilotare convertitori di trasmissione in VHF.
- Zoccolo per le connessioni di alimentazione effettuate con cavo a ponte tra alimentatore e trasmettitore.
- Zoccolo per collegamenti ausiliari.
- Terminale per la messa a massa dello chassis metallico.

Strumento di misura:

- In ricezione il milliamperometro (da 1 mA fondo scala) è inserito nel circuito del CAV e permette la valutazione dell'intensità del segnale.
- In trasmissione, commutato automaticamente dai relè, permette la misura della corrente anodica dei tubi finali o della potenza fornita all'antenna a mezzo di commutazione tramite un piccolo deviatore disposto a fianco dello strumento sul fronte dell'apparato.

Abbiamo fornito volentieri questi dati base per dare un'idea anche al principiante che un ricetrasmittente su HF è uno strumento professionale, di precisione notevole, che

merita senz'altro il denaro impiegato.

Diciamo anzi che, a parità di prestazioni, l'FT 250 costa in pratica la metà di altri apparati.

Pare infatti che la Sommerkamp lo abbia studiato appunto per avviare, con costo relativamente modesto, i principianti al traffico in SSB in onda corta sulle bande HF (High Frequency).

LO SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE

Come è possibile notare dallo schema di fig. 4, lo schema elettrico è semplicissimo e con un poco di lavoro un radioamatore lo può realizzare con relativa facilità.

Un unico trasformatore di alimentazione ben dimensionato per 300 W circa provvede ad alimentare sia i filamenti che le anodiche ed i negativi base dell'Apparato.

Il primario viene interrotto dal comando frontale del ricetrasmittente e quindi è presente un rinvio allo zoccolo a 11 piedini che permette il collegamento. Un fusibile da 2 A difende l'alimentatore dai sovraccarichi.

La presa di rete è a 3 piedini ed il centrale permette un buon collegamento a terra, importante in quanto permette un'efficace difesa contro la possibilità che una delle fasi dell'alternata venga, accidentalmente, a contatto con il metallo del contenitore.

Come diodi si sono usati sistematicamente i BY 127 al silicio che permettono un'ottimo funzionamento come tensione inversa (oltre 1000 V) e una erogazione in corrente più che sufficiente.

Per l'alimentazione delle finali di trasmissione si è impiegato un avvolgimento con prese a 380, 450 e 600 V.

Con un deviatore è stato possibile dare la facoltà all'operatore di scegliere tra due distinti valori di tensione anodica alimentando il ponte di raddrizzatori o con 380 o con 450 V.

Ovviamente in tutti i casi in cui o si esegue semplicemente una messa a punto o si trasmette ad una corrispondente nelle vicinanze o anche si pilota un amplificatore lineare, diviene conveniente ridurre

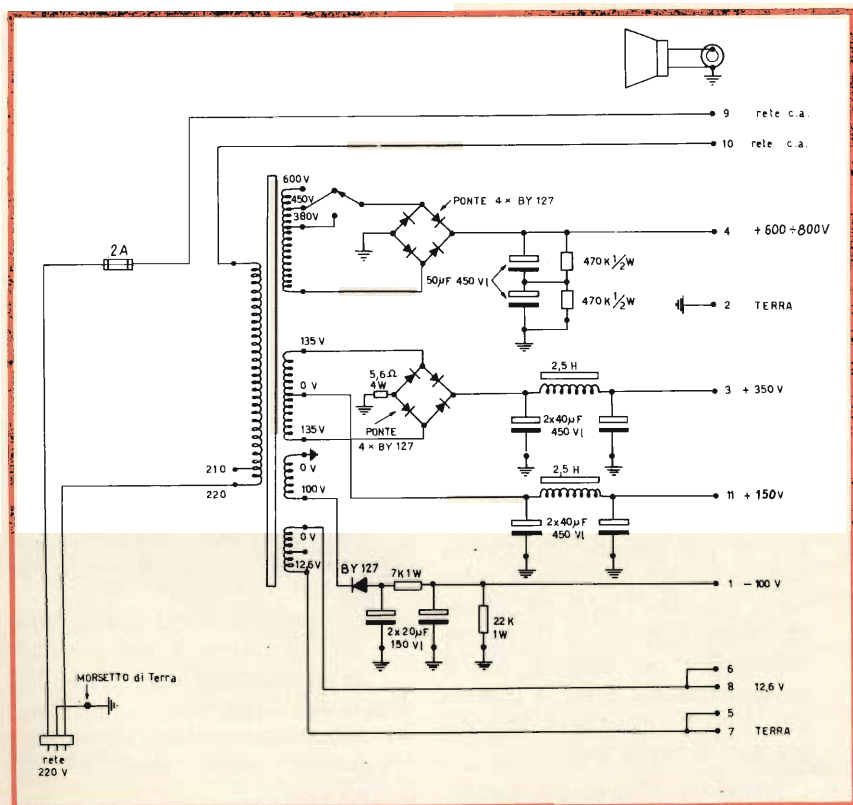


Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore per il ricetrasmittente FT 250.

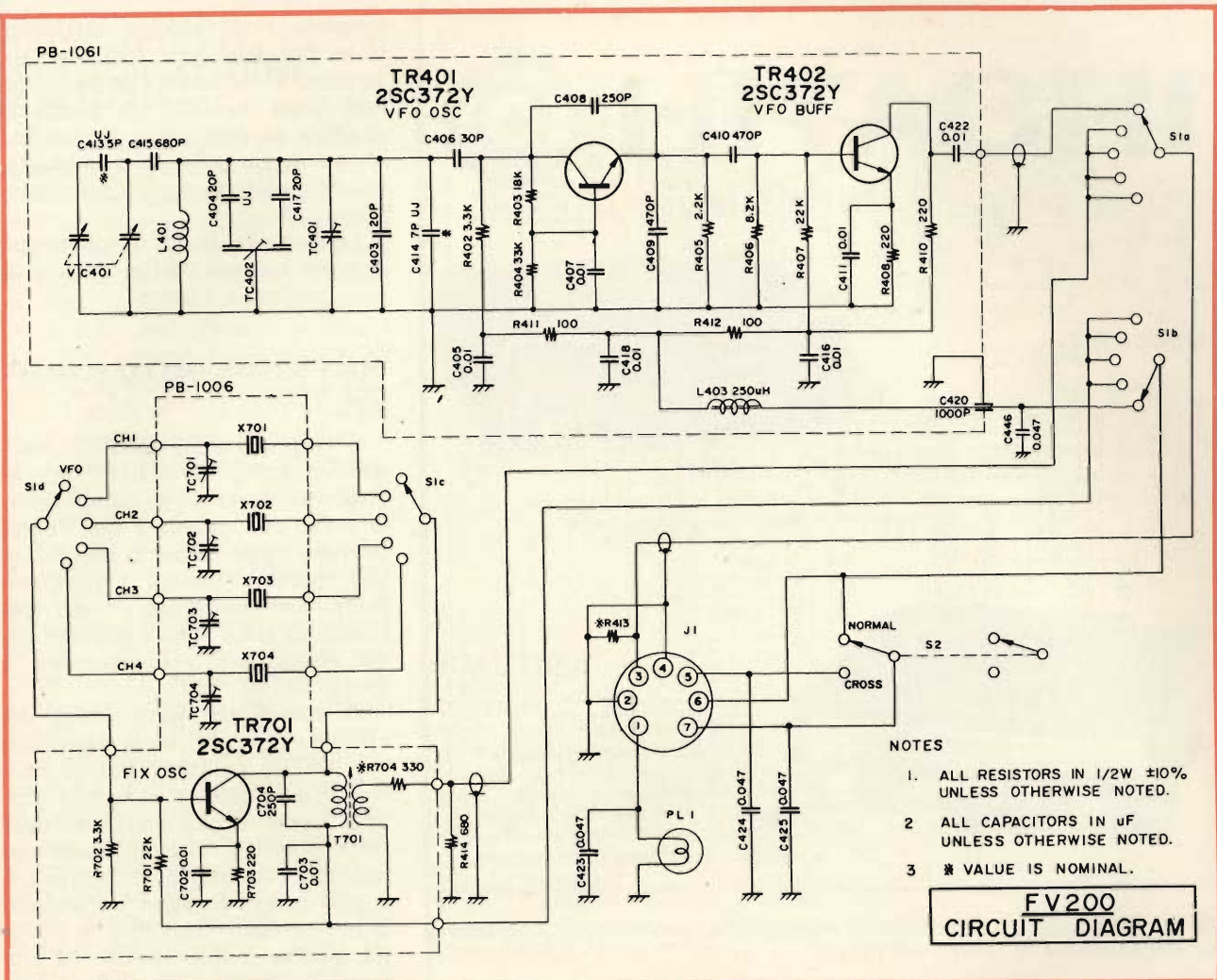


Fig. 5 - Schema elettrico del VFO di dotazione eventuale per PFT 250.

l'alimentazione dei tubi finali ed il relativo logorio, nonché sovraccarichi eventuali ai componenti per il caso di transistori di rete a c.a.

Il secondo circuito a ponte permette ingegnosamente di ricavare due tensioni anodiche con gli stessi raddrizzatori e cioè una tensione di 300 ed una di 150-V.

Solo che questa volta non ci si è accontentati di un filtraggio con due elettrolitici da 50 µF 450 V tra loro in serie (con due resistori in derivazione da 470 kΩ per equilibrare le tensioni di lavoro e scaricare i condensatori all'atto dell'interruzione del circuito di rete), ma si sono utilizzate due robuste impedenze di filtro da 2,5 H l'una e 2 coppie di condensatori da 40 µF 450 V lavoro.

Il negativo da 100 V è invece stato ottenuto con un solo diodo come risulta dallo schema di fig. 3 e

da due condensatori da 20 µF 150 V disposti a filtro con un resistore in serie da 7 kΩ ed una in derivazione da 22 kΩ.

Il 12,5 V di filamento che alimenta un carico di ben 6A è stato collegato per sicurezza di collegamento a due più due piedini (rispettivamente il 6 e 8 ed il 5 e 7) dello zoccolo a 11 contatti.

A parte si è disposto un connettore per il collegamento dell'altoparlante che è stato sistemato nel contenitore impiegato per la realizzazione dell'alimentatore.

LA REALIZZAZIONE

Base di tutto è stato un ottimo contenitore di 15 x 21 x 28 cm che la G.B.C. mette a disposizione per circa 5.000 lire con opportuna traporatura per la dissipazione del calore e con una comoda

apertura di lato, chiusa in modo pratico e funzionale con quattro viti su di una fiancata.

Avevamo a disposizione due maniglie «surplus» che abbiamo montato sul lato superiore ma non le riteniamo un accessorio indispensabile.

Ci siamo inoltre preoccupati di calcolare e fare realizzare piuttosto in abbondanza il nostro trasformatore di alimentazione.

La dissipazione all'interno dell'alimentatore, data la bassa caduta dei diodi al silicio, è ridotta a qualche W. Ci siamo quindi permessi di disporre tutti i componenti, tranne il trasformatore e le impedenze oltre all'altoparlante, su di una basetta traforata di bachelite su cui è stato agevole sistemare dei punti saldatura e connettere tutto in modo ordinato e stabile.

Questa basetta è stata fissata al

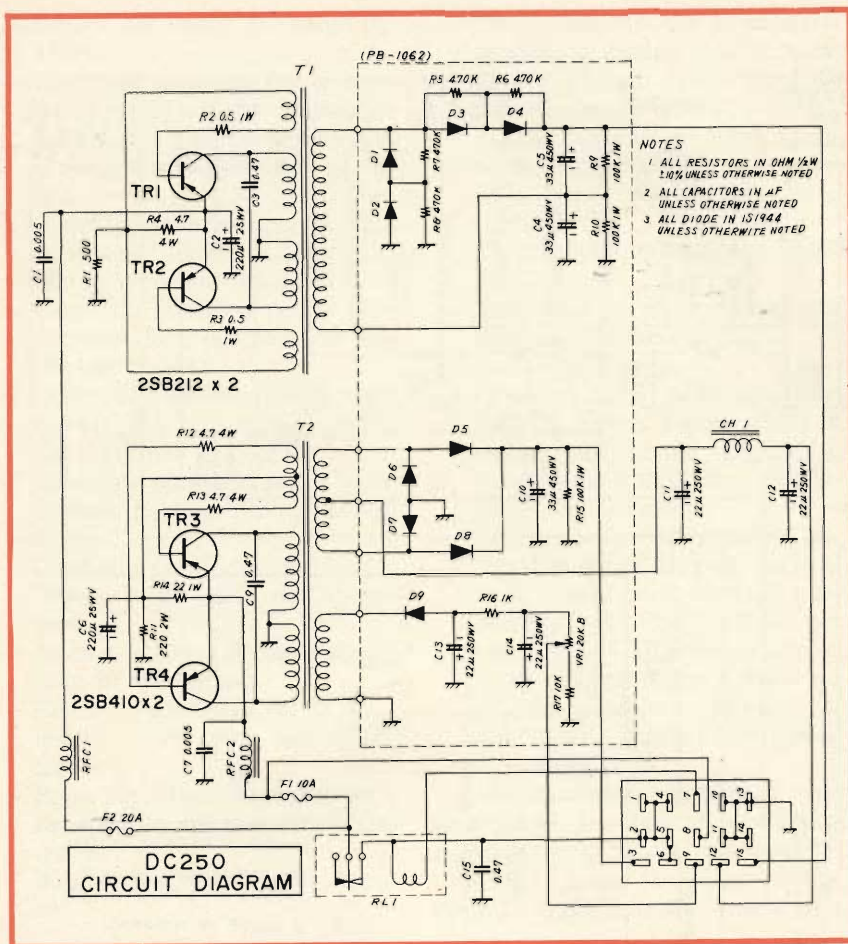


Fig. 6 - Schema elettrico dell'invertitore transistorizzato previsto dalla Sommerkamp per l'alimentazione da batteria dell'FT 250.

contenitore con due viti con dado e due distanziatori, come indica la foto di fig. 3. La stessa figura permette di intravedere come sono stati montati il trasformatore, le impedenze e l'altoparlante.

Quest'ultimo è stato fissato al frontale traforato, del contenitore, con l'aiuto di un pezzo di cartone e di un poco di mussola nera disposta frontalmente tra la parete interna ed il piano del bordo dell'altoparlante.

Sul retro (vedi foto di fig. 2) si è disposto:

- il porta fusibili
- lo zoccolo di connessione
- il morsetto di terra
- il commutatore per la tensione «High» o «Low», la presa per la connessione dell'altoparlante.

Il collegamento all'FT 250 viene realizzato con uno spezzone di cavo di circa 60 cm di lunghezza che fa capo da un lato verso l'alimenta-

tore ad un bocchettone maschio a 11 contatti e dall'altro ad un bocchettone femmina che viene connesso ad un apposito innesto previsto sul retro del ricetrasmittitore.

RISULTATI PRATICI

Le tensioni sono risultate esattamente quelle prescritte dal manuale di istruzione dell'FT 250. L'alimentatore è risultato compatto e robusto. Ha subito un viaggio di 600 km in un bagagliaio di macchina con il superamento di dislivelli e di fondi stradali di tutti i generi senza dare luogo a qualsiasi imperfezione di funzionamento.

Forse perché ci eravamo premurati di serrare a fondo le viti di fissaggio di ogni particolare interponendo sempre una ranella «grower» per bloccare tutto contro le vibrazioni.

Il deviatore previsto per le due tensioni anodiche (che non era con-

templato nello schema originale) ci ha poi dato delle soddisfazioni. In pieno QSO anche con paesi lontani (cioè in DX) la posizione «LOW» ha dato luogo al massimo al calo di un punto nella indicazione del «S-meter» del corrispondente.

Le maniglie da noi introdotte così come i grossi piedini in gomma sono risultati utilissimi!

DISCUSSIONE DELLO SCHEMA DEL VFO

E' originale senza dubbio lo schema dell'oscillatore di fig. 5, con la disposizione «grid grounded» riportata. Ciò che importa è che, da noi provato, ha permesso di riscontrare una notevole stabilità di funzionamento come frequenza e come ripetibilità di scala (che è simile come disposizione e realizzazione a quella dell'FT 250).

Il merito era forse anche del «Buffer» o amplificatore separatore che seguiva, realizzato con un FET così come l'oscillatore vero e proprio. Come si può notare ad ogni buon conto il circuito stampato, realizzato su ottima «vetronite» è curato in ogni dettaglio. Un commutatore permette tra l'altro la scelta tra quattro frequenze fisse ed una variabile, quella appunto generata dal VFO. In certi casi il funzionamento isoonda non è conveniente. Vale cioè la pena di trasmettere qualche kHz più in là della frequenza di ricezione o impiegare frequenze fisse prestabilite. Ciò vale in modo particolare in tutti i casi in cui si desidera evitare il QRM (cioè il disturbo) del traffico locale isoonda.

Queste modalità di funzionamento sono infatti utilizzate da tutte le spedizioni esplorative e scientifiche che si valgono del contributo dei radioamatori per realizzare con la massima sicurezza in ogni momento un collegamento che può venire, se il caso, propagato e trasmesso tramite la solidarietà radiantistica.

L'oscillatore a quarzo, un tipo Pierce, che fa operare i quarzi in corrente non merita eccessivi commenti.

E' un circuito lineare con un accordo di collettore ovviamente piuttosto lasco.

**QUALCHE PAROLA
SULL'INVERTITORE
PER L'ALIMENTAZIONE
DI BATTERIA**

Lo schema di fig. 6 è interessante sotto vari punti di vista.

Notiamo anzitutto che per ridurre il sovraccarico ed operare con i transistori di potenza in condizioni di sicurezza si è suddiviso il carico di alimentazione in due distinte sezioni con due distinti oscillatori survoltori uno per l'alta tensione ed uno per le restanti di alimentazione.

Dal punto di vista della rettificazione noteremo che si è utilizzato un circuito duplicatore di tensione per l'A.T. e non si è fatto uso di impedenze di filtro.

Va però notato che la frequenza di oscillazione è assai più elevata dei 50 Hz di rete e che quindi il rendimento della rettificazione è ben più elevato che non nei casi convenzionali anche perché si ha a che fare con una forma d'onda quadra.

Un filtraggio è stato invece introdotto e di dovere tra le alimentazioni degli invertitori ed il 12 V base di alimentazione. Ciò per impedire ritorni di oscillazione, battimenti ed altri disturbi al funzionamento.

Per il resto lo schema è più che facile e leggibile per i nostri lettori e non aggiungiamo ulteriori commenti.

Facciamo comunque notare due particolari:

— Dato il forte consumo di Ampère specie nei picchi di modulazione è bene che il conduttore di batteria sia il più possibile ben dimensionato anche diciamo, di sezione esagerata ed il più corto possibile.

La batteria (di conveniente numero di Ampère ora, almeno 120-150) deve stare vicina all'alimentatore invertitore.

— Non è detto che un alimentatore ben dimensionato a 50 Hz ad onda quadra non possa essere una valida alternativa per l'alimentazione da batteria.

Noi abbiamo fatto delle prove in proposito con ottimi risultati utilizzando appunto un invertitore della Ditta LEA che ogni punto di vendita G.B.C. mette a disposizione dei suoi clienti per un modico prezzo.



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



RADIORICEVITORE PORTATILE DI LINEA SPORTIVA ROBUSTO, IMPERMEABILE, CON INDICATORE DI SINTONIA A DIODO ELETTROLUMINESCENTE

ICF-111L:

Il nuovissimo radiorecettore portatile SONY per FM-OL-OM, rappresenta l'amico ideale di coloro che amano la vita all'aperto.

- Facile e perfetta sintonia grazie al sistema SONY LED - Diodo elettroluminescente
- Progettato per sopportare senza danno urti ed intemperie.
- Sezione FM a transistori FET per una elevata sensibilità ed una eccellente separazione delle stazioni adiacenti.
- Circuiti FM e AM con filtri ceramici per una superba selettività.
- Commutatore AFC per un perfetto accordo esente da deriva in FM.
- Gamme di frequenza: FM 87,5 ÷ 108 MHz; OL 150 ÷ 400 kHz; OC 530 ÷ 1605 kHz.
- Antenna telescopica per FM e antenna in ferrite per OL - OM.
- Potenza d'uscita: 1,1 W max.
- Alimentazione: 4,5 Vc.c. oppure 110-120 o 220-240 Vc.a. tramite apposito adattatore.
- Dimensioni: 214 x 178 x 56.
- Peso: 1,3 kg.

MULTIFONIE SPERIMENTALI

a cura dell'Ing. R. PRINA

alta
fedeltà

L' articolo si propone di illustrare sia la pluralità dei mezzi che la mancanza di unicità concettuale dei procedimenti di presentazione spaziale del suono, al fine di far avanzare il conseguimento di quel «volume sonoro» preannunciato dalla stereofonia a due canali, ma realizzato in modo insoddisfacente a causa dell'insufficienza di una terza dimensione.

E' bensì vero che si ha una «profondità» della sorgente sonora — i cosiddetti «piani sonori», come nella monofonia — ma manca l'atmosfera dell'ambiente musicale, atmosfera creata dai segnali provenienti sia da tergo che di lato, che consentono una diffusione più realistica dei suoni riverberati. E' il problema dello spazio, tipico dei programmi nei quali il contenuto acustico è principalmente basato su una mescolanza dosata del suono diretto e di quello indiretto, in un giusto equilibrio presenza-ambiente.

E' il caso generale della musica orchestrale, quale viene eseguita nelle sale da concerto, il che spiega il ritorno agli altoparlanti omnidirezionali o pluridirezionali, prima ancora della realizzazione della stereofonia a 4 canali.

Per contro, come spiegheremo in seguito, le musiche essenzialmente elettro-acustiche hanno altre ambizioni «direzionali», e per esse la questione dei canali multipli richiede un'altra impostazione.

Risulta quindi difficile, e lo sarà a lungo, trovare una formula universale.

GIUSTIFICAZIONE ACUSTICA DI UNA «MULTIFONIA» A VARIANTI OBBLIGATE

Il nocciolo del problema di una riproduzione musicale «viva» nello ambito dalla casa è costituito dal fatto che il campo acustico che si intende realizzare sarà sempre, in un locale di dimensioni ridotte, un campo «sintetico» rispetto a quello originale di un ambiente musicale aperto al pubblico.

Esiste fondamentalmente una differenza di scala nella ripartizione e nel percorso dei suoni diretti e di quelli riflessi. Non è possibile trovare una soluzione basata soltanto sull'acustica fisica: è quindi indispensabile fare entrare in gioco considerazioni di carattere psico-acustico; in primo luogo, l'«effetto di priorità» (Haas e colleghi), e l'«effetto maschera». Per «ricreare» un ambiente in cui sia presente una proporzione corretta di suoni provenienti direttamente dalla sorgente sonora e suoni riverberati, si rileva che questi ultimi, che in realtà sono in maggioranza, sebbene vengano captati meno facilmente dallo organo dell'udito, non sono irradiati in quantità sufficiente e nella loro reale collocazione spaziale da un sistema stereofonico che faccia capo ad una coppia soltanto di gruppi diffusori, che di norma presentano un fattore di concentrazione (direzionalità) molto elevato. Se una tale caratteristica può venir utile per realizzare una localizzazione spinta, non si riesce per contro ad ottenere, all'infuori e perfino un po' oltre la rampa che si stabilisce

tra gli altoparlanti, che un ambiente spaziale assai ristretto. Vi è una mancanza di «diffusione» rispetto a quella offerta dalla riverberazione in una sala da concerti.

Ora, tale riverberazione viene effettivamente trasmessa fino al locale «accoppiato elettroacusticamente», ma non viene sfruttata al massimo. Per conseguire una «sensazione di sala», la prima condizione acustica da realizzare è quella di ricorrere ad una presentazione spaziale sufficientemente «deconcentrata» dei segnali. Qui sta la spiegazione dell'indiscutibile miglioramento soggettivo nell'ascolto dei programmi sinfonici, miglioramento dovuto all'impiego di altoparlanti omnidirezionali (a diffusione rigorosamente sferica), od ancor meglio di quelli multidirezionali (che conservano al tempo stesso una porzione sufficiente di suono diretto). Tale procedimento in effetti è il primo passo verso l'applicazione di un inizio di multifonia.

Non si pretenda con ciò di realizzare una copia esatta del campo sonoro di una grande sala da concerti. Quindi il Prof. Amar Bose è nel giusto quando osserva, nella sua relazione del 1968 alla AES sul suo sistema di altoparlanti: «si può simulare l'ampia dispersione angolare, ma è evidente che i lunghi ritardi di tempo proprii del campo riverberante di una sala da concerti non si possono ottenere se non avvalendosi di altoparlanti aggiuntivi e di dispositivi ritardatori».

E' opportuno a questo punto far cenno del sistema a più altoparlanti

ti, sottolineando subito che con un sistema quadrifonico integrale è possibile inserire in partenza un ritardo nell'invio dei segnali agli altoparlanti posteriori. I primi sistemi pseudoquadrifonici, che trattavano il suono per mezzo di due soli canali, si avvalevano di un dispositivo ritardatore, nell'ordine da 10. a 50 ms, dei segnali destinati ad essere diffusi a tergo dell'ascoltatore. Tale è l'accorgimento proposto ancora recentemente dalla SONY.

La tendenza odierna prevalente è di preferire una «composizione» di somme-differenze e sfasamento delle due vie di trasmissione originali, a cui in effetti non si aggiunge altro (eccezion fatta del «sintetizzatore» della SANSUI, che prevede in modo completamente a una modulazione di fase dei segnali diffusi). I dispositivi a matrice più semplici si basano sulla probabilità che esistano, nella maggior parte delle registrazioni stereofoniche a due canali, segnali portanti di riverberazione che non sono in fase con quelli che devono formare la «rampa» tra gli altoparlanti, e che sono mascherati dall'«effetto di priorità» di questi ultimi. Sono le componenti del suono riflesso che vengono «recuperate» per essere restituite tramite gli altoparlanti complementari posteriori o laterali.

Quando si tratta di quadrifonia «codificata», il prelevamento del suono prevede che la matrice di codificazione tratti tali componenti di ambiente in modo tale che si presentino secondo la sequenza desiderata. Tale ragionamento sembra escludere qualsiasi possibilità di compatibilità qualora i sistemi di registrazione su matrice non siano identici. In realtà, vi sono generalmente sufficienti analogie perché si possa conservare una certa «spazializzazione», anche se ovviamente arbitraria. Ad ogni modo, poiché i sistemi sono garantiti dal fabbricante come compatibili per una lettura normale su due canali, e dato inoltre che i segnali codificati vengono ricondotti ad una doppia via stereofonica, è possibile trattare nuovamente tale lettura secondo uno qualunque dei sistemi pseudoquadrifonici per riestrarne quattro segnali differenti.

Consideriamo ora la musica elettronica — la prima che si sia avvalsa della trasmissione a quattro canali — e la musica «pop», nella quale l'impressione di realismo dell'audizione in sala già passa attraverso una catena elettroacustica, e non costituisce più un criterio. Tali musiche danno luogo ad una ricerca di effetti spaziali «prefabbricati», tra i quali possono figurare spostamenti della sorgente sonora ed una separazione voluta in più gruppi strumentali. Tale concezione richiede una localizzazione molto più spinta, e di conseguenza una diafonia tra i canali il che rende auspicabile l'utilizzazione di supporti a quattro vie nettamente separati, che potrebbero venire chiamati «quadrifonia integrale» a vie **separate** (il termine inglese «discrete dal latino «dischetus = separato»), o più brevemente, «quadrifonia».

Tale separazione integrale è ormai realizzabile tecnologicamente per mezzo di un nastro magnetico a quattro piste simultanee. Però, per quanto riguarda il grande pubblico, tale soluzione è poco economica e scarsamente funzionale.

D'onde l'applicazione assai razionale delle cartucce RCA a due volte quattro piste, con avanzamento del nastro di 9,5 cm/s. Vi è anche un progetto — di realizzazione assai più problematica — di dividere in due ciascuna delle quattro piste delle cassette con avanzamento del nastro di 4,75 cm/s scorrimento nei due sensi, e quindi mantenimento della durata originale: ma è facile immaginare le limitazioni relative al rapporto segnale/disturbo di un sistema di registrazione-riproduzione su otto piste così strette.

Ad ogni modo, questa stereofonia a quattro canali su nastro non ha bisogno di commenti circa il principio tecnico su cui si basa, e soddisfa meglio la condizione d'indipendenza massimale delle vie che, come abbiamo visto in precedenza, è desiderabile per certi tipi di musica.

Al contrario, se torniamo all'orchestra sinfonica ed alle sue esigenze di separazione non di gruppi di strumenti ma del segnale proveniente direttamente dalla sorgente

sonora diffuso nella sala, ci si può chiedere se il sistema integrale, a quattro canali separati, sia realmente utile.

Allo stato attuale sperimentale, si potrebbe perfino dire che è dannoso, e che un sistema pseudo-quadrifonico a diafonia maggiore si avvicini maggiormente alla verità del concerto. Perché francamente il percepire una parte dei suoni strumentali provenienti dagli altoparlanti posti a tergo dell'ascoltatore, che non dovrebbero diffondere altro che la riverberazione, può anche dare disturbo.

Ora, a meno di un bilanciamento oltremodo difficile e che praticamente è valutabile da un solo spettatore, la complementarità fra presa del suono e sonorizzazione non riesce a creare, per lo meno al momento attuale e salvo qualche eccezione, quali la registrazione di un coro accompagnato dall'organo in un edificio consacrato al culto, una separazione realistica tra la sorgente orchestrale e l'atmosfera della sala: non si raggiunge l'illusione che al momento degli applausi finali.

Per la musica classica è quindi molto difficile lavorare sulla base di un impianto ortodosso costituito da quattro altoparlanti identici, collocati ai quattro angoli del locale di ascolto. Si consiglia quindi un'altra disposizione degli altoparlanti: quelli supplementari non vengono più collocati a tergo degli ascoltatori, ma un po' avanti ad essi, lateralmente e con orientamento opposto. Un'altra soluzione consiste nell'avvalersi di due altoparlanti a diffusione sferica per i canali posteriori, grazie ai quali il suono avrà evidentemente una maggior diffusione. Le prove eseguite dalla radio francese (ORTF) hanno dato risultati inaspettatamente buoni trasferendo avanti agli ascoltatori i due trasduttori supplementari, sopra la normale coppia stereofonica. E' però necessario che la presa di suono tenga conto di un simile modo di restituzione del segnale. Comunque sia, si perdono gli effetti «elettronici», dei quali ci si potrà giovare simultaneamente solo installando nella sala dedicata alle audizioni sei «casse» acustiche, con possibilità di commutazione! Così

stando le cose, pare che la musica classica possa avvalersi con profitto di un sistema a quattro canali, due dei quali ausiliari e con minori esigenze elettro-acustiche rispetto ai due principali (tali minori esigenze riguardano la risposta alle basse frequenze e la potenza di diffusione), ma che richiedono tuttavia una particolare attenzione per quanto riguarda la disposizione degli altoparlanti e il loro bilanciamento. Si possono quindi ottenere segnali adeguati con una presa quadrupla di suono e codificazione a matrice prima della registrazione in due canali, con decodifica corrispondente dopo la lettura, ristabilendo quattro segnali differenziati ma che presentano un livello piuttosto elevato di diafonia. Il tipo di «suono» cioè che è presente acusticamente in una sala per concerti od in un teatro lirico. Certi metodi più complessi consentono di aumentare la separazione tra i canali, malgrado la trasmissione a due sole vie, ad un punto tale che il confronto con il master tape a 4 canali non rileva differenze percettibili.

E' del pari possibile accontentarsi di applicare ad una registrazione a due canali un procedimento di «composizione» che ne estrare la parte più riverberante, per presentarla in modo più o meno indipendente attraverso due vie elettro acustiche complementari. I risultati scontati di tale accorgimento dipendono naturalmente dal modo come avviene la presa di suono, e variano in relazione ad essa. Ne risulta quindi la possibilità di ottenere, con la maggior parte dei dischi stereofonici, un effetto-ambiente che, se non veridico, è quanto meno gradevole.

All'attivo di questo sistema di quadrifonia che indubbiamente è quello che gode di maggiori probabilità di successo presso gli amatori del «classico», si può ascrivere una diminuzione della fatica di ascolto e la possibilità di effettuare audizioni ad un livello sonoro più contenuto.

Infatti l'impressione di realismo dell'alta fedeltà, che esige un minimo di intensità acustica per «riempire» il «volume» del locale di audizione, viene soddisfatta par-

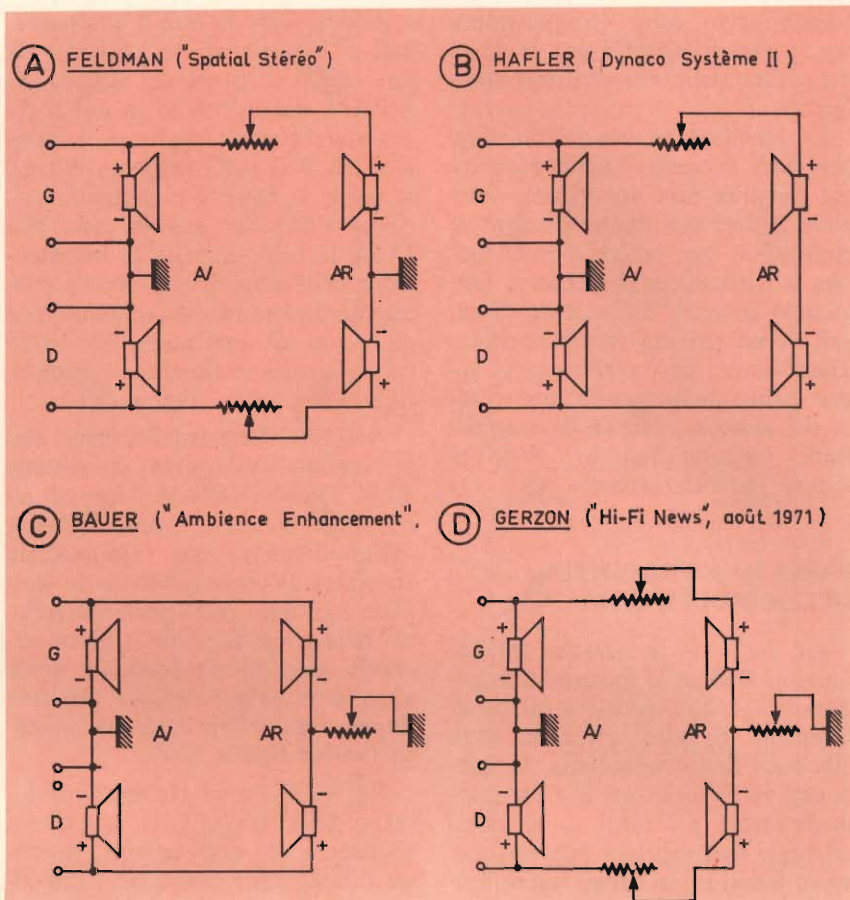


Fig. 1 - Reti di miglioramento dell'ambiente acustico, per mezzo di quattro gruppi di altoparlanti, ma senza amplificatori aggiuntivi nè decodificatori.

zialmente da una compensazione di ordine spaziale, con una misura dello stesso ordine di quelle che si erano rilevate nel passaggio dalla mono alla stereofonia.

Quando si prevede una presa di

suono a 4 canali, che viene codificata per mezzo di un procedimento a matrice inversa di quella di un determinato tipo di decodificatore incluso nel pre-amplificatore del dispositivo di lettura (che può d'al-

TABELLA 1 - Classificazione dei sistemi di trasmissione elettro-acustica

Sistemi	Canali	Presa di suono dopo miscel.	Registrazione lettura	Sonorizzazione numero di altopar.
Monofonia		1	1	1
Pseudo-stereofonia (a)		1	1	2
Stereofonia «elettronica» (b)		1	2	2
Stereofonia		2	2	2
Pseudo-quadrifonia		2	2	4
Quadrifonia «codificata» (b)		4	2	4
Quadrifonia		4	4	4

(a) Trattamento elettronico del segnale acustico dopo la lettura
 (b) Trattamento elettronico del segnale acustico prima della registrazione

tronde servire come «compositore» per la pseudoquadrifonia) si entra nel campo della «quadrifonia codificata».

La tabella 1 mostra l'evoluzione per stadi successivi dalla monofonia semplice alla quadrifonia integrale. I dati non hanno bisogno di commento: essi permettono di notare la distinzione che occorre fare quando si tratta del numero di canali di un sistema elettro-acustico. Tale numero può variare come segue: prima della registrazione (presa del suono); durante la trasmissione (apparecchiature); dopo la lettura (sonorizzazione).

PASSATO E PRESENTE DELLA MULTIFONIA

Fin dal 1934 le ricerche dei Laboratori Bell sulla «prospettiva auditiva» — che, assieme a quelle di Blumlein di poco anteriori, sono alla base della stereofonia, la quale non verrà realizzata che un quarto di secolo più tardi — si erano orientate sperimentalmente verso sistemi fonici a più canali microfoni-altoparlanti. Però fu solo dopo la Seconda Guerra Mondiale che apparve uno studio, che trattava esclusivamente della sonorizzazione a scopi professionali, nel quale si esaminava la possibilità di realizzare elettro-acusticamente un campo acustico artificiale a caratteristiche variabili. Si trattava della «riverberazione stereo» di Vermeulen che fu in seguito ribattezzata, onde evitare confusioni con i dischi stereofonici commerciali, «Ambiofonia». Tale termine è particolarmente azzeccato, e potrebbe venir applicato per estensione ai procedimenti sperimentali, destinati all'uso domestico. Per conferire a tale sistema un effetto spaziale, i primi tentativi si avvalsero inizialmente degli stessi principi dell'ambiofonia, cioè una diffusione aggiuntiva di segnali ritardati. Ma l'unico procedimento economicamente valido, e cioè il sistema a ritardo meccanico difficilmente poteva soddisfare i criteri di restituzione ad alta fedeltà, tanto più che il grado di riverberazione artificiale è puramente arbitrario, senza riferimento alle condizioni di presa del suono.

L'idea di far ricorso a quattro canali di sonorizzazione, derivati da due canali di presa del suono, era nell'aria dal momento in cui il disco stereofonico raggiunse la maggior età. Nel 1963 Benjamin Bauer, al quale si deve il recentissimo sistema CBS, lanciava in seno alla JASA le basi teoriche di un'estensione della stereofonia intesa a conseguire un «ambiente» migliore, che gli riuscì di realizzare lavorando soltanto sulla restituzione e l'amplificazione (vedasi figura 1/C).

Nel 1965 Leonard Feldman, che in seguito svilupperà il sistema ELECTRO-VOICE assieme ad altri, preconizzava sulla rivista «High-Fidelity» una «stereofonia spaziale» da conseguirsi con la semplice aggiunta, nella parte posteriore della zona di ascolto, di un secondo paio di altoparlanti, senza alcun'altra manipolazione che una doppia regolazione del bilanciamento (vedasi figura 1/A).

Nel 1970 David Hafler, proprietario della DYNACO, proponeva l'adozione di due circuiti, di cui un differenziale, nei quali i due altoparlanti posteriori sono posti in serie ma con polarità contrapposta (vedasi figura 1/B). In tale disposizione uno dei due altoparlanti supplementari può anche venir ommesso. In seguito, Michael Gerzon ha pubblicato su diverse riviste inglesi numerosi articoli sui dispositivi quadrifonici, che possono venir applicati altrettanto bene sia alla presa di suono che alla sonorizzazione.

Uno degli ultimi schemi (figura 1/D) combina quelli precedenti, con la possibilità di regolazioni massimali. Occorre però far rilevare che tali regolazioni sono assai delicate, e che il rischio dell'insorgere di ripercussioni, soprattutto per quanto riguarda le variazioni reciproche di impedenza tra i quattro altoparlanti, non può venir evitato con assoluta certezza se non ricorrendo a due amplificatori complementari, che facilitano anche il conseguimento di livelli adeguati.

Reti di tale tipo consentono di raggiungere il principale obiettivo perseguito, perfettamente giustificato quando si tratti di programmi sinfonici, e cioè l'estrazione ai fini

di una ripartizione decentralizzata degli elementi di riverberazione captati, in quantità più o meno grande, sotto forma di segnali sfasati, e quindi delle prese di suono stereofoniche, nelle quali quelle di tipo multi-microfonico sono, nel caso in questione, meno favorevoli di quelle che richiedono una sola coppia.

Resta ancora da trattare delle varianti nella disposizione dei gruppi di altoparlanti, un'operazione difficile ma decisiva ai fini dei risultati che si desidera ottenere. Nella figura 2 sono illustrati alcuni esempi: i diversi modi di presentazione spaziale dipendono, nella maggior parte delle situazioni acustiche locali, dal tipo di quadrifonia e dal genere musicale. La disposizione ortodossa (figura 2) ai quattro angoli del locale risulta, per le ragioni espresse in precedenza, la meno favorevole per la musica classica. Per quest'ultima è preferibile la disposizione illustrata in figura 2D, per lo meno in quei casi in cui non si hanno dati precisi sulla natura della presa di suono.

Verso la fine del 1969 a New York vennero fatte delle dimostrazioni a cura della Acoustic Research, un'organizzazione che gode di molta reputazione nel campo elettro-acustico, di quadrifonia «integrale», per mezzo di nastri magnetici a quattro piste, registrati e letti simultaneamente, che erano stati incisi dalla casa discografica VANGUARD. Tali dimostrazioni furono il punto di partenza della «vera» stereofonia a quattro canali. Il lancio commerciale avvenne nel 1970, sotto forma di apparecchiature specialmente concepite per la restituzione pseudo-stereofonica a mezzo di circuiti elettronici a matrice e di quattro canali di amplificazione di potenza, delle sorgenti sonore disponibili in due canali. I primi tentativi su grande scala furono fatti da ditte giapponesi: la SANSUI, relativamente alla progettazione e la rapida realizzazione di un codificatore professionale e di un decodificatore ad uso del gran pubblico; la NIVICO, con la ricerca di tutti i mezzi disponibili per la diffusione di una quadrifonia «integrale», ivi compresi dischi a sot-

to-portante ultrasonora, che necessitano per la lettura di una cellula a larga banda e di un adattatore, i quali però non sono ancora reperibili sul mercato. Inoltre, la NIVICO ha posto in commercio un amplificatore monoblocco provvisto di quattro amplificatori di potenza, ingressi fono e radio a due canali, un «compositore» di conversione 2 - 4 ed ingressi ausiliari per una presa di suono a quattro canali separati.

Altre ditte giapponesi si sono messe sulla stessa via, assieme a qualche ditta americana. La ELECTRO-VOICE sta per lanciare un complesso decodificatore destinato sia alla conversione pseudo-quadrifonica sia ai programmi codificati, secondo il procedimento Feldman-Fixler con trasmissione a due canali. Come nel caso del sistema in concorrenza della SANSUI, qualche casa discografica ha già adottato tale procedimento, e soprattutto le stazioni di radiodiffusione stereofonica in modulazione di frequenza. Le trasmissioni risultano perfettamente compatibili. Altri costruttori hanno adottato questo tipo di decodificatore. Il sistema a matrice è senza dubbio quello che più si avvicina agli studi teorici di Peter Schreiber (pubblicati principalmente sulla rivista JAES), i cui risultati però non sono stati finora commercializzati.

L'ultimo ad apparire è stato il sistema CBS-SONY a disco-decodificatore, presentato nel giugno scorso a Montreux, e poi a Tokyo. La incisione, la stampa e la lettura avvengono secondo il normale procedimento stereofonico. Il disco 45°/45° è quindi codificato, ma la messa in opera dopo la lettura non solo di una decodifica di matrice ma anche di un circuito logico accresce a tal punto la separazione quadrifonica che l'audizione del disco non rivela differenze soggettive rispetto a quella del master tape. Ma l'aggiunta, a quanto si dice facoltativa, del circuito logico di controllo del guadagno di ciascun canale secondo le localizzazioni desiderate, annulla ogni possibilità di avere compatibilità di lettura dei supporti registrati secondo altri tipi di codificazione. Ci si trova quin-

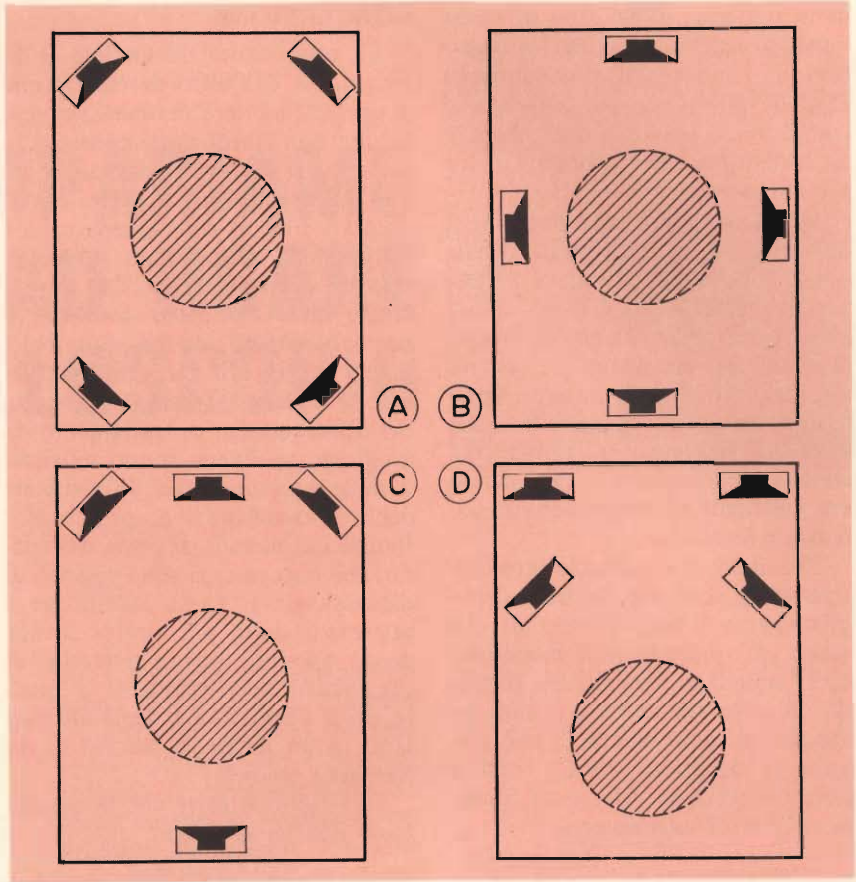


Fig. 2 - Principali disposizioni dei gruppi di altoparlanti per la riproduzione dei segnali quadrifonici.

TABELLA 2 - Attuali procedimenti ed apparecchiature quadrifoniche		
QUADRIFONIA	4 - 4 - 4	NASTRO MAGNETICO
1. Bobina a 19 cm/s (4 piste/senso unico)	}	Minima diafonia e massimo effetto direzionale.
2. Cartuccia a 9,5 cm/s (8 piste/due sensi)		
3. Cassetta a 4,75 cm/s (8 piste/due sensi)		
QUADRIFONIA «CODIFICATA»	4 - 2 - 4	DISCO 45°/45°
4. SANSUI «QS» (più modulazione di fase dopo lettura e decodifica)	}	Incisione-lettura stereo normale (o trasmissione in modulazione di frequenza stereo) idem idem idem
5. ELECTRO-VOICE «Stereo 4» (Feldman-Fixler)		
6. DYNAQUAD (Hafler)		
7. CBS-SONY «SQ» (Bauer (più circuito logico dopo lettura e decodifica)		
8. NIVICO «CD4» (Inoué)	}	Sistema a sotto-portante; necessita di un fonolettore a banda molto ampia (45 kHz) ed un adattatore speciale dopo la lettura
PSEUDO QUADRIFONIA		
da 4. a 6. Utilizzazione solo in decodifica		
7. «Sound Field Composer» NIVICO, e diversi circuiti a matrice e sfasatori		
8. «Quadrial» SONY, ed altri sistemi a ritardo.		

di in presenza di un tipo di disco «quasi quadrifonico». Per lo stesso tipo di supporto il procedimento INOUE-NIVICO, più delicato e complesso, offre forse una mancanza di diafonia che si avvicina ancor più al nastro magnetico.

Per quanto riguarda i dischi «codificati» — al momento attuale quelli della SANSUI e della ELECTRO-VOICE — la diafonia è più importante. Essa è senz'altro ammissibile nei programmi «classici», e recenti prove comparative eseguite su nastri e dischi hanno dimostrato che perfino per i programmi non classici la separazione tra i canali era sufficiente ad ottenere effetti nettamente localizzati.

Nei limiti di un articolo introduttivo non è possibile illustrare dettagliatamente il meccanismo di ciascuno dei procedimenti menzionati. E' quindi meglio riunirli in modo chiaro e riassuntivo, e cioè come appare nella tabella 2, che presenta la situazione attuale, con la indicazione delle differenze fondamentali tra i vari sistemi.

CONCLUSIONE

La complessità da un lato, e la giovinezza dall'altro dei mezzi che si possono mettere in opera per realizzare una restituzione elettro-acustica che si avvalga di due o più canali (si possono già ottenere buoni risultati con un solo «terzo canale artificiale») giustificano l'appellativo di «sperimentale». Ciò deriva anche dalla mancanza assoluta di normalizzazione, anche se embrionale e riferita alle sole apparecchiature, e dalle perplessità sulla scelta dei differenti tipi di trattamento da applicare ai diversi generi musicali e delle varianti nella disposizione degli altoparlanti; a prescindere inoltre dai metodi di presa del suono, che ancora oggi sono oggetto di discussione: si passa infatti per i microfoni dalla più stretta coincidenza possibile ad un tetraedro di dimensioni corrispondenti a quelle della disposizione degli altoparlanti in un locale di ascolto di dimensioni medie!

Ciò significa forse che la quadrifonia non ha avvenire?

Tutt'altro! Però occorrono ancora ricerche, sia tecnologiche che psicoacustiche per pervenire alla diffusione di un sistema **integrale ed universale**. E' confortante constatare, per il momento, i progressi conseguiti in materia di «sensazione di spazio» in locali ristretti, ricreandovi — a partire da sistemi a soli due canali — un campo acustico sintetico che è comparabile **soggettivamente** a quello che esiste in una grande sala, dato che un'identità fisica è materialmente impossibile. In considerazione di ciò, si deve ammettere che si possa esitare tra la formula degli altoparlanti **multidirezionali** e quella della **pseudo-quadrifonia**, dato che i due sistemi si equivalgono ai fini degli obiettivi perseguiti. Ci troviamo quindi a fare i primi passi non verso una multifonia, ma verso diversi mezzi multifonici, nessuno dei quali appare oggi in grado di prevalere in modo esclusivo. Ma si deve riconoscere in buona fede il bisogno di trascendere l'attuale «rampa» stereofonica.

CHEMTRONICS

TROL - AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00 - g 227 LC/0450-00

TUN - O - LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00

g 227 LC/0500-00 - g 454 LC/0510-00

CONTACT - KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO - ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00



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

IMPARIAMO AD USARE L'OSCILLOSCOPIO

quarta parte



DIMOSTRAZIONI DELLA NATURA DEL SUONO

Queste esperienze hanno lo scopo di dimostrare che il suono viene trasmesso come un semplice moto armonico, e come sorgente si sono usati un generatore di segnali ed un altoparlante, o un diapason, ed un microfono.

Onda fondamentale

- Preparare un circuito come quello della fig. 49.
- Mettere in funzione la sorgente di suono e regolare i controlli d'ampiezza e di frequenza dell'oscilloscopio affinché un ciclo venga bloccato sullo schermo.
- Variare la frequenza del suono notando la variazione di altezza.
- Regolare nuovamente l'oscilloscopio per ogni frequenza e notare che il suono è un'onda pura sinusoidale.

Contenuto di armoniche

- Preparare un circuito come quello della fig. 50.
- Inserire la prima sorgente S1 di suono e regolare l'oscilloscopio come nel caso precedente.
- Inserire la seconda sorgente S2, precedentemente regolata per produrre la prima armonica con ampiezza molto più bassa. No-

tare che sebbene l'altezza del suono sia identica, la qualità è, ora differente e, sullo schermo, appare un'onda più complessa.

- Inserire la terza sorgente S3, precedentemente regolata per produrre la seconda armonica con ampiezza ugualmente bassa.
- Osservare l'ulteriore variazione della «qualità» del suono.

Qualità di varie sorgenti sonore

- Preparare un circuito come quello della fig. 51.
- Scegliere alcuni semplici strumenti musicali ed esaminare a turno la forma d'onda di ciascuno di essi.
- Controllare, anche per frequenze identiche se il contenuto armonico varia considerevolmente.
- Ripetere l'esperimento con la voce umana. Tutti i suoni delle differenti vocali producono forme d'onda caratteristiche per quella vocale e per quella particolare voce umana.

Limitazioni di frequenza dell'orecchio umano

- Preparare un circuito come quello della fig. 52.
- Accendere il generatore di segnali con la frequenza regolata al minimo.
- Aumentare gradualmente la fre-

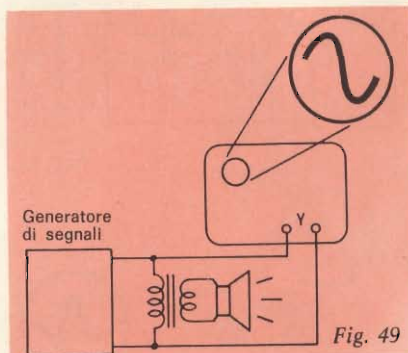


Fig. 49

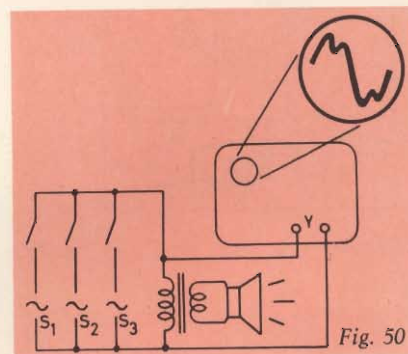


Fig. 50

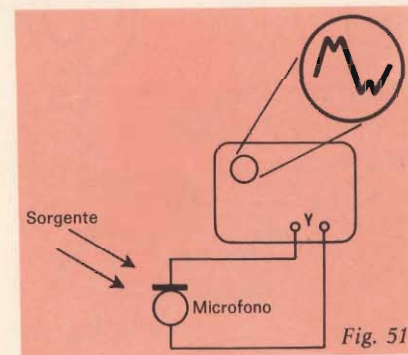


Fig. 51

quenza finché il suono non può essere più udito.

- d) Continuare ad aumentare la frequenza ed osservare che sebbene vengano ancora generate onde sonore (come dimostrato dall'oscilloscopio), l'orecchio non risponde più.
- e) Notare che la frequenza più alta alla quale l'orecchio comincia a non udire più il suono varia leggermente da individuo ad

individuo ma è dell'ordine di $14 \text{ kHz/s} \div 18 \text{ kHz}$.

Sovrapposizione delle onde provenienti da due sorgenti - Battimenti

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 53.
- b) Regolare le frequenze f_1 ed f_2 affinché i battimenti siano evidenti.

- c) Per mezzo di ulteriori regolazioni di una delle frequenze, dimostrare che la frequenza dei battimenti è uguale alla differenza fra f_1 ed f_2 .
Conoscendo la frequenza f_1 , è possibile calcolare una seconda frequenza vicina f_2 per mezzo del metodo dei battimenti.

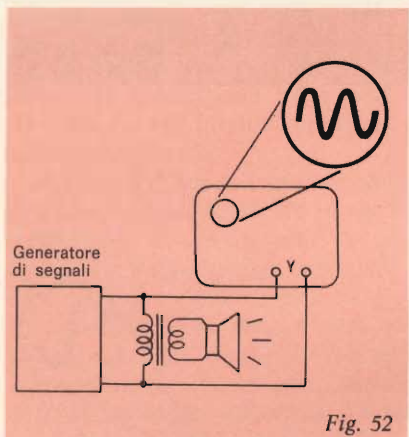


Fig. 52

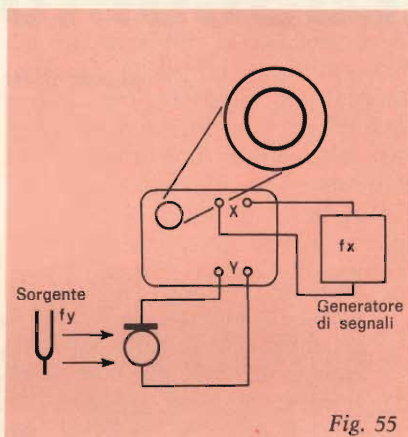


Fig. 55

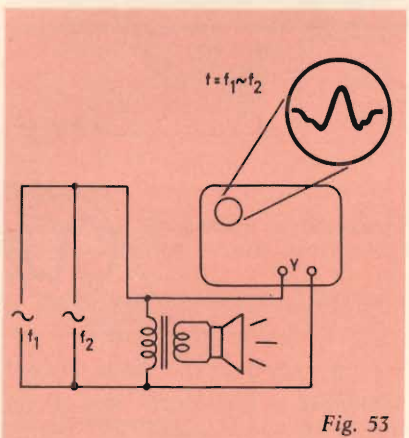


Fig. 53

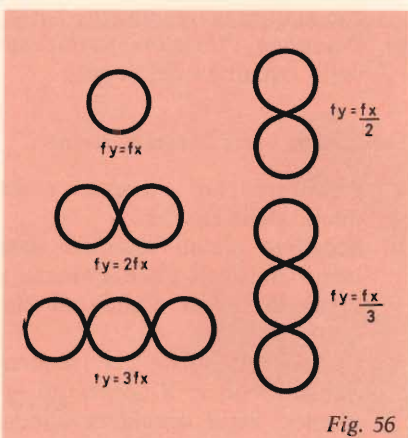


Fig. 56

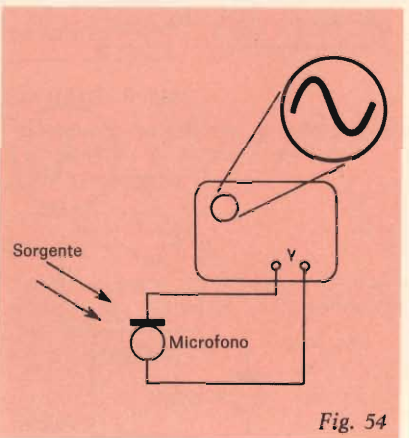


Fig. 54

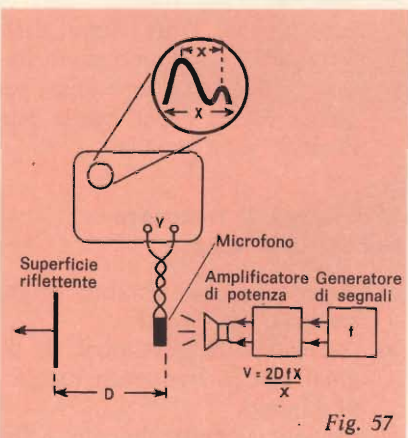


Fig. 57

MISURAZIONE DI GRANDEZZE ACUSTICHE SEMPLICI

Questi esperimenti abitano lo studioso a misurare la frequenza, la lunghezza d'onda e la velocità del suono e a controllare la relazione $V = f \lambda$ per le onde sonore nell'aria.

Determinazione della frequenza con l'uso dell'asse dei tempi tarato

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 54.
- b) Accendere la sorgente sonora e regolare il controllo di frequenza dell'asse dei tempi finché un ciclo completo appare sullo schermo.
- c) Prendere nota della frequenza dell'asse dei tempi.
- d) Ripetere questo esperimento per molte frequenze differenti.

Determinazione della frequenza per mezzo delle figure di Lissajous

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 55 con il generatore di base dei tempi spento.
- b) Regolare il generatore di segnali perché dia un'onda sinusoidale.
- c) Regolare la frequenza del generatore di segnali finché sullo schermo appare una delle figure riportate nella fig. 56.
- d) Calcolare la frequenza sconosciuta.

Determinazione della velocità del suono (Metodo dell'eco)

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 57.
- b) Regolare l'asse dei tempi ed il generatore di segnali sulla stessa frequenza.

c) Mettere il microfono in posizione tale che ogni suono riflesso proveniente dal retro dell'altoparlante arrivi al microfono in fase con il segnale originale, cioè che appaia sullo schermo dell'oscilloscopio una sola forma d'onda.

d) Muovere lentamente la superficie riflettente (di metallo) allontanandola dal microfono finché appare una traccia simile a quella della fig. 57.

Gli impulsi in mezz'onda necessari possono essere prodotti collegando un rettificatore in parallelo od in serie con i terminali dell'altoparlante o polarizzando l'amplificatore per un'uscita non lineare.

e) Misurare le lunghezze x , X e D quindi calcolare la velocità del suono usando la formula $V = 2Df X/x$ dove D è la distanza del microfono della superficie riflettente, X e l'ampiezza X della traccia, x è la distanza fra l'impulso di riferimento e quello d'eco, ed f è la frequenza del segnale.

NOTE

- 1) Il miglior valore di D per questo esperimento è $\lambda/4$ dove λ è la lunghezza d'onda della sorgente.
- 2) Una descrizione più dettagliata di questo esperimento insieme alla teoria su cui esso si basa può essere trovata nell'opuscolo della Mullard «Demonstrations and Experiments in Electronics and Magnetism».
- 3) Riflessioni multiple provenienti dal retro dell'altoparlante non permettono di eseguire l'esperimento a frequenze più basse di 2000 Hz.
- 4) Gli studiosi possono essere interessati a questo esperimento che ha alcune analogie con il radar. Ovviamente se V è conosciuta D può essere facilmente calcolata.
- 5) E' possibile racchiudere l'altoparlante il microfono e la superficie riflettente in un tubo di vetro cilindro e calcolare così il valore di V a differenti pressioni e per tipi di gas differenti.

Determinazione della lunghezza d'onda del suono (Metodo dell'onda stazionaria)

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 58.
- b) Spegner l'asse dei tempi.
- c) Allontanare lentamente la superficie riflettente dal microfono e notare le posizioni in cui l'ampiezza della traccia è massima o minima.
- d) Poiché il segnale massimo si verifica quando $D = n \gamma/4$, dove n è pari, e quello minimo quando $D = n \lambda/4$, dove n è dispari, calcolare il valore di λ , lunghezza d'onda del segnale.

Determinazione del coefficiente d'assorbimento acustico di vari materiali

- a) Preparare un circuito come quello della fig. 59 con l'asse dei tempi spento.
- b) Collocare il microfono in A e regolare il controllo d'ampiezza Y dell'oscilloscopio per avere una traccia di lunghezza conveniente (Y cm).
- c) Collocare il microfono in posizione B e mettere il materiale in esame in posizione A affinché rifletta il suono verso il microfono.
- d) Misurare l'ampiezza della traccia risultante (Y' cm).
- e) Ripetere l'operazione d) con vari materiali come legno, metallo, feltro ed il corpo umano.
- f) Correggere i valori dati dallo oscilloscopio sottraendo da ognuno l'ampiezza della traccia quando la sorgente di suono è spenta.
- g) Usando i valori correnti e la relazione

$$a = \frac{Y' - y'}{Y'}$$

re il valore di «a» per i vari materiali provati.

Nota: I seguenti valori di «a» sono stati pubblicati da Sabine: Metallo 0,01; Feltro 0,5; Corpo umano 0,5.

MISURA DI GRANDEZZE MECCANICHE

La misura di ogni grandezza meccanica dipende dall'uso corretto

del rilevatore. I sei seguenti esperimenti dimostrano le possibilità che ha l'oscilloscopio di eseguire misure di questo tipo.

Determinazione della velocità di un motore

- a) Preparare un dispositivo come quello della fig. 60.
- b) Applicare un disco perforato all'asse del motore cosicché

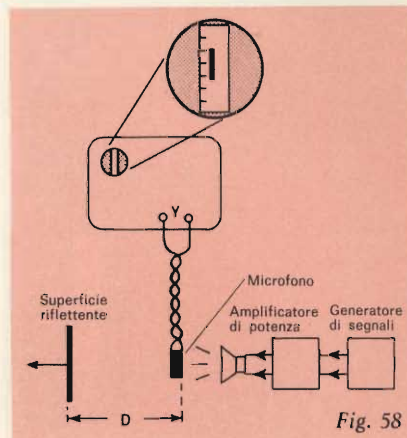


Fig. 58

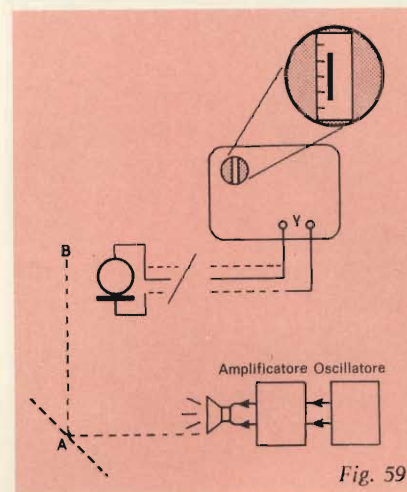


Fig. 59

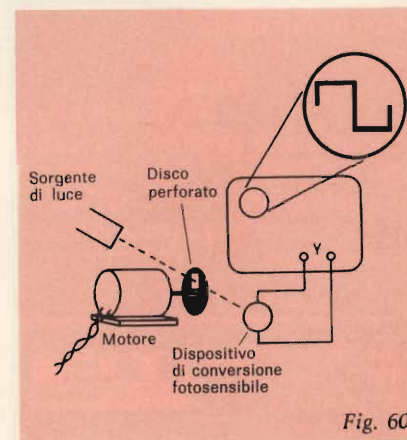
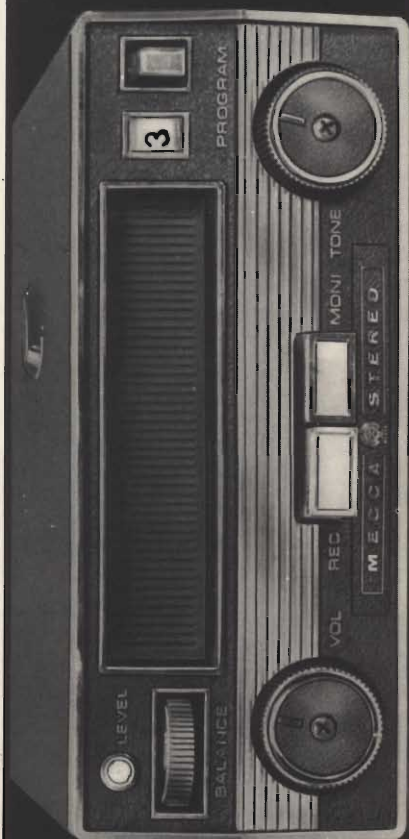


Fig. 60

"TENKO"

REGISTRATORE STEREO 8 PER AUTO



mod. MA-260

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

Velocità di trascinamento:

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

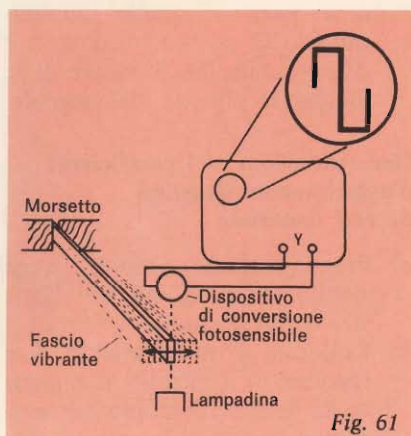
Dimensioni: 177x185x70

REPERIBILE PRESSO
TUTTI I PUNTI
DI VENDITA

G.B.C.
italiana

quando l'asse gira, il raggio di luce diretto sul rivelatore fotoelettrico (cellula fotoelettrica o fototransistore) viene interrotto una volta ad ogni giro.

- Avviare il motore e regolare l'asse dei tempi in maniera tale da avere sullo schermo un ciclo completo.
- Leggere la frequenza dell'asse dei tempi. Questo è il numero di giri al secondo del motore.

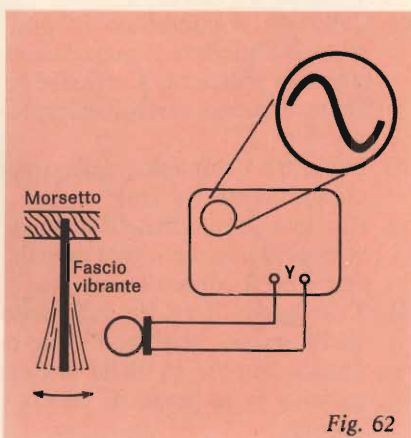


Determinazione del periodo di un movimento ondulatorio veloce trasversale (10-100 Hz)

- Preparare un dispositivo come quello della fig. 61.
- Regolare il campione in maniera tale che il raggio luminoso diretto al rivelatore fotoelettrico venga interrotto quando il campione passa per la posizione di riposo.
- Accendere l'oscilloscopio e far vibrare il campione.
- Regolare la frequenza dell'asse dei tempi finché un ciclo completo appare sullo schermo.
- Controllare questa frequenza molte volte facendo ripartire la vibrazione.
- Calcolare il periodo dell'oscillazione per mezzo della relazione $T = 2/f$ dove f è la frequenza dell'asse dei tempi.

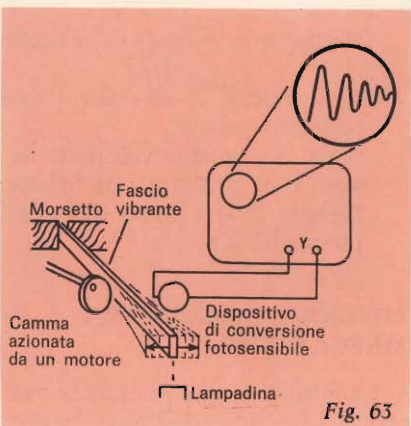
Determinazione del periodo di un movimento ondulatorio molto veloce trasversale (100-10000 Hz)

- Preparare un dispositivo come quello della fig. 62.
- Accendere l'oscilloscopio e far vibrare il campione in maniera tale da udire un tono.
- Determinare la frequenza di questa nota usando un asse dei tempi tarato.
- Calcolare il periodo T dove $T = 1/f$, essendo f la frequenza dell'asse dei tempi.



Esame di una vibrazione meccanica smorzata

- Preparare un dispositivo come quello della fig. 63.
- Mettere in funzione una camma fatta funzionare da un motore in maniera tale, che il campione subisca una spinta ogni 1/4 s.
- Regolare l'asse dei tempi su questo stesso periodo ed osservare il treno di oscillazioni smorzate.
- Montare il campione su un morsetto ricoperto di feltro ed osservare l'aumentato smorzamento.



LA NOSTRA NEMICA

SCOSSA

a cura di G. A. CASTELFRANCHI

Questo articolo dovrebbe essere letto attentamente da tutti, non solo dai tecnici, in quanto sovente non valutiamo ciò con cui abbiamo quotidianamente a che fare. Se da una parte è meglio così, evitando complessi o paure esagerate dall'altra siamo portati, se non all'incoscienza, alla più pericolosa assuefazione. In breve, ciò che ci prefiggiamo in questo articolo, è ribadire gli effetti di una scarica elettrica nel corpo umano.

Il nostro corpo reagisce in modo vario a seconda del tipo di corrente, dalla sua frequenza, dalla sua intensità, dalla tensione, dalla durata e dal percorso che segue attraverso l'organismo.

PATOLOGIA DELLA c.a.

La corrente alternata è più pericolosa della continua per due motivi. Primo perché difficilmente si lavora in c.c. ad alto numero di Ampère.

Secondo perché mentre gli effetti della c.c. dipendono soltanto dall'intensità e dalla tensione, quelli dell'alternata dipendono anche dalla frequenza.

Consideriamo la c.a. a bassa frequenza.

Quella da noi comunemente usata da 50 a 100 Hz è fisiologicamente la più mortale poiché porta alla fibrillazione dei tessuti cardiaci.

La fibrillazione è un processo di atrofia degenerativa irreversibile che conduce rapidamente alla mor-

GRAVE SHOCK-USTIONI III°	3 A
DECESSO-USTIONI-GRAVI	100 mA
SHOCK-RESPIRAZIONE-DIFF.	50 mA
PARALISI MUSCOLARE	25 mA
DEBOLE DOLORE	1 mA
SOGLIE DELLE SENSAZIONI	1 mA

Fig. 1

te passando attraverso uno stadio di incoscienza. Quando il nostro corpo chiude un circuito si ha nei tessuti un alternarsi di polarizzazioni e depolarizzazioni delle membrane cellulari e questo tipo di corrente provoca il tetano dei muscoli striati scheletrici e, qualora il cuore si trovasse lungo il flusso, la fibrillazione dei ventricoli.

Quando si è investiti da una scarica di questa portata, sovente risulta impossibile abbandonare la presa, effetto dovuto appunto alle contrazioni tetaniche dei muscoli striati.

Questa corrente può causare anche un edema elettrico, cioè i fasci muscolari diventano color grigio-amaranto acquistando una consistenza pastosa. Se accadesse una rottura di qualche singola fibra essa comporterebbe un decesso posticipato a causa della necrosi muscolare.

Osteologicamente si possono presentare le «perle ossee» dovute alla fusione del fosfato tricalcico, fusione causata dal calore sviluppatosi per effetto Joule.

Aumentando la frequenza il voltaggio minimo mortale si innalza ra-

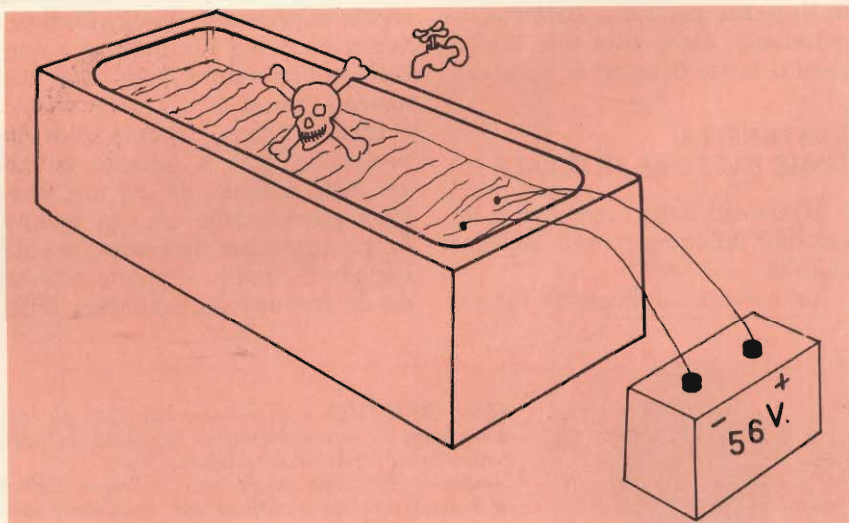


Fig. 2 - Una persona immersa nella vasca da bagno ha una resistenza corporea intorno a 700 Ω . Quindi per raggiungere un amperaggio mortale, in questo caso (80 mA), bastano 56 V (ricordando $I \cdot R = V$).

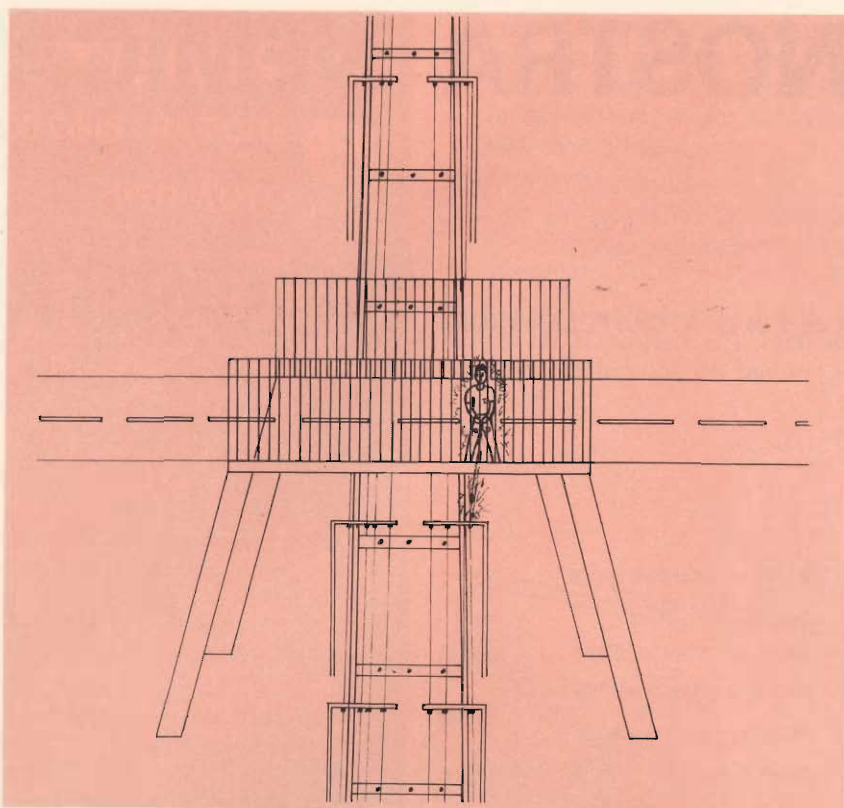


Fig. 3 - Un aneddoto realmente accaduto intorno agli anni 20 sul percorso Milano-Varese: un bambino orinò da un ponte di ferro sui fili dell'alta tensione della ferrovia rimanendo fulminato.

pidamente. A causa del rapidissimo alternarsi delle polarità mancano gli effetti elettrochimici e gli effetti fisiologici di stimolo sulle fibre muscolari.

Al contrario, per effetto Joule, si ha un rilevante valore termico; sfruttando questa caratteristica in chirurgia si è arrivati alla distruzione di tessuti patologici (diatermocoagulazione) come cura alle disfunzioni o ferme benigne di neoplasie.

L'INTENSITA' COME FATTORE MORTALE

L'intensità della corrente è il fattore più importante negli incidenti elettrici.

Le correnti di intensità intorno

ai 20-30 mA (fig. 1) provocano lo spasmo muscolare ma sono pericolose solo se il passaggio dura per almeno 3 minuti in un individuo medio. Se si raggiungono i 70-80 mA oltre agli spasmi, il cuore presenta una iperdiastole (apertura cardiaca prolungata: nel caso di passaggio costante per più di un minuto di regola sopravviene la fibrillazione ventricolare. La fibrillazione è normale se l'intensità supera i 100 mA almeno fino ai 3 A. Questo effetto cardiaco avviene, stando a studi approfonditi, solo e soltanto all'inizio della diastole, da qui una ulteriore gravità della c.a., in quanto la c.c. presenta uno stimolo solo quando il circuito si apre e si chiude da cui una probabilistica diffi-

coltà di far coincidere il momento fatale. Invece, come ben si sa, la c.a. ha uno stimolo per tutta la durata della chiusura circuitale per cui basta che esso duri il tempo necessario di un battito cardiaco perché trovi il cuore in diastole.

E' inoltre interessante ricordare che se l'intensità supera i 3 A l'effetto di fibrillazione è riscontrato in percentuali limitate per cui se la causa prima del decesso scompare pur rimangono gli effetti termici che possono carbonizzare i tessuti superficiali accompagnati da una elevata pressione sanguigna.

LA TENSIONE

La tensione è di secondaria importanza in quanto dipende dalla resistenza e dalla intensità in rapporto $V = R \cdot I$, e a sua volta, la resistenza del nostro corpo, dipende dalle condizioni igrometriche. Essa infatti varia da 700 Ω per un corpo immerso nell'acqua, a 500 mila Ω per il palmo di una mano callosa (fig. 2).

Da ciò deriva l'assurdità, in assoluto, della affermazione che una corrente a 200 V è meno pericolosa di una di 2000 V.

A parte il caso limite dimostrato nella fig. 2, 117 V per usi domestici e 2000 V per le esecuzioni capitali hanno relativamente lo stesso identico grado di mortalità.

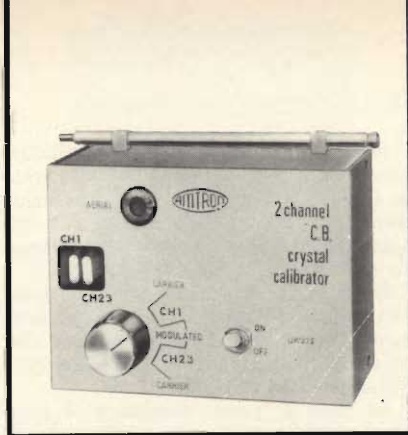
Altri motivi notevoli di attenzione sono il tempo di chiusura del circuito ed il percorso interno. Se nel primo caso è direttamente proporzionale il tempo alla pericolosità, il percorso della scarica ha tutta una sua letteratura (fig. 3). In linea di massima sono fatali i passaggi mano destra-mano sinistra o (più frequenti) mano sinistra-piedi. E' chiaro che gli altri attraversamenti non sono da sottovalutare, comunque la casistica li definisce «fisiologicamente meno gravi».



REMO BRINDISI, nato a Roma nel 1918, fu fra coloro che in Italia per primi sentirono la necessità di nuove immagini figurative ed oggi è considerato, in un certo qual modo, l'antesignano della «nuova figurazione».

L'indagine di questo artista verte sull'esame dell'uomo d'oggi. Essa non tende ad illustrare né a descrivere ma a cogliere una condizione storica dell'uomo.

A Remo Brindisi le cui opere sono esposte nei maggiori musei del mondo, abbiamo dedicato la copertina di questo numero.



**scatole
di
montaggio**

OSCILLATORE QUARZATO PER LA TARATURA DEI RICEVITORI CB

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 6 Vc.c.

Corrente assorbita:
senza modulazione 1 mA
con modulazione 2,5 mA

Canali controllabili: 2

Gamma di frequenza:
26,965 - 27,255 MHz

Transistori impiegati:
BC 209C - 2 x AC 127 - 2N708

Da tempo i CB e gli appassionati di ricezione, lamentavano la mancanza di un apparecchio che consentisse loro di effettuare, con modica spesa, l'individuazione dei canali, ed in certi casi la taratura, dei ricevitori funzionanti nella gamma dei 27 MHz.

Realizzando l'UK 375 l'AMTRON ha voluto ovviare a questa mancanza mettendo a disposizione dei CB, e degli appassionati in genere, un oscillatore che consentirà loro di avere un esatto punto di riferimento dei canali limite della gamma e precisamente il canale 1,

avente la frequenza di 26,965 MHz ed il canale 23 con frequenza di 27,255 MHz.

Naturalmente, acquistando i relativi quarzi è possibile effettuare il controllo dei canali intermedi ed anche quelli della gamma dei radioamatori sui 28 MHz, senza effettuare alcuna modifica al circuito dell'oscillatore.

Si tratta in pratica di un apparecchio studiato e realizzato sulla scorta delle tecniche più avanzate, circuitalmente ben progettato ed in grado di svolgere efficacemente i suoi compiti soddisfacendo anche l'amatore più esigente.

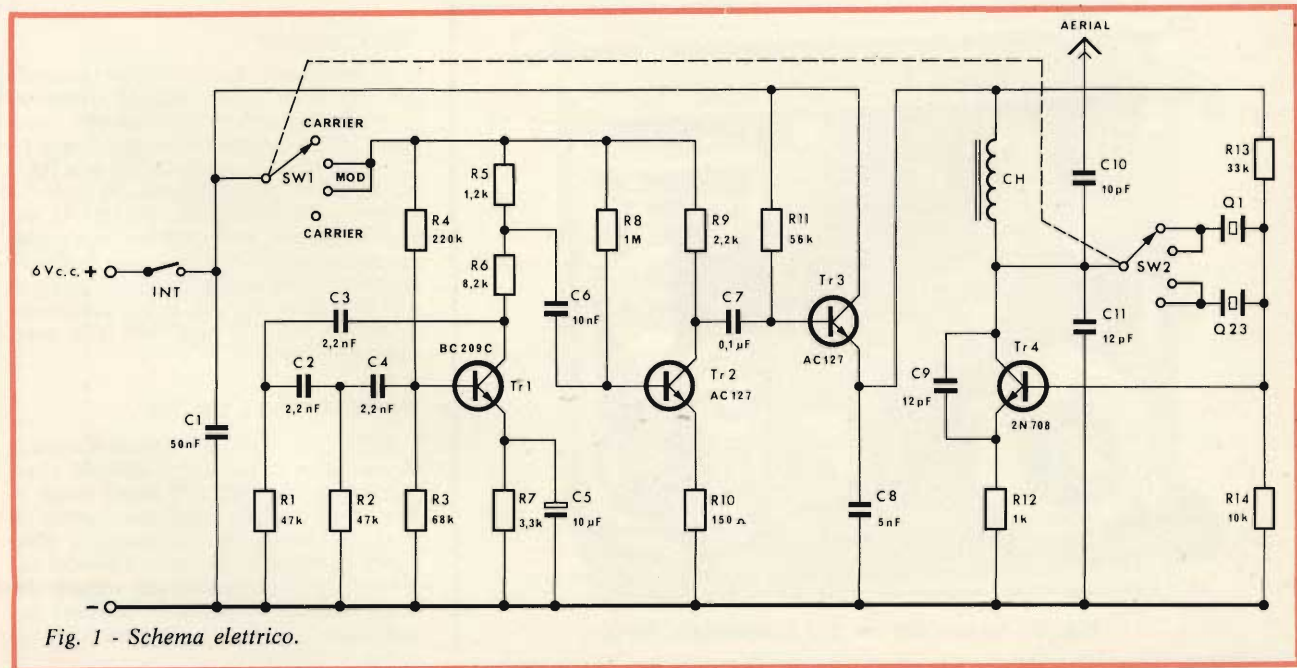


Fig. 1 - Schema elettrico.

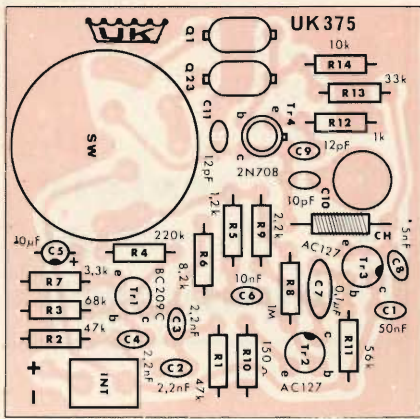


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato relativa al montaggio dell'UK 375.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'oscillatore quarzato per CB, UK 375 è illustrato in figura 1. Esso è costituito essenzialmente da un transistor per alta frequenza TR4, del tipo 2N708, che funge da oscillatore controllato a quarzo.

Il campo di frequenza di oscillazione, relativamente ampio, dipende naturalmente dal valore del quarzo oltre che da quello dell'impedenza CH e dei condensatori C9 e C11, da 12 pF.

La base di questo transistor è polarizzata mediante il resistore R14, da 10 k Ω , mentre il suo circuito di emettitore è alimentato tramite il resistore R12, da 1 k Ω , che contribuisce anche a stabilizzare l'effetto della temperatura. Il condensatore C10, da 10 pF, ha la funzione di accoppiare il segnale da utilizzare all'antenna.

Il commutatore a quattro posizioni due sezioni, SW1, SW2 permette di passare da un quarzo all'altro e di inserire, o disinserire, il circuito modulatore.

Il circuito modulatore è costituito da tre transistori TR1, TR2 e TR3. Il transistor TR1, del tipo BC209C, funge da oscillatore di bassa frequenza ed i componenti C2, C3, C4 (aventi ciascuna la capacità di 2,2 nF) R1, R2 (da 47 k Ω) e R3 (da 68 k Ω) sono stati scelti in modo da generare una nota di bassa frequenza dell'ordine di 1000 Hz.

Mediante il condensatore C6, da 10 nF, il segnale di bassa frequenza viene accoppiato alla base del transistor TR2 (AC 127) il quale amplifica le oscillazioni generate dal primo transistor e, tramite il condensatore C7, da 0,1 μ F, le invia al transistor modulatore TR3 (AC127). In tal modo il segnale presente all'emettitore del TR3 va a modulare in serie la frequenza portante generata dal transistor oscillatore TR4.

I resistori che fanno capo agli elettrodi, di base di collettore e di emettitore, dei transistori, servono a fornire a questi ultimi la giusta tensione di polarizzazione, mentre i condensatori C5, da 10 μ F, C8, da 5 nF e C1, da 50 nF, svolgono funzioni di disaccoppiamento.

Come si può osservare dallo schema elettrico, quando il commutatore SW1-SW2 si trova nella posizione MOD, la tensione positiva alimenta regolarmente i circuiti di base e di collettore dei transistori del circuito modulatore e in tal modo l'onda portante risulta essere modulata. Quando invece il commutatore è portato nella posizione CARRIER, detta alimentazione viene tolta al circuito modulatore, mentre essa, attraverso collettore-emettitore di TR3, giunge regolarmente al transistor oscillatore TR4.

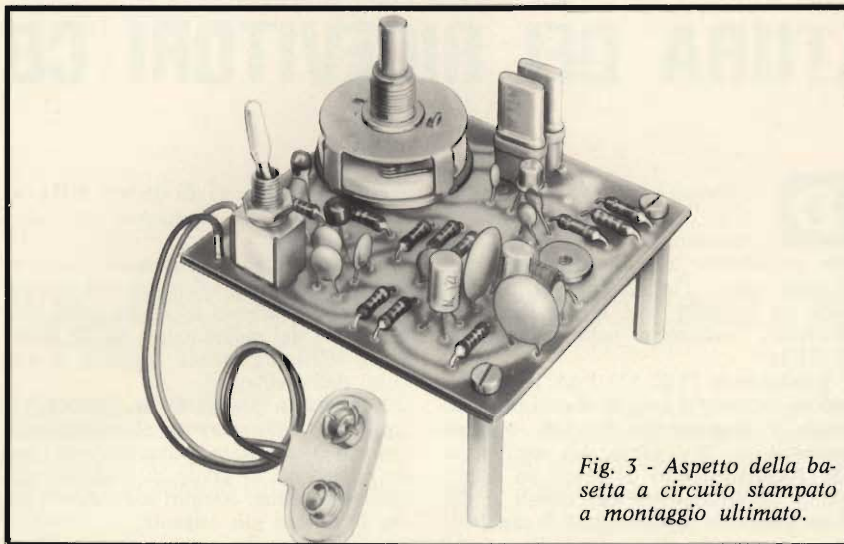


Fig. 3 - Aspetto della bauletta a circuito stampato a montaggio ultimato.

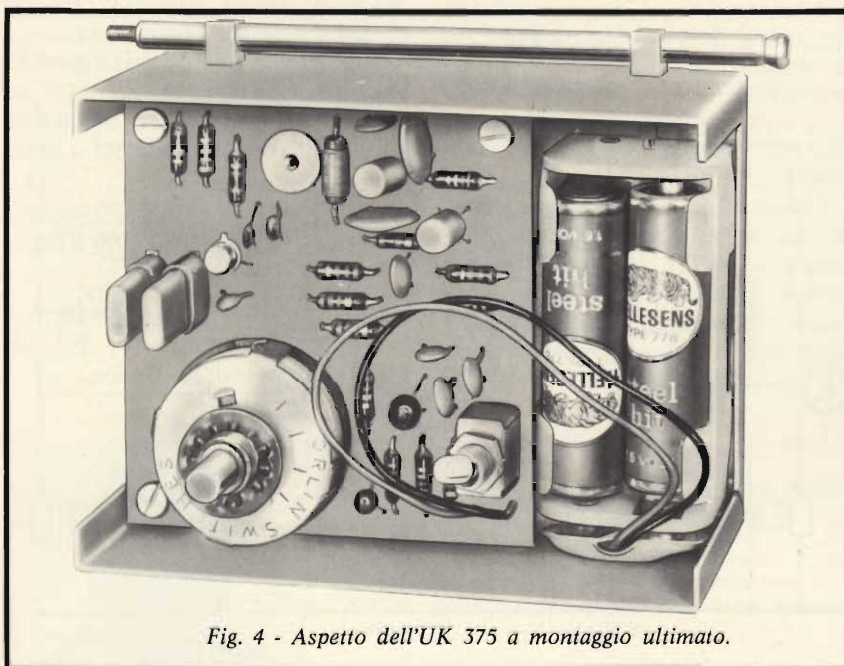


Fig. 4 - Aspetto dell'UK 375 a montaggio ultimato.

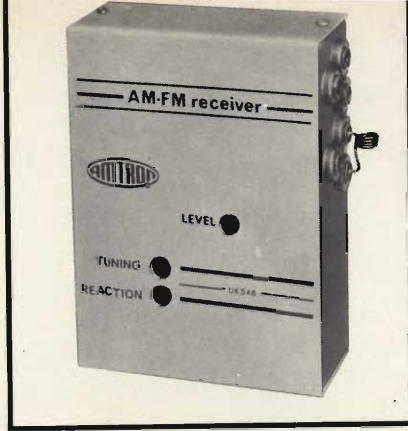
MONTAGGIO

Il montaggio dell'oscillatore quarzato UK 375 deve essere eseguito attenendosi scrupolosamente alle seguenti istruzioni, alle riproduzioni serigrafica e fotografica del circuito stampato alla fig. 4 ai disegni di montaggio ed alle istruzioni presenti nell'opuscolo allegato al Kit.

I reofori dei vari componenti dovranno essere infilati negli appositi fori della piastrina del circuito stampato, dopo di che si salderanno allo strato conduttore e tagliati per una lunghezza non superiore ai 3 mm.

IMPIEGO DELL'UK 375

Nella posizione di riposo l'antenna dovrà essere infilata negli appositi clips, quando invece l'UK 375 dovrà essere usato, sarà avvitata nella sua bussola di fissaggio, infilandola attraverso il gommino, ed estratta per una lunghezza che è funzione dell'intensità del segnale che si vuole avere in ricezione. Ulteriori dettagli sono specificati nell'opuscolo di cui il Kit è corredato.



**scatole
di
montaggio**

RICEVITORE AM-FM 25 ÷ 200 MHz

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 9 Vc.c.
 Corrente assorbita: 4 mA
 Gamma di frequenza: 25 ÷ 200 MHz
 Sensibilità di uscita max: 1 V
 Transistori impiegati: BF 125 - BC 209

va dai 25 MHz ai 200 MHz mediante la sostituzione di poche bobine. Questo accorgimento permette la ricezione delle emissioni dei radioamatori in banda 28 MHz e 144 MHz e quelle dei CB in banda 27 MHz.

In particolari condizioni di vicinanza è possibile, inoltre, la ricezione delle emittenti radiofoniche delle gamme 25 ÷ 26 MHz, 88 ÷ 109 MHz oltre all'audio delle stazioni televisive, delle comunicazioni marittime e ponti radio, in banda 156 ÷ 174 MHz, dei servizi aerei, di polizia ed altri del genere.

La presenza di uno stadio preamplificatore di bassa frequenza, con un bassissimo livello di distorsione, presenta il notevole vantaggio di consentire l'ascolto in cuffia con una maggiore potenza di quella che sarebbe possibile ottenere collegando la cuffia stessa direttamente all'uscita del primo transistor.

Desiderando effettuare l'ascolto in altoparlante non resta che collegare l'uscita dello stadio preamplificatore ad un amplificatore di bassa frequenza della serie AMTRON, tenendo presente che ai morsetti di uscita (OUTPUT) si può

I l ricevitore, che è possibile realizzare mediante la scatola di montaggio AMTRON UK 546, ha il notevole vantaggio di consentire la ricezione dell'intera gamma VHF che

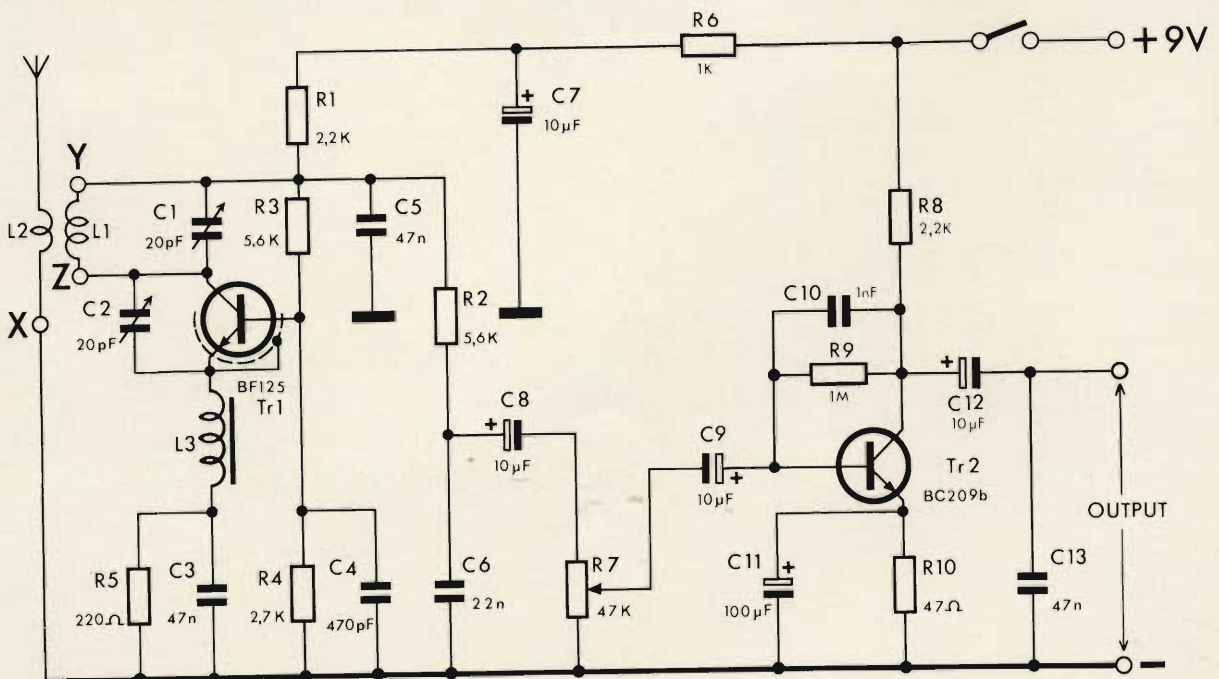


Fig. 1 - Schema elettrico.

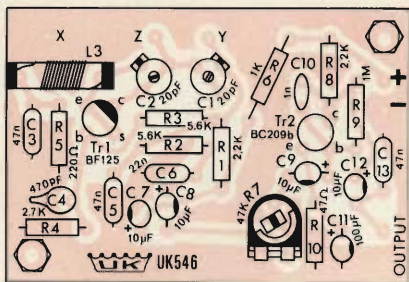


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato. relativa al montaggio dell'UK 546.

prelevare una tensione dell'ordine di 1 V.

La migliore ricezione della gamma VHF si ottiene naturalmente collegando l'ingresso del ricevitore ad una buona antenna accordata in quarto d'onda o mezz'onda.

Le emissioni di notevole intensità e specialmente quelle delle stazioni relativamente vicine al ricevitore, possono essere captate impiegando delle antenne aperiodiche, cioè non accordate sulla frequenza che si desidera ricevere, o mediante delle antenne di fortuna costituite da pochi metri di filo od anche da antenne a stilo del tipo usato comunemente a bordo delle autovetture.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del ricevitore AM-FM AMTRON UK 546 è illustrato in figura 1.

Il primo transistor TR1, del tipo BF 125, fa parte del circuito generatore-rivelatore, del tipo ad auto-superreazione, mentre il secondo transistor TR2, del tipo BC209b, costituisce lo stadio preamplificatore di bassa frequenza.

Il segnale proveniente dall'antenna viene trasferito, mediante il trasformatore ad alta frequenza costituito dalle bobine L2 ed L1, al collettore del transistor TR1. Poiché detto transistor è collegato a base comune, i segnali che entrano dal collettore, dopo essere stati amplificati, passano all'emettitore, da dove, mediante il condensatore variabile di reazione C2, da 20 pF, ritornano al collettore e subiscono una nuova amplificazione e così di seguito.

Dopo una serie di successive amplificazioni dei segnali ricevuti, il transistor TR1 entra in oscillazione. Agendo sul condensatore di reazione C2 si ottiene il blocco periodico delle oscillazioni che, come è noto, è caratteristico dei circuiti a superreazione. In questo modo si ottiene la rivelazione dei segnali che hanno dato luogo al blocco stesso.

La bobina L3 non è altro che una impedenza che serve a bloccare la frequen-

za di spegnimento e la sua presenza è classica nei circuiti a superreazione. Essa, oltre ad impedire che la componente a radio frequenza sia avviata verso massa, agisce in modo che il transistor TR1 possa fungere da rivelatore solo quando il punto di lavoro si trova, per l'appunto, in una regione conveniente per l'innesco delle oscillazioni.

A questo proposito è bene ricordare che nei circuiti a superreazione le oscillazioni sono spente, o meglio bloccate, periodicamente ad una frequenza, che è detta di spegnimento: questo è il motivo per cui i segnali possono raggiungere delle ampiezze notevoli.

I resistori R1, da 2,2 k Ω , e R3, da 5,6 k Ω , servono a fornire l'esatta polarizzazione di collettore e di base al transistor TR1 ed il resistore R5, da 220 Ω , quella di emettitore.

Il condensatore C4, da 470 pF, riduce sensibilmente la componente di rumore che in certi casi può essere provocata dal circuito rivelatore.

I condensatori C3, da 47 nF, C6, da 22 nF e C5, da 47 nF, servono a disaccoppiare i vari circuiti.

Il segnale rivelato viene avviato alla base del transistor TR2, mediante il condensatore C8, da 10 μ F, il cui compito è di bloccare la corrente continua e di lasciar passare la componente rivelata, il potenziometro R7, da 47 k Ω , ed il condensatore elettrolitico C9, da 10 μ F. Il potenziometro R7 ha il compito di permettere il dosaggio del segnale rivelato in modo da evitare fenomeni di distorsione.

Il collettore del transistor TR2 è polarizzato tramite il resistore R8 da 2,2 k Ω , l'emettitore mediante il resistore R10, da 47 Ω .

La polarizzazione di base di questo transistor è prelevata dal circuito di collettore tramite il resistore R9, da 1 M Ω , che assicura ad essa anche un certo grado di stabilizzazione.

Il segnale amplificato viene avviato all'uscita attraverso il condensatore elettrolitico C12 avente anch'esso il compito di bloccare la tensione continua e di lasciar passare la componente di bassa frequenza.

MONTAGGIO

Il montaggio del ricevitore AM-FM UK 546 deve essere effettuato attenendosi alla riproduzione serigrafica del circuito stampato alla figura 3 ed alle istruzioni di montaggio contenute nell'opuscolo allegato al Kit.

I reofori dei vari componenti dovranno essere infilati negli appositi fori della piastrina del circuito stampato e tagliati, dal lato rame, per una lunghezza non superiore ai 3 mm, dopo di che si salderanno allo strato conduttore.

Ciò fatto, procedere al montaggio meccanico come illustrato in figura 3. A montaggio ultimato l'apparecchio dovrà apparire come visibile nella foto del titolo.

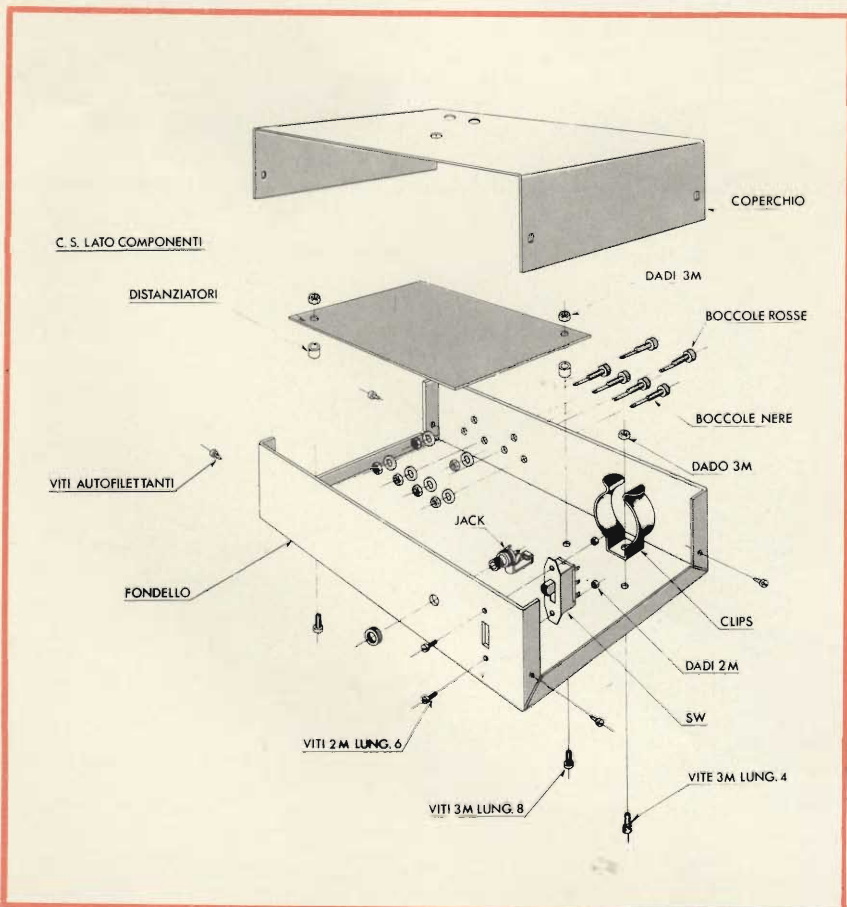


Fig. 3 - Esploso di montaggio fra basetta C.S., contenitore e componenti esterni.

N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto	N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto
UK30	Amplificatore 0,5 W	1.700	UK370	Amplificatore lineare RF	—
UK31	Amplificatore 3 W	4.100	UK375	Oscillatore per la taratura dei ricevitori C.B.	9.500
UK32	Amplificatore 3 W	4.700	UK385	Wattmetro R.F.	—
UK32/C	Amplificatore 3 W	5.900	UK405	Signal-tracer	8.800
UK45/A	Lampeggiatore	4.100	UK405/C	Signal-tracer	9.900
UK60	Oscillatore di nota	2.750	UK415	Box di resistori	6.500
UK65	Prova transistori	1.500	UK415/C	Box di resistori	6.900
UK70	Carica batterie 6-12 Vc.c.	4.600	UK425	Box di condensatori	4.900
UK80	Calibratore per oscilloscopio	2.300	UK425/C	Box di condensatori	5.500
UK92	Amplificatore telefonico	5.900	UK430/A	Millivoltmetro a larga banda	3.300
UK105/C	Microtrasmettitore FM	3.700	UK435	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 20 Vc.c. - 1 A	7.500
UK110/A	Amplificatore stereo 5+5 W	9.900	UK435/C	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 20 Vc.c. - 1 A	19.500
UK115	Amplificatore Hi-Fi 8 W	3.900	UK440	Capacimetro a ponte	5.950
UK120	Amplificatore Hi-Fi 12 W	4.800	UK440/C	Capacimetro a ponte	9.500
UK125	Gruppo comandi stereo	5.100	UK445	Wattmetro per B.F.	5.800
UK130	Gruppo comandi mono	2.900	UK445/C	Wattmetro per B.F.	11.900
UK135	Preamplificatore ad alta impedenza	1.800	UK450	Generatore Sweep-TV	9.500
UK140	Preamplificatore a bassa impedenza	2.100	UK450/C	Generatore Sweep-TV	—
UK145	Amplificatore 1,5 W	3.200	UK455	Generatore di segnali AM	8.900
UK155	Amplificatore 2,5 W	7.900	UK455/C	Generatore di segnali AM	9.900
UK155/C	Amplificatore 2,5 W	—	UK460	Generatore di segnali FM	9.500
UK160	Amplificatore a circuito integrato 8 W	8.300	UK460/C	Generatore di segnali FM	10.200
UK165	Preamplificatore stereo equalizzato R.I.A.A.	4.400	UK465	Prova quarzi	7.600
UK167	Preamplificatore stereo equalizzato R.I.A.A. o C.C.I.R.	5.100	UK470	Generatore Marker con calibratore a cristallo	14.500
UK170	Preamplificatore Hi-Fi regolatore di toni mono	—	UK470/C	Generatore Marker con calibratore a cristallo	14.800
UK175	Preamplificatore Hi-Fi regolatore di toni stereo	—	UK475/C	Voltmetro elettronico	16.500
UK180	Dispositivo per effetto quadrifonico	22.500	UK480/C	Carica batterie 6 - 12 - 24 Vc.c.	12.500
UK185	Amplificatore stereo Hi-Fi 20+20 W	—	UK485	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 300 mA	9.500
UK190	Amplificatore Hi-Fi 50 W	—	UK485/C	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 300 mA	9.800
UK192	Amplificatore stereo Hi-Fi 50+50 W	—	UK490	Variatore di tensione alternata	8.900
UK195	Amplificatore miniatura 2 W	2.850	UK490/C	Variatore di tensione alternata	—
UK200/A	Convertitore standard francese	6.900	UK495	Generatore di barre	9.500
UK220	Iniettore di segnali	2.300	UK495/C	Generatore di barre	10.600
UK225	Amplificatore d'antenna per autoradio	5.600	UK500	Radoricevitore supereterodina OL-OM-FM	—
UK230	Amplificatore d'antenna AM-FM	2.500	UK505	Radoricevitore supereterodina OM-OC	15.800
UK235	Segnalatore acustico per automobilisti distratti	7.200	UK515	Radoricevitore OM	4.950
UK240	Accendi luci di posizione per autovett.	5.100	UK520	Sintonizzatore AM	3.200
UK255	Indicatore di livello	5.500	UK520W	Sintonizzatore AM	3.900
UK260	Bongo elettronico	17.500	UK525	Sintonizzatore VHF 120 ÷ 160 MHz	5.900
UK270	Amplificatore a circuito integrato 6 W	7.600	UK525/C	Sintonizzatore VHF 120 ÷ 160 MHz	8.500
UK275	Preamplificatore microfonic	4.900	UK530	Radoricevitore AM-FM	19.800
UK300	Trasmettitore per radiocomando a 4 canali	6.900	—	Mobile per UK530	5.000
UK305	Trasmettitore FM	1.950	—	Mobile per UK535 - UK540	4.100
UK310	Ricevitore per radiocomando	2.300	UK535/C	Amplificatore stereo Hi-Fi 7 + 7 W	20.500
UK325	Gruppo canali «GCX2» 1000 e 2000 Hz	7.000	UK540/C	Sintonizzatore OL-OM-FM	20.500
UK330	Gruppo canali «GCX2» 1500 e 2500 Hz	7.000	UK546	Ricevitore AM-FM 25 ÷ 200 MHz	6.500
UK345	Ricevitore supereterodina per radiocomando	5.400	UK550/C	Frequenzimetro B.F.	14.900
UK355/C	Trasmettitore FM 60 ÷ 140 MHz	6.800			
UK365	Ricevitore supereterodina CB - 27 MHz	20.500			
UK367	Ricevitore supereterodina CB - 27 MHz	26.500			

continua nella pagina seguente

N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto	N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto
UK555	Misuratore di campo per radiocomando	8.000	UK740	Luci psichedeliche casuali - 800 W	8.000
UK560	Analizzatore per transistori	9.500	UK740/C	Luci psichedeliche casuali - 800 W	8.900
UK560/C	Analizzatore per transistori	22.000	UK745/C	Luci psichedeliche toni alti - 800 W	9.900
UK565	Sonde per voltmetro elettronico UK475/C	3.300	UK750/C	Luci psichedeliche toni medi - 800 W	9.900
UK570/C	Generatore di segnali B.F. 10 Hz ÷ 1 MHz	12.900	UK755/C	Luci psichedeliche toni bassi - 800 W	9.900
UK575	Generatore di onde quadre 20 Hz ÷ 20 kHz	10.500	UK760/C	Interruttore acustico	9.300
UK575/C	Generatore di onde quadre 20 Hz ÷ 20 kHz	11.900	UK765	Connettore stereo multiplo	3.200
UK585	Commutatore elettronico	25.000	UK780	Circuito elettronico per cercametri	7.900
UK590	R.O.S. Metro	10.500	UK785	Interruttore crepuscolare	6.500
UK595	Fusibile elettronico	3.900	UK790	Allarme capacitivo	6.500
UK600	Alimentatore stabilizzato 14,5 Vc.c. 250 mA	3.300	UK795	Cercafile elettronico	3.700
UK605	Alimentatore 18 Vc.c. - 1 A	4.100	UK800	Filtro cross-over 3 vie 12 dB/ottava	6.300
UK610	Alimentatore 24 Vc.c. - 0,5 A	4.100	UK805	Filtro cross-over 3 vie 6 dB/ottava	4.500
UK615	Alimentatore 24 Vc.c. - 1 A	4.600	UK810	Compressore della dinamica	7.200
UK620	Carica batterie al nickel-cadmio 1,2 ÷ 12 Vc.c.	6.900	UK830	Pulsantiera di scambio amplificatori-diffusori stereo	31.000
UK625	Alimentatore 6 Vc.c. - 150 mA	2.900	UK835	Preamplificatore per chitarra	3.900
UK630	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	6.100	UK845	Amplificatore di modulazione	4.500
UK630/C	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	6.500	UK845/C	Amplificatore di modulazione	—
UK635	Alimentatore stabilizzato 15 Vc.c. - 40 mA	5.100	UK850	Tasto elettronico	16.500
UK640	Regolatore di luci da 200 W	4.100	UK855	Distorsore per chitarra	5.500
UK645	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c. 250-200-170-100 mA	6.900	UK860	Foto-Timer	10.900
UK650	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 1 A	12.900	UK860/C	Foto-Timer	12.000
UK650/C	Alimentatore stabilizzato 0 ÷ 12 Vc.c. - 1 A	—	UK865	Dispositivo automatico per luci di emergenza	5.000
UK655/C	Alimentatore stabilizzato 24 Vc.c. - 800 mA	7.900	UK871	Comando automatico dei proiettori per diapositive	7.900
UK660	Alimentatore temporizzato 12 Vc.c. - 300 mA	6.900	UK875	Accensione elettronica a scarica capacitiva	11.900
UK660/C	Alimentatore temporizzato 12 Vc.c. - 300 mA	—	UK880	Elettronarcosi	7.900
UK665	Alimentatore 55 Vc.c. x 2 - 2A x 2	—	UK885	Allarme capacitivo o per contatto	6.800
UK670	Carica batterie in tampone	4.100	UK890	Miscelatore audio a 2 canali	3.900
UK680	Alimentatore stabilizzato 1,5 ÷ 30 Vc.c. - 2 A	19.000	UK895	Allarme antifurto a raggi infrarossi	25.000
UK682	Alimentatore stabilizzato 4 ÷ 35 Vc.c. - 2,5 A	—	UK900	Oscillatore A.F. 20 ÷ 60 MHz	3.900
UK685	Alimentatore stabilizzato 24 ÷ 46 Vc.c. - 2,2 A	20.000	UK905	Oscillatore A.F. 3 ÷ 20 MHz	3.900
UK690	Stabilizzatore di velocità per motorini c.c.	2.800	UK910	Miscelatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	3.900
UK695	Alimentatore stabilizzato 25 Vc.c. - 35 mA	6.400	UK915	Amplificatore a R.F. 12 ÷ 170 MHz	3.900
UK700/C	Fringuello elettronico	7.500	UK920	Miscelatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	3.900
UK705	Temporizzatore per tergitristallo 3 ÷ 20 s	6.200	UK925	Amplificatore a R.F. 2,3 ÷ 27 MHz	3.900
UK710/C	Miscelatore audio a 4 canali	8.600	UK930	Amplificatore di potenza a R.F. 3 ÷ 30 MHz	3.900
UK715	Interruttore a fotocellula	6.800	UK935	Amplificatore a larga banda 20 Hz ÷ 150 MHz	3.900
UK735	Luci psichedeliche casuali - 150 W	4.700	UK940	Ricevitore per radiocomando ad onde lunghissime	8.900
			UK945	Trasmittitore a radiocomando ad onde lunghissime	4.900
			UK955	Tastiera sintonizzatrice con alimentatore stabilizzato per gruppi VHF-UHF	8.900
			UK1050	Telesvisore da 24"	38.000
			—	Mobile UK1050	12.000
			UK5002	Piastra per circuiti sperimentali T DeC	5.500
			UK5010	Piastre per circuiti sperimentali 4 S-Dec	13.700
			UK5012	Piastre per circuiti sperimentali 2 S-Dec	6.500
			UK5020	Norkit Junior	33.000
			UK5030	Norkit Senior	60.500

N. B. - Le scatole di montaggio sono complete di accessori (strumenti, trasformatori, contenitori ecc.). Fanno eccezione i modelli il cui numero distintivo è citato due volte: solamente quello seguito da /C indica la scatola con accessori. Le scatole di montaggio prive di prezzo non sono attualmente disponibili.

QUATTRO METODI DI CONTROLLO DELLA VELOCITÀ DI SCORRIMENTO DEL NASTRO

a cura di L. SERIONI

La velocità di scorrimento del nastro, sia durante la registrazione, sia durante la riproduzione, deve avere un valore prestabilito, che — oltre ad essere perfettamente costante nel tempo — deve anche presentare tolleranze minime, onde evitare che si riscontrino discordanze tra la frequenza dei suoni registrati, e quella dei suoni riprodotti, soprattutto agli effetti della possibilità di riprodurre con un registratore un nastro registrato su di un altro. Tale esigenza sussiste naturalmente soprattutto nei confronti della musica, in quanto eventuali alterazioni della suddetta velocità di scorrimento provocano spostamenti della tonalità del brano, che possono risultare assai fastidiose. E' perciò utile eseguire periodicamente un controllo, in base ad uno dei quattro metodi che vengono descritti nell'articolo che segue.

Per meglio comprendere la opportunità dell'esecuzione di questo controllo, occorre fare riferimento ai brani di musica pre-registrata, disponibili oggi in commercio in numerose versioni.

Come il Lettore certamente sa, le registrazioni vengono di solito eseguite su apparecchiature professionali, caratterizzate da una velocità di scorrimento ben definita, e conforme agli standard, e soprattutto assai costante, proprio per evitare i fenomeni di stonatura ai quali abbiamo precedentemente accennato.

Infatti, se partiamo dal presupposto che un brano (ad esempio

una canzone) venga registrato in tonalità «fa maggiore», con una determinata velocità di scorrimento del nastro, e che venga successivamente riprodotto con una velocità maggiore o minore di quella di registrazione, si ottiene inevitabilmente una variazione di tonalità, che risulta rispettivamente più alta o più bassa, oltre ad una corrispondente variazione del ritmo.

Quanto sopra prescinde dalle difficoltà derivanti dalle eventuali incostanze di velocità, che danno a loro volta luogo a fenomeni sgradevoli di stonatura tra un passaggio e l'altro del brano, con un peggioramento qualitativo dell'ascolto tanto maggiore quanto più pronunciata è la variazione di velocità rispetto a quella normale.

In questa particolare occasione — tuttavia — non prenderemo in considerazione i fenomeni di alterazione istantanea della velocità, che interessano gli inconvenienti noti con i termini di «wow» e «flutter», di cui ci siamo occupati in altra occasione, e che possono essere dovuti tra l'altro a difetti meccanici del meccanismo di trascinamento, a funzionamento difettoso delle pulegge di trasmissione, a presenza di sporcizia o a mancanza di lubrificazione, ecc., ma ci riferiremo soltanto ai valori fondamentali della velocità di scorrimento del nastro, che devono corrispondere con un minimo di tolleranza alle velocità standardizzate normalmente adottate nel campo della registrazione su nastro.

Ecco dunque chiariti i motivi per

i quali i possessori di un registratore a nastro, indipendentemente dal fatto che esso funzioni a bobina o a cartuccia, possono avere interesse a controllare la velocità esatta del loro apparecchio.

Negli apparecchi a bobine, ossia di tipo convenzionale, è assai difficile che la velocità di rotazione del motore sia regolabile, per cui il lavoro necessario per conoscerla con esattezza è di una certa inutilità, nonostante il suo inequivocabile interesse. In altre parole, la misura permetterebbe soltanto di accertare se la velocità è corretta o meno, senza possibilità di intervenire in alcun modo se il risultato fosse tale da imporre una correzione.

Naturalmente, quanto sopra sussiste soltanto nei confronti dei registratori muniti di motore sincrono o asincrono, vale a dire di quegli apparecchi che vengono definiti col termine di «stazionari», ai quali fanno eccezione soltanto pochi esemplari, come ad esempio il registratore Revox.

Quasi tutti gli apparecchi portatili — per contro — ossia alimentati mediante pile o batterie, sono muniti di motori la cui velocità può essere facilmente regolata. Ciò è vero soprattutto nei confronti degli apparecchi funzionanti a cartuccia, anche se sono stati concepiti per funzionare direttamente con alimentazione mediante la rete a corrente alternata.

Occorre però precisare che, quando si parla di possibilità di regolazione della velocità, si sottintende ovviamente anche la possibilità che

quest'ultima subisca delle variazioni, da cui deriva l'assoluta necessità di controllarla periodicamente, negli apparecchi suscettibili di messa a punto anche sotto tale aspetto.

Tale controllo è alla portata di qualsiasi audiofilo che possieda un registratore a nastro di questo tipo, e che sia anche in possesso di un cronografo, vale a dire di un orologio munito di lancetta dei secondi con possibilità di messa in moto e di arresto mediante pulsante.

IL CONCETTO FONDAMENTALE

Per prima cosa, è bene chiarire per quale motivo le velocità standardizzate di scorrimento del nastro sono di 76,2 - 38,1 - 19,05 - 9,53 - 4,76 e 2,38 cm/sec.

A prima vista, il profano potrà difficilmente immaginare quali siano state le ragioni che hanno determinato la scelta di valori così strani. La storia relativa è però interessante, e merita di essere chiarita.

Coloro che realizzarono i primi registratori a nastro impiegarono dei motori sincroni aventi una velocità di rotazione di 1.500 giri al minuto, funzionanti con alimentazione alla tensione alternata di rete, alla frequenza di 50 Hz. L'asse che serviva da rullo di trascinamento («capstan») aveva un diametro di 10 mm. Ciò premesso, un calcolo elementare ci permette facilmente di stabilire che la velocità del nastro era pari in tali condizioni a 78,2 cm/sec.

Sorge però il quesito: «Per quale motivo è stata scelta la velocità di 76,2 con i relativi sottomultipli adottati in seguito, e non quella di 78,2 cm/sec?».

La spiegazione risiede semplicemente nel fatto che gli americani furono i primi ad allestire i modelli pionieristici di registratori a nastro, dopo la guerra 1939/1945. Essi fecero quindi adottare una velocità che non era più basata sulla frequenza di rete, a causa del valore tipico di 60 Hz in uso negli Stati Uniti, bensì sulla lunghezza esatta espressa in pollici che si avvicinava il più possibile a quella precedentemente impiegata, pari nella fattispecie esattamente a 30 pollici (30"): infatti, si ha che

$$1'' = 25,4 \text{ mm} \times 30 = 762 \text{ mm} = 76,2 \text{ cm}$$

In seguito, ogni qualvolta i miglioramenti apportati al nastro magnetico permettevano di ridurre la velocità di scorrimento, il valore prestabilito veniva ridotto alla metà. Da ciò derivano i valori standardizzati delle velocità universalmente adottate dalle Fabbriche di registratori.

Occorre ora premettere che esiste in commercio un tipo di nastro neutro, che può essere usato come coda di inizio e di fine nelle bobine e nelle cartucce, avente caratteristiche meccaniche che ne assicurano praticamente l'instendibilità. Si tratta di un tipo di nastro di plastica colorata, fabbricato dalla Scotch, che viene caratterizzato anche dalla presenza di un segno di riferimento che divide tutti i tratti successivi aventi una lunghezza pari esattamente a 19,05 cm.

Questa lunghezza corrisponde esattamente a quella della quantità di nastro che deve scorrere in un minuto secondo, in un registratore a nastro avente la velocità nominale di 19 cm/sec.

Una volta chiarito questo particolare di notevole importanza, pos-

siamo entrare finalmente nell'argomento proposto, oggetto di questo articolo riportato da Hi-Fi stéreo, ed affermare che esistono diversi metodi per misurare la velocità di scorrimento del nastro nei registratori funzionanti a bobine: per l'esattezza, vengono qui descritti tre diversi metodi, ciascuno dei quali potrà essere scelto a seconda delle esigenze dell'esecutore. Un quarto metodo — infine — viene descritto per eseguire il medesimo controllo sui registratori funzionanti a cartuccia anziché a bobina.

Il primo metodo

Il metodo più elementare consiste semplicemente nell'eseguire la misura il più possibile precisa di un tratto di nastro di lunghezza equivalente a quella che deve scorrere in un minuto alla velocità di 19 cm/sec, pari cioè a

$$19,05 \times 60 = 1.143 \text{ cm}$$

ossia 11,43 m.

Il motivo per il quale la misura viene effettuata sul nastro che scorre in un minuto, anziché sul nastro che scorre nell'unità di tempo di un secondo, risulterà ovvio in riferimento alle azioni che precedono l'inizio del tratto e seguono la fine che devono essere compiute istantaneamente.

A tale scopo, conviene scegliere un tipo di nastro non estensibile, vale a dire uno di quei tipi di nastri normali, aventi uno spessore di 50 µm, reperibili assai facilmente ed a buon mercato presso i rivenditori del ramo. Questo nastro dovrà essere montato su di una bobina del maggior diametro che è possibile installare sul registratore di cui si desidera verificare la velocità di scorrimento, nelle condizioni che vengono qui di seguito precisate.

Partiremo dal presupposto — a titolo di esempio — che il diametro della bobina sia di 180 mm: ciò premesso, l'operazione più difficile consiste nel misurare esattamente un tratto di nastro avente la lunghezza precedentemente precisata, pari cioè ad 11,43 m. Se a tale scopo si fa uso di un semplice metro, oppure di un doppio metro, si corre il rischio di accumulare l'errore di misura ad ogni riporto, che avviene rispettivamente undici volte nel primo caso, e cinque nel secondo.



Fig. 1 - Metodo di inserimento di un tratto di nastro magnetico della lunghezza di 11,43 m, tra due code di nastro neutro colorato, ciascuna della lunghezza di 1 m.

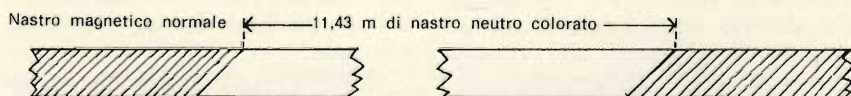


Fig. 2 - Metodo opposto a quello di figura 1, consistente nell'inserimento di un tratto di nastro neutro (coda), sempre della lunghezza di 11,43 m, lungo un nastro magnetico di tipo normale.

do. Disponendo invece di un decametro, possibilmente in acciaio, è necessario un unico riporto, per cui l'errore risulta assai più ridotto.

Considerando che qualsiasi impresa di costruzioni edili dispone di un decametro, risulterà abbastanza facile per chiunque farsene prestare uno per pochi istanti.

Una volta eseguita la misura, il nastro della lunghezza prestabilita viene tagliato, dopo di che è possibile montarlo aggiungendo un metro di coda colorata a ciascuna estremità, così come si osserva alla **figura 1**. Il nastro così preparato dovrà poi essere completato con un tratto di qualsiasi lunghezza di nastro iniziale, per essere infine avvolto sulla bobina.

A questo punto, l'operatore dispone di un campione di misura, nel senso che su di un registratore a nastro di tipo domestico, a seconda della velocità di scorrimento disponibile, gli 11,43 m di nastro dovranno teoricamente scorrere in

- 1 minuto, con 19 cm/sec
- 2 minuti, con 9,5 cm/sec
- 4 minuti, con 4,76 cm/sec, ed
- 8 minuti, con 2,38 cm/sec

a seconda delle caratteristiche del meccanismo di trascinamento.

La bobina sulla quale viene predisposto il campione di misura verrà naturalmente installata sul porta-bobina di sinistra del registratore, dopo di che si farà scorrere il nastro con l'avanzamento rapido, fino alla coda. A questo punto lo apparecchio dovrà essere fermato, e sarà quindi possibile farlo funzionare alla velocità normale, col cronografo alla mano.

Non appena la fine della coda iniziale arriverà in corrispondenza di un punto di riferimento — come può essere ad esempio la guida di sinistra del nastro, prima dell'ingresso nella sede della testina — si metterà il cronografo in funzione, pronti a fermarlo non appena la seconda giunzione tra il nastro e la coda finale arriverà al medesimo punto di riferimento.

Supponiamo — ad esempio — che il tempo misurato sia pari a 61 secondi. Ciò significa che la velocità di rotazione del «capstan», e quindi quella di scorrimento del nastro, è inferiore a quella nominale, con una differenza di 1 secondo, e con

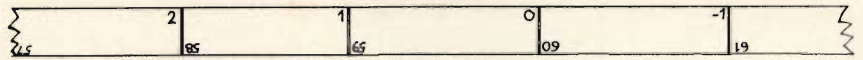


Fig. 3 - Esempio caratteristico di nastro campione costituito da segmenti di lunghezza prestabilita e costante, ciascuno dei quali viene numerato con un numero progressivo, in senso dritto ed anche a rovescio, con progressione opposta, per poter eseguire la misura nei due sensi di scorrimento del nastro, ossia all'inizio ed al termine della bobina.

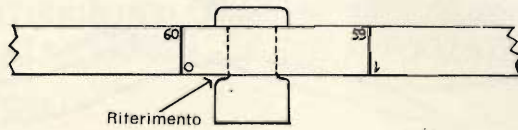


Fig. 4 - Metodo di applicazione del segno di riferimento, attraverso il quale è possibile individuare nettamente il punto di partenza e quello di arresto del nastro di misura, durante l'operazione di controllo della velocità di scorrimento.

un rapporto quindi di 61 : 60, corrispondente all'1,6%. Se invece il tempo misurato risultasse inferiore a 60 secondi, sarebbe possibile calcolare il medesimo rapporto, nel qual caso la percentuale risultante indicherebbe un eccesso di velocità, anziché una insufficienza.

La misura eseguita nel modo descritto fornisce il valore della velocità di scorrimento all'inizio del nastro, ossia in riferimento alle spire di nastro più esterne della bobina fornitrice. E' però del pari opportuno verificare la stessa velocità anche in corrispondenza del termine della bobina; a tale scopo si può procedere esattamente nel medesimo modo testé descritto, dopo aver però invertito la bobina di destra con quella di sinistra, come se si desiderasse riprodurre o registrare la seconda traccia del medesimo tratto di nastro.

Una volta stabilito il rapporto, sarà infine possibile conoscere la velocità che si desiderava misurare, e valutare le eventuali inesattezze al riguardo. In nessun caso, la differenza tra la velocità di inizio del nastro e quella di fine (ossia lo scarto tra le due diverse velocità relative) deve essere superiore a $\pm 2\%$. A questo proposito, le norme DIN 45 511 precisano che la velocità effettiva può variare appunto del 2% in più o in meno intorno al valore nominale per i registratori di tipo domestico, e dello 0,2% in più o in meno per i registratori di tipo professionale.

Il secondo metodo

Si tratta di un sistema derivato dal primo, ma nei confronti del qua-

le si procede in modo diverso. Anche in questo caso, con l'aiuto di un decametro, si misura con la massima precisione un tratto della lunghezza di 11,43 m, che dovrà però essere di nastro neutro per coda, anziché di nastro magnetico vero e proprio. Questo tratto deve essere predisposto lungo un segmento di nastro registrato avvolto sulla bobina, all'incirca ad un centimetro di distanza dal bordo esterno di quest'ultima, usufruendo della tecnica illustrata alla **figura 2**.

Per facilitare l'esecuzione della misura, soprattutto in corrispondenza di velocità elevate, è opportuno registrare precedentemente delle parole sul nastro magnetico che precede e segue il tratto neutro, prima di predisporre la giunta, in modo tale da poter essere avvertiti dallo stesso testo registrato dell'approssimarsi dell'inizio del nastro neutro.

Non appena giunto l'avviso, sarà assai più facile per l'operatore far scattare il pulsante del cronografo che mette in moto la lancetta indipendente dei secondi. Per l'arresto, sarà invece sufficiente controllare il nastro in movimento, ma il segnale vero e proprio in corrispondenza del quale bisognerà fermare il cronografo sarà costituito esclusivamente dalla ricomparsa della riproduzione sonora da parte dell'altoparlante.

Il terzo metodo

I due metodi precedentemente descritti presentano il vantaggio di non far intervenire il tempo di messa in moto e di arresto del registratore; ciò nonostante, esiste un terzo metodo che è del pari adatto alla esecuzione della misura, che impli-

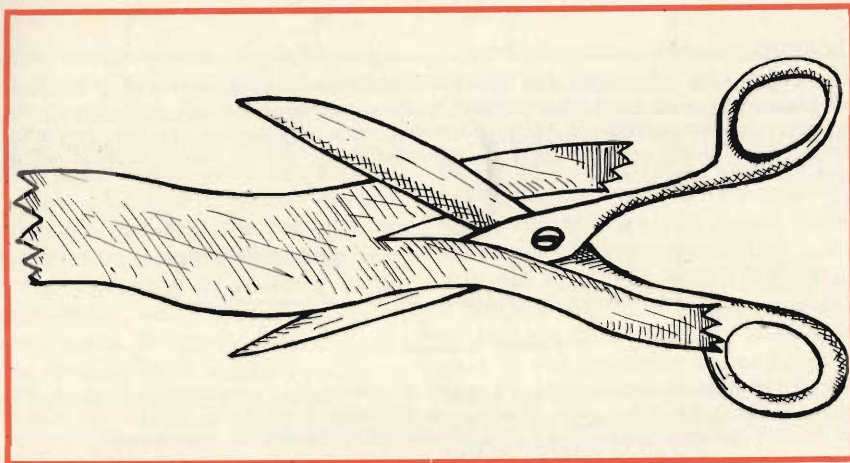


Fig. 5 - Dal momento che i nastri usati nelle cartucce hanno una larghezza inferiore a quella dei nastri normali usati nei registratori a bobine, per l'esecuzione della misura con un registratore di questo tipo è necessario tagliare il nastro neutro (coda) in due nel senso della lunghezza, nel modo qui illustrato.

ca invece l'uso dei pulsanti di messa in moto e di arresto del nastro.

Come abbiamo premesso all'inizio, la Scotch mette in commercio un tipo di nastro munito di contrassegni equidistanti tra loro, che consente di evitare l'impiego del decametro, ma che non evita però lo uso del cronografo.

Su quel tipo di nastro, occorrerà riportare dei numeri in progressione aritmetica, come quelli illustrati a titolo di esempio alla **figura 3**. Successivamente, si monta questo tratto di coda graduata all'inizio di una bobina piena. Si procederà poi come nel modo descritto per il primo metodo, facendo scorrere il nastro, e mettendo in funzione il cronometro non appena la cifra «0» si presenta davanti ad un segno di riferimento, predisposto lungo un tratto ben visibile del percorso del nastro tra le due bobine.

Per contro, una volta che il cronografo sia stato messo in funzione, non bisogna più controllare il nastro, bensì la lancetta del cronografo. A partire dal 50° secondo, occorrerà predisporre il dito sul pulsante di arresto del registratore, e — non appena la lancetta del cronografo arriva in corrispondenza del 60° secondo, quel tasto viene premuto bloccando il trascinarsi del nastro.

A causa dell'arresto del registratore, sarà così possibile leggere sulla coda graduata il numero più prossimo al segno di riferimento, così come si osserva alla **figura 4**.

Se il registratore funziona con una velocità eccessiva, con una velocità nominale di 19 cm/sec risulterà superato il numero 60, mentre accadrà il contrario, ossia quel tratto che corrisponde al 60° secondo non verrà raggiunto, con una velocità inferiore a quella nominale.

Beninteso, con questo terzo metodo è del pari necessario misurare la velocità anche alla fine del nastro; questo è il motivo per il quale i numeri applicati sul nastro neutro vengono scritti due volte, e precisamente una volta dritti, ed una volta a rovescio, con progressione in senso opposto, come risulta appunto evidente alle figure 3 e 4. A tale riguardo, si noti che lo «0» di una delle estremità corrisponde al 60 dal lato opposto, e viceversa.

I tre metodi fin qui descritti sono del pari applicabili a tutte le altre velocità, purché si tenga conto del fatto che — con una velocità teorica di 9 cm/sec — gli 11,43 m scorreranno in due minuti, mentre con una velocità nominale di 4,76 cm/sec occorreranno 4 minuti, come già abbiamo visto, ecc.

Tutto ciò che è stato detto fino ad ora vale per i registratori a bobine, ed in tutti e tre i casi gli errori di misura sono minimi, e possono essere considerati trascurabili agli effetti pratici. Tuttavia, per poter avere una maggiore certezza riguardo ai valori misurati, è consigliabile ripetere ciascuna misura almeno due o tre volte, e riscontrare eventuali errori nell'esecuzione.

Il quarto metodo

Per i registratori funzionanti a cartuccia, l'unico metodo che può essere adottato è identico al secondo che è stato descritto, con qualche lieve variante.

In primo luogo, la velocità di questi registratori è standardizzata al valore di 4,76 cm/sec. Di conseguenza, dal momento che la misura eseguita durante l'intervallo di tempo di 1 minuto è più che sufficiente agli effetti della precisione, non occorre disporre di un nastro base della lunghezza di 11,43 m, ma saranno al contrario sufficienti soltanto 2,85 m (pari cioè alla quarta parte).

Si tratta indubbiamente di una coincidenza gradita, in quanto — non esistendo in commercio il nastro di coda sciolto della larghezza voluta — è necessario tagliare longitudinalmente in due un nastro di larghezza normale, procedendo nel modo illustrato alla **figura 5**, ed eseguendo il taglio con la massima precisione possibile.

Ciò implica naturalmente una certa perdita di tempo, il che non significa però che l'operazione è impossibile.

Come nel caso del secondo metodo descritto, conviene registrare in precedenza un testo su di un tratto del nastro normale, tagliarne quindi l'estremità, effettuare la giuntura con il tratto di coda a larghezza ridotta precedentemente allestito, ed unire infine la seconda estremità di quest'ultimo con l'inizio della parte restante del nastro normale, procedendo nel modo illustrato alla **figura 6**.

Per provocare la messa in moto del cronografo ed il relativo arresto al momento opportuno, si procederà poi esattamente così come si è detto a proposito del secondo metodo.

VALIDITA' DELLE MISURE ESEGUITE

Le specifiche delle norme standardizzate relative ai registratori a nastro di produzione francese, secondo quanto sostiene la Rivista Hi-Fi Stéreo, dalla quale è tratta l'idea di questo articolo (norme peraltro assai simili a quelle in vigore in Italia), danno adito ad un

metodo di misura originale, che i nostri Lettori saranno certamente interessati a conoscere.

Caratteristiche Meccaniche e Caratteristiche Diverse

Velocità di scorrimento — Il registratore a nastro viene sistemato in posizione di «lettura». Si fa scorrere un nastro munito di perforazioni spaziate di 3,81 mm tra loro. Si illumina il suddetto nastro mediante una lampada al neon alimentata attraverso la tensione alternata di rete. Si prende poi nota del numero apparente delle perforazioni che compaiono durante un certo periodo di tempo, pari all'incirca ad un minuto. Se ne deduce lo scarto relativo tra la velocità reale e la velocità teorica. Tale scarto è positivo quando il movimento apparente delle perforazioni ha luogo nel medesimo senso del movimento del nastro, e negativo in caso contrario.

Si ha pertanto l'espressione:

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{KN}{t} \quad (\text{in } \%)$$

nella quale

N - rappresenta il numero delle perforazioni apparenti che si spostano durante il tempo espresso in secondi

Δv - rappresenta lo scarto di velocità

v - rappresenta la velocità di scorrimento, e

K - rappresenta una costante, funzione specifica delle condizioni di misura.

I valori di *K* vengono forniti in tabella I.

La prova viene eseguita in prossimità della zona centrale del nastro, (nel senso della sua lunghezza totale) con una bobina di nastro perforato del massimo diametro possibile nei confronti del modello in questione.

Può però essere utile effettuare misure complementari analoghe all'inizio ed alla fine del nastro, con bobine di diverso diametro conformi alle norme vigenti.

Per i registratori funzionanti con alimentazione a corrente alternata di rete, la tensione viene regolata innanzitutto al valore indicato sul cambia-tensione, ed in seguito si ripetono le prove aumentando e diminuendo la suddetta tensione di alimentazione del 10%.

Tokai

LA VASTISSIMA GAMMA DI RICETRASMETTITORI UNITA' MOBILI - FISSE E PORTATILI

◀ PW - 5024



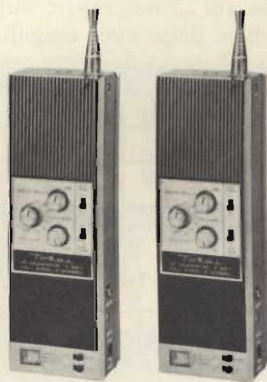
23 canali CB completamente quarzati - 18 transistori, 2 FET, 11 diodi, Ricevitore supereterodina a doppia conversione - Squelch Control - MF 3 W - Gamma di frequenza a sintonia variabile: 26.950/27.300 Mc/s - Stadio amplificatore R.F. - Potenza R.F. 5 W - Commutatore "P.A." - Alimentazione: 12 V negativo a massa
Dimensioni: mm 166x62x208

TC - 5008 ▶



23 canali CB completamente quarzati - 17 transistori, 1 FET, 9 diodi, Ricevitore supereterodina a doppia conversione - Squelch variabile e limitatore di disturbi - MF 3 W - Gamma di frequenza a sintonia variabile: 26.950/27.300 Mc/s - Stadio amplificatore R.F. - Potenza R.F. 5 W - Commutatore "P.A." - Alimentazione: 12 V negativo a massa
Dimensioni: mm 150x38x203

TC - 506 ▶



6 canali CB completamente quarzati - 17 transistori, 3 diodi - Ricevitore supereterodina con amplificatore R.F. MF 455 kc - R.F. 5 W - Commutatore «P.A.» - Alimentazione: 12 V (8 pile stilo 1,5 V)
Dimensioni: mm 248 x 82 x 55

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

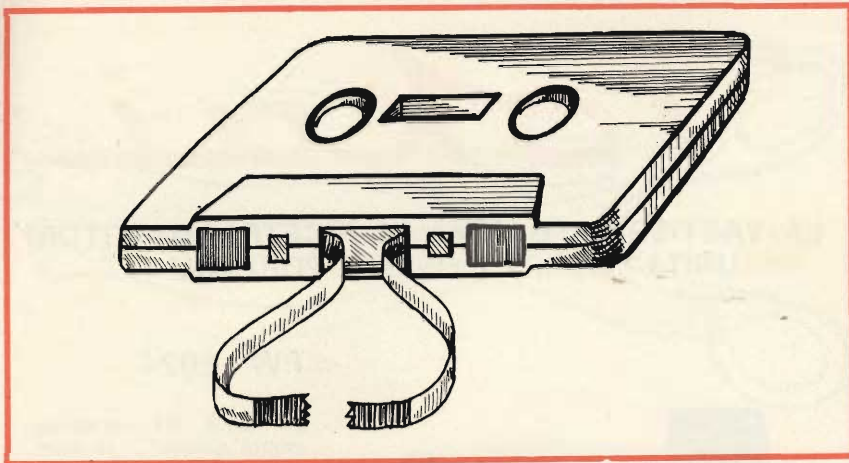


Fig. 6 - Il tratto di nastro a larghezza ridotta, precedentemente allestito, può essere poi inserito lungo il nastro contenuto nella cartuccia, nel modo qui evidenziato, eseguendo due giunture di tipo convenzionale.

Per quanto riguarda i registratori funzionanti con alimentazione a pile o a batteria, l'apparecchio viene alimentato con una tensione esterna regolabile. La tensione fornita da questa sorgente di alimentazione viene predisposta sul valore nominale, e con i valori limite indicati dal costruttore».

Per quanto ci riguarda direttamente, l'esecuzione pratica di queste prove non ci ha permesso di contare esattamente il numero apparente delle perforazioni che si spostavano in un minuto, se non disponendo di due persone per eseguirle; ciò in quanto è risultato impossibile avere gli occhi contemporaneamente sul cronografo e sul nastro.

Anche dopo aver eseguito la misura nel modo descritto, essa risul-

ta però piuttosto relativa, in quanto la variazione della frequenza della tensione alternata di rete varia notoriamente di $\pm 0,25$, ossia con uno scarto pari allo 0,5%.

Impiegando nastri di un certo spessore, e quindi poco estensibili, è possibile effettuare su dei registratori campione alcune registrazioni di una determinata frequenza ad esempio a 3.000 Hz. Queste registrazioni possono essere realizzate sia su nastro da 6,35 mm, sia su nastro avente la larghezza tipica usata sugli apparecchi funzionanti a cartuccia. In tal modo, disponendo di un frequenzimetro a lettura numerica, è possibile conoscere istantaneamente la velocità di trascinamento del nastro, in qualsiasi modello.

E' questo il metodo che viene usato correntemente, sebbene i controlli vengano abitualmente effettuati col terzo metodo descritto per i registratori a bobine, e col quarto metodo per i registratori a cartuccia.

Ciò permette di dichiarare che i metodi qui descritti non provocano errori di rilevamento superiori a 0,2 secondi su di un minuto primo, ossia errori maggiori dello 0,3%. In pratica, gli errori eventuali sono dovuti alla lentezza dei riflessi dell'operatore, ed inoltre — dal momento che la velocità del gesto di messa in moto del cronografo è pari a quella del gesto corrispondente che provoca l'arresto al termine del periodo prestabilito — sussiste una logica compensazione, e l'errore commesso non può in pratica superare lo 0,1%.

CONCLUSIONE

Se sul mercato non fossero disponibili che registratori muniti di motore sincrono o asincrono, la pubblicazione di questo articolo sarebbe stata inutile, in quanto tutti i Lettori in possesso di un registratore non ne avrebbero ricavato altro che una constatazione di carenza. Esistono però dei registratori a motore di tipo diverso, suscettibili perciò di messa a punto della velocità di rotazione, ed inoltre tutti i registratori funzionanti a cartuccia, la cui velocità di trascinamento del nastro può variare per normale invecchiamento dei componenti, e per numerosi altri motivi.

Conviene quindi verificarla periodicamente, e — sfortunatamente — ben pochi laboratori di riparazione sono in condizioni di eseguire questo controllo con la dovuta precisione.

Leggendo quindi la presente nota, chiunque tra i nostri Lettori potrà provvedere in forma autonoma ad eseguire una delle misure descritte, anche senza avere una profonda esperienza in fatto di tecnica elettronica, oppure potrà farla eseguire dal suo tecnico di fiducia, portandogli il nastro campione precedentemente allestito nel modo descritto.

E' speranza dell'autore che chi vorrà provvedere all'esecuzione della verifica non ne ottenga risultati troppo deludenti.

TABELLA I			
VELOCITA' TEORICA DI SCORRIMENTO	NUMERO DI IMPULSI LUMINOSI	VALORE DI «K»	OSSERVAZIONI
38,1 e 19,05	100	1	Il metodo può essere difficilmente impiegato per una velocità di scorrimento pari o inferiore a 4,76 cm/sec. Altrettanto dicasi per la velocità di 9,35 cm/sec, quando si fa uso di una lampada che fornisce 100 impulsi luminosi al secondo.
38,1 e 19,05	50	2	
9,53	50	2	

PRESTEL

Mod. LB 34



CENTRALINO A LARGA BANDA

Per piccoli impianti centralizzati, sino
a 25 prese

Guadagno medio 26 dB

4 ingressi, regolabili

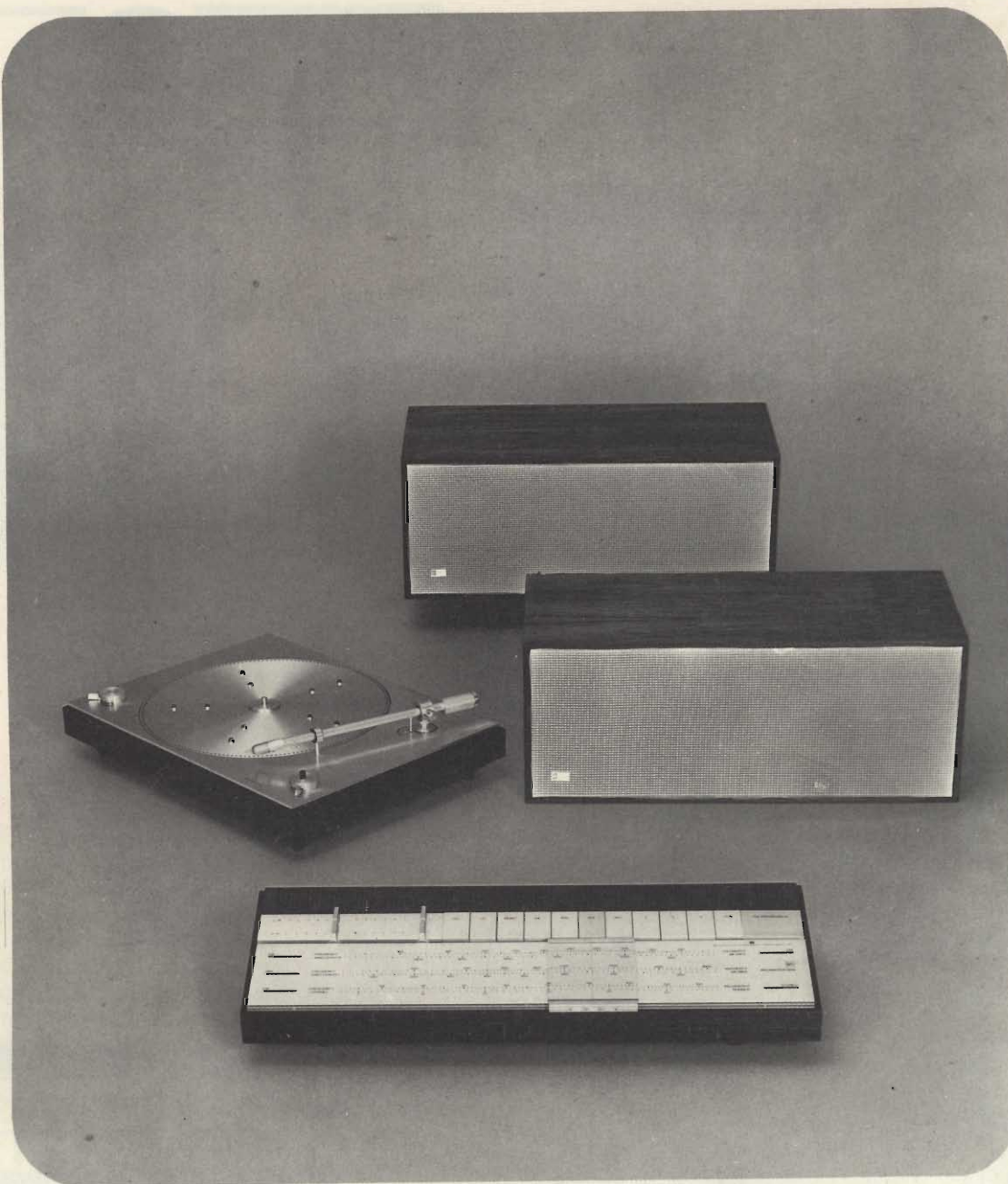
Alimentazione incorporata 220 V

VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI
L'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

chiedete dettagli e schemi-preventivo alla PRESTEL, inviando i dati relativi ai segnali da amplificare e
pezzi dell'impianto con le lunghezze approssimative dei dati di collegamento.

PRESTEL

s.r.l. 20154 MILANO - Corso Sempione, 48 - Telef. 312.336



COMBINAZIONE 1200

■ Sinto-Amplificatore stereo **Beomaster 1200**

Potenza d'uscita: 2 x 15 W continui
 Distorsione: — 1% 40 ÷ 12.500 Hz
 Ricezione delle gamme:

FM (87,5 — 104 MHz)
 OL (147 — 350 kHz)
 OM (520 — 1620 kHz)

Dimensioni: 78 x 545 x 205

■ Giradischi professionale **Beogram 1200**

Risposta di freq.: 20 ÷ 20.000 Hz
 Velocità: 45, 33
 Dimensioni: 116,5 x 440 x 330

■ Casse acustiche **Beovox 1200**

Risposta di freq.: 40 ÷ 20.000 Hz
 Impedenza: 4 Ω
 Dimensioni: 200 x 500 x 240

■ Prezzo imposto dei componenti singoli:

1 Beomaster 1200	L. 275.000
1 Beogram 1200	L. 139.000
2 Beovox 1200	L. 120.000

Totale L. 534.000

■ Prezzo imposto per l'acquisto dell'intera combinazione:

Totale **L. 375.000**

GLI ECOSCANDAGLI ULTRASONORI

seconda parte di SCIROCCO

Nel numero scorso abbiamo descritto brevemente il funzionamento degli scandagli ultrasonori (cioè gli ecoscandagli), destinati in modo particolare ad essere impiegati a bordo del naviglio da pesca e da diporto.

Si tratta di un genere di apparecchi che, come abbiamo potuto constatare dalle lettere che giungono su questo argomento in redazione, incontrano sempre più il favore del pubblico appassionato di nautica o di pesca. Pertanto, in questa seconda parte, daremo qualche indicazione circa le caratteristiche tecniche di alcuni ecoscandagli reperibili in Italia.

ECOSCANDAGLIO SIMRAD 160

L'ecoscandaglio della **Simrad**, modello 160 (rappresentata in Italia dalla **Apel-Mar**) presenta le seguenti caratteristiche tecniche:

Tensione di alimentazione:

12, 24 e 32 Vc.c.

Potenza assorbita: 30 W

Frequenza di lavoro: 160 kHz

Durata d'impulso: 0,3 ms

Tipo di trasduttore: ceramico, con angolo di irradiazione circolare di 20°.

Carta di registrazione: tipo a secco, lunghezza 25 m, larghezza 12,5 cm. La figura 1 si riferisce per l'appunto all'ecoscandaglio 160 indicando i relativi comandi.

Il lampeggiatore permette di effettuare la lettura diretta fino alla profondità di 110 braccia che corrispondono a 220 m, cioè 660 piedi circa; ciò indipendentemente dal commutatore di gamma.

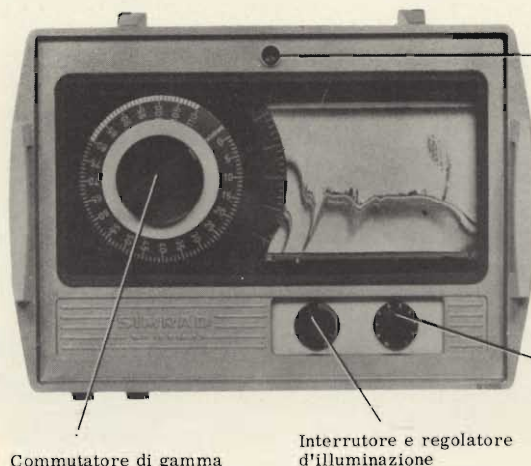


Fig. 1 - Ecoscandaglio della Simonsen Radio SIMRAD 160. Sono chiaramente visibili il pulsante di commutazione lampeggiatore-registratore, il regolatore di sensibilità e di contrasto, l'interruttore ed il commutatore di gamma.

Per far azionare il lampeggiatore occorre in primo luogo accendere l'apparecchio e poi premere il pulsante di commutazione del lampeggiatore dopo aver regolato la sensibilità da 1 a 3, come mostra la figura 2.

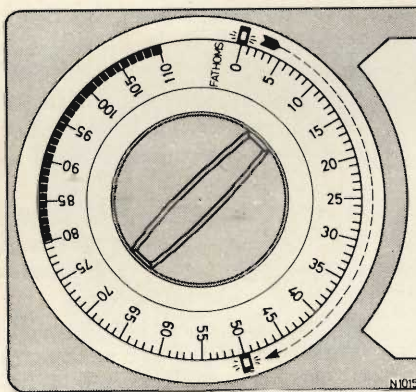


Fig. 2 - Lettura diretta tramite lampeggiatore fino alla profondità di 220 m.

Desiderando ottenere la registrazione grafica degli echi, dopo aver acceso l'ecoscandaglio e regolato l'illuminazione della scala, si premerà il pulsante di commutazione portandolo nella posizione di registrazione. La sensibilità dovrà essere regolata da 1 a 3 per la navigazione e da 1 a 10 per la pesca.

Per selezionare la gamma delle profondità occorre ruotare il commutatore di gamma, visibile in figura 3, in modo che il settore di 40 m, cioè 20 braccia, venga a cadere entro la posizione 0-80 braccia del disco.

Il commutatore gira a scatti di 5 braccia (10 m) e si ferma quando il numero 80 si allinea con il fondo scala del settore graduato.

Il regolatore di sensibilità, in posizione esterna, mette in funzione il circuito intensificatore degli echi del fondo, di cui abbiamo parlato

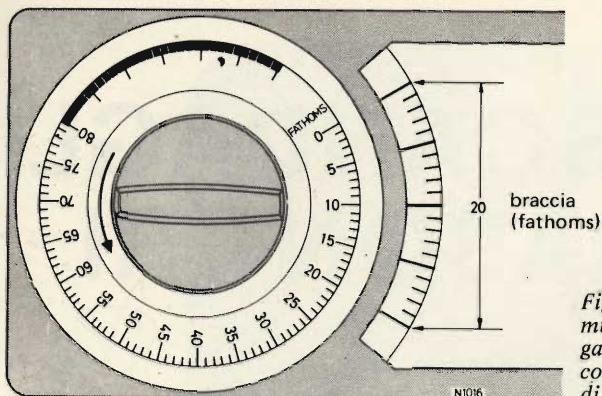


Fig. 3 - Rotazione del commutatore per selezionare la gamma di esplorazione. Il commutatore gira a scatti di 5 braccia (10 m).

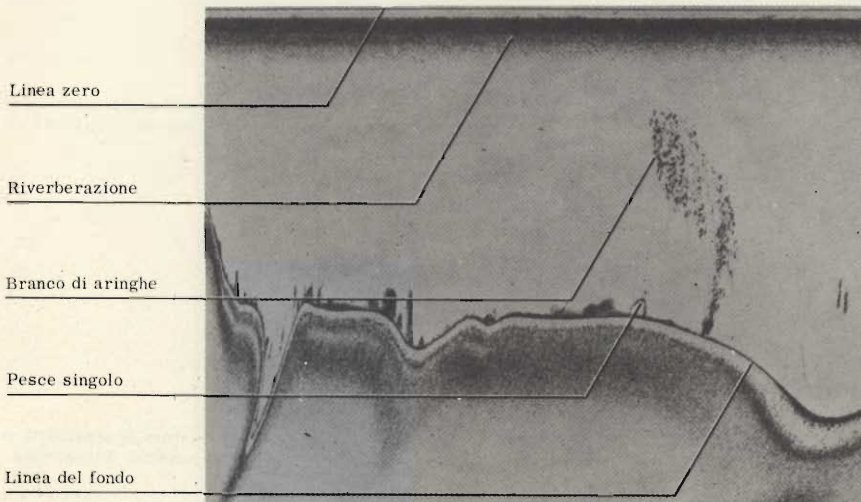


Fig. 4 - Lettura di un ecogramma. In primo luogo è visibile la linea di zero, quella di riverberazione ed un banco di aringhe. Vicino alla linea di fondo è anche visibile l'eco provocata da un singolo pesce.

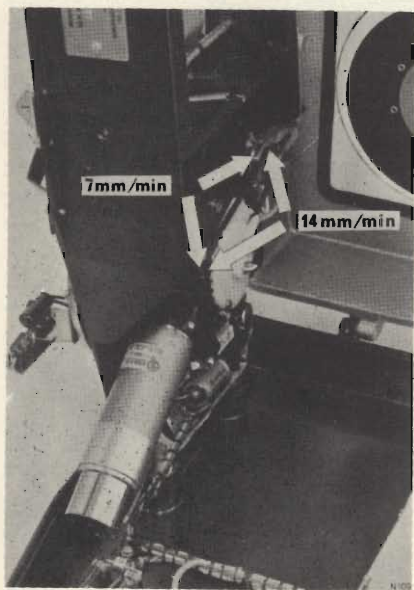


Fig. 5 - Cambio della velocità di scorrimento della carta. La velocità più bassa è usata per servizi di navigazione, quella più elevata per la pesca.

nella puntata scorsa, e del pesce con una netta posizione di transizione dal nero al bianco.

Il contrasto varia in relazione alle condizioni del fondo marino e la linea risulta più larga quanto più il fondo è duro ed irregolare.

La figura 4 indica come deve essere letto un ecogramma. In essa è chiaramente visibile la linea di zero e quella di riverberazione. E' pure chiaramente visibile, oltre al banco di aringhe, anche un pesce singolo in prossimità della linea di fondo.

Da notare che se gli echi vengono registrati nella metà inferiore della carta, questa può essere usata due volte girando la cassetta.

Quando l'ecoscandaglio deve essere usato per la pesca, è necessario avere delle registrazioni più dettagliate e pertanto è opportuno utilizzare la velocità più elevata men-

tre la velocità più bassa deve essere scelta per la navigazione.

Per cambiare la velocità, come mostra la figura 5, è necessario aprire la cassetta e spostare la cinghia nella posizione desiderata.

La penna scrivente ha una riserva di filo di acciaio mediante la quale è possibile compensare il logorio della punta.

In figura 6 è riportata la penna di registrazione mentre nel cerchio piccolo è mostrato come si deve procedere per provvedere al ricambio o alla regolazione della stessa. Nella figura è indicata pure la posizione del fusibile da 5 A, del tipo a fusione lenta, e della lampadina della scala a 12 V 3 W.

L'ecoscandaglio della Simrad 160 è garantito un anno contro tutti i difetti di fabbricazione.

La Simrad costruisce naturalmente anche altri tipi di ecoscandagli destinati al naviglio maggiore come ad esempio quello visibile in figura 7 che consente misure fino alla profondità di 1080 m.

ECHOLOT MISURATORE ELETTRONICO DI PROFONDITA' CDE-100

L'ecoscandaglio di cui in figura 8 riportiamo la fotografia, lo abbiamo osservato al recente salone della nautica di Genova che è la più grande rassegna mondiale del genere. Si tratta di un interessante apparecchio costruito in Austria, studiato espressamente per essere installato a bordo di navi di piccola stazza e di navigli da diporto.

Purtroppo non ci è stato possibile avere lo schema elettrico, comunque possiamo dire che si tratta di un apparecchio la cui parte elettronica è montata su circuito stampato in materiale anticorrosivo in vetro acrilico. In esso sono montati tutti i componenti compresi di semiconduttori, gli elementi digitali ed i sette indicatori ottici per i quali è garantita una durata di funzionamento non inferiore alle 100.000 ore. Le spine sono tutte del tipo dorato e le guarnizioni in teflon per poter far fronte all'azione corrosiva degli agenti atmosferici e marini.

Questo tipo di costruzione presenta i seguenti vantaggi:

1) evita notevoli disturbi alla rice-

zione degli echi; 2) segnalazione acustica ed ottica; 3) programmazione della profondità critica; 4) misura digitale precisa delle profondità mediante un sistema a scala luminosa da 0,3 a 99,9 m; 5) perfetta leggibilità anche in pieno sole; 6) assenza di parti mobili; 7) interruttori elettronici; 8) massima resistenza ai getti d'acqua; 9) funzionamento silenzioso; 10) nessuna influenza da parte della bussola; 11) non necessita di manutenzione.

L'ecoscandaglio dispone oltre che dell'indicatore ottico, anche di un indicatore acustico che può anche essere staccato. L'indicatore ottico si spegne soltanto quando è stata raggiunta la profondità critica.

La tensione di alimentazione, che deve essere indicata all'atto dell'acquisto può essere tanto a 12 V quanto a 24 V. Il consumo si aggira sui 15 W.

La parte elettronica è costituita da 28 circuiti integrati, 15 transistori al silicio, 5 indicatori ottici a 7 sezioni, 3 interruttori elettronici a contatto, 2 spine di contatto dorate.

ECOSCANDAGLIO FERROGRAPH G180

Lo scandaglio G180 della Ferrograph (rappresentata in Italia dalla Finder) figura 9 è completamente transistorizzato, ha un consumo di corrente inferiore a 0,5 A a 12 V. Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti:

Scale: 1) da 0 a 20 m; 2) da 20 a 40 m; 3) da 40 a 60 m.

Alimentazione: 12, 24 o 32 Vc.c.

Carta per registrazione: tipo secco, larghezza 70 mm in rotoli da 5,5 m

Velocità di traslazione della carta: 760 mm/h.

Battute: 6 al secondo.

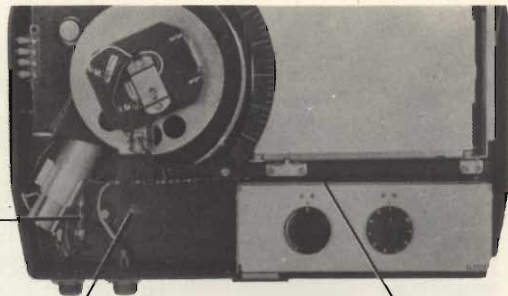
Frequenza: 143 kHz.

Minima profondità chiaramente indicata (dalla piastra del trasduttore): 1 m.

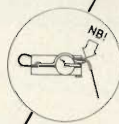
L'installazione di questo apparecchio è estremamente semplice. Un solo foro è necessario nello scafo e, data la diversa inclinazione dei trasduttori disponibili, esso viene praticato normalmente al fasciame.

Il trasduttore è racchiuso in un involucro di bronzo fuso che ne assicura la massima protezione. La sua costruzione e la tenuta stagna

Fig. 6 - Vista interna dell'ecoscandaglio. E' visibile la penna di registrazione, il fusibile e la lampadina della scala. Nel cerchio sono illustrate le operazioni da eseguire per il ricambio e la regolazione della penna.



FUSIBILE 5 A - fusione lenta
2 pezzi, 5 x 30 mm.



PENNA DI REGISTRAZIONE
tipo 82BB14 - 18

Per il ricambio e la regolazione
tirare fuori la penna.

LAMPADINA SCALA 12V/3W

Per il ricambio sollevare il diffusore di luce.



Fig. 7 - Ecoscandaglio ultrasonoro SIMRAD per misure del fondo marino.



Fig. 8 - Misuratore elettronico di profondità CDE-100 di costruzione austriaca.



Fig. 9 - Ecoscandaglio Ferrograph G180 per pescatori professionisti a bordo di piccole imbarcazioni e per navigli da diporto.

sono tali che tanto il trasduttore quanto il cavo d'ingresso possono essere completamente immersi durante l'uso. Pertanto, nelle piccole imbarcazioni, può essere installato su di un supporto fissato al capo di banda in modo che l'intero strumen-

to possa essere prontamente rimosso quando l'imbarcazione non viene usata.

Il collegamento allo scandaglio viene effettuato tramite una presa ed una spina e ciò, unitamente al fatto che lo strumento è montato su

di una apposita staffa scanalata, consente la pronta rimozione dello strumento principale anche se il trasduttore è montato permanentemente al di sotto dello scafo.

La staffa consente varie posizioni di montaggio dello strumento che può essere installato su paratia a cielo o montato su piano orizzontale.

L'indicazione di profondità è immediata dopo l'accensione e la carta può essere fatta girare soltanto per pochi secondi, in caso di controlli rapidi, oppure con continuità per la durata di 7 ore a rotolo.

La manutenzione è limitata alla pulitura della piastra del trasduttore quando l'imbarcazione è tirata a secco ed al ricambio della carta quando esaurita.

Esistono due tipi di trasduttori, quello di tipo A, a 20°, che generalmente è utilizzato dalla maggior parte delle imbarcazioni a motore, e quello di tipo B, a 33°, più adatto per gli scafi stellati delle imbarcazioni a vela.

Il nostro esame, per ragioni di spazio, è limitato a pochi esemplari di ecoscandagli, comunque, per coloro che desiderassero avere su questo argomento maggiori informazioni, siamo a disposizione attraverso la rubrica «I lettori ci scrivono».



RADIO A DUE VIE ALL'ABBZIA DI WESTMINSTER

L'Abbazia di Westminster — dove sono stati incoronati numerosi re e regine inglesi, compresa l'attuale Elisabetta II — ha iniziato recentemente l'impiego del più moderno mezzo di comunicazione — le radio tascabili a due vie. Il sistema comprende una stazione-base e 9 radio a due vie.

Tali equipaggiamenti sono già in uso presso la polizia, le pubbliche autorità come le Società del Gas e dell'Elettricità e le società per le forniture idriche, nonché ad utenti commerciali come raffinerie di petrolio, grandi stabilimenti, magazzini, ecc.

Invariabilmente, in ogni luogo di grande rilievo, sia si tratti di un cantiere che di uno degli edifici storici più importanti, le comunicazioni costituiscono un problema sempre presente. Le radio a due vie permettono di contattare immediatamente ogni parte del luogo, non solo a scopo di sicurezza, ma anche per quanto riguarda la manutenzione generale.

Il signor Peter Newall, amministratore della Pye Telecoms per l'area londinese, commenta: «Tali equipaggiamenti sono veramente economicamente convenienti. A parte la sicurezza ed il fatto che ciò sia del tutto ovvio, è provato che delle buone comunicazioni aumentano l'efficienza ed un siffatto sistema ammortizza il suo costo nel suo primo anno di funzionamento».

Il signor W. Walker — «Yard Beadle»* dell'Abbazia di Westminster — usa il telefono tascabile. Questo radiotelefono a due vie gli è di grande ausilio nella sua professione di controllore del traffico, sia pedonale che veicolare, nei dintorni dell'Abbazia.

*«Yard Beadle» è l'antico termine col quale vengono tuttora designati i funzionari di polizia deputati alla sorveglianza dell'Abbazia di Westminster.

I TRANSISTORI UTILIZZATI IN COMMUTAZIONE

a cura di M. ROBINSON

**l'abc
dell'
elettronica**

Pur essendo in commercio da molto tempo i relè sono tuttora dei componenti che permettono di risolvere in modo brillante problemi relativi a molte applicazioni. Tutto ciò è dovuto soprattutto alla loro bassa resistenza di contatto, al loro elevato potere isolante ed alla possibilità che essi offrono di far passare un segnale di qualsiasi forma d'onda. A causa del loro elevato consumo e delle loro dimensioni ragguardevoli (salvo gli ILS) in particolari applicazioni, tuttavia, possono essere sostituiti con maggior vantaggio, dai semiconduttori. Scopo di questo articolo è appunto quello di esaminare alcuni esempi pratici d'impiego dei transistori in sostituzione dei relè.

E' possibile, oggi, sostituire i relè con dei semiconduttori: transistori o altri dispositivi che possono svolgere le loro stesse funzioni.

Queste commutazioni sono però limitate alle correnti continue e alle tensioni in c.c. di valori non superiori a quelli massimi ammessi dal semiconduttore.

Si prenda per esempio il classico caso dove il carico è in serie con l'interruttore e dove una tensione di comando è necessaria per azionare questo carico.

MONTAGGI A CONTATTO «LAVORO»

Quando si chiude l'interruttore S1 (fig. 1), la corrente circola ai capi della bobina del relè. Il siste-

ma meccanico è attratto verso il nucleo e il contatto RS si chiude. A questo punto il carico è attraversato da una corrente. Il circuito equivalente a quello succitato, impiegando un transistor, è rappresentato in figura 2.

Per comprendere l'analogia di funzionamento col circuito precedente è necessario iniziare col chiudere il contatto S1 che porta un aumento di corrente sulla base di T1. Se il divisore di tensione R1/R2 è ben calcolato, dato che la corrente di collettore sale fino al valore della corrente che attraversa il carico, si arriverà a una corrente di base che saturerà il transistor.

Per contro, aprendo S1, la corrente di base scende pressappoco a zero.

Effettivamente resta sempre una piccola corrente residua, la quale, tuttavia, è misurabile solo da strumenti molto sensibili.

La corrente di base, dunque, è praticamente inesistente, tanto da considerarsi per la corrente di collettore. A questo punto il transistor è bloccato e la corrente di collettore è molto bassa (appena misurabile).

Se si prende la precauzione di controllare la tensione ai capi del resistore R2, si noterà che la base si trova allo stesso potenziale dell'emettitore e quindi si può essere sicuri che il transistor è bloccato.

Saturando completamente il transistor si ottiene una piccola caduta di tensione ai capi collettore-emettitore del transistor.

Per un transistor di tipo 2N1711 con un consumo di 20 mA, questa caduta è di circa 30-40 mV.

MONTAGGI A CONTATTO «RIPOSO»

E' possibile realizzare un montaggio utilizzando il contatto «riposo» di un relè (figura 3).

Chiudendo S1 il relè si attira e il contatto RS viene portato nella sua posizione «lavoro». A questo punto, la tensione ai capi del carico cade a zero. Questo montaggio funziona dunque in senso inverso.

Quando si chiude S1, la corrente che attraversa il carico scende verso zero.

Il circuito a semiconduttori equivalente a quello di figura 3 è equipaggiato di due transistori T1 e T2 ed è illustrato in fig. 4. Se S2 è

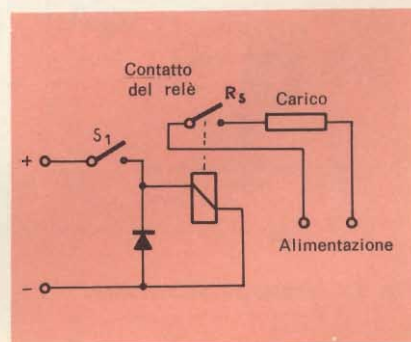


Fig. 1 - Montaggio a contatto «lavoro».

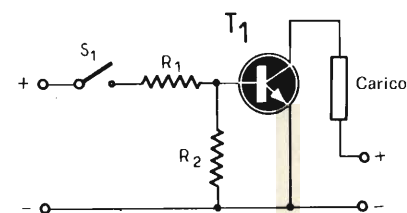


Fig. 2 - Circuito equivalente a transistor dello schema di figura 1.

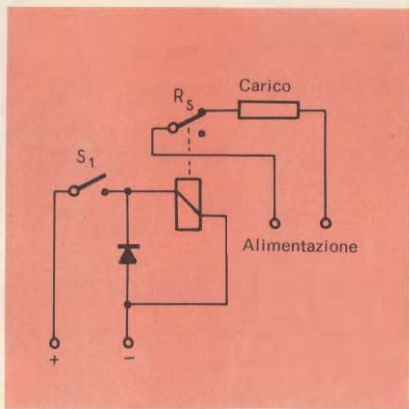


Fig. 3 - Montaggio a contatto «riposo».

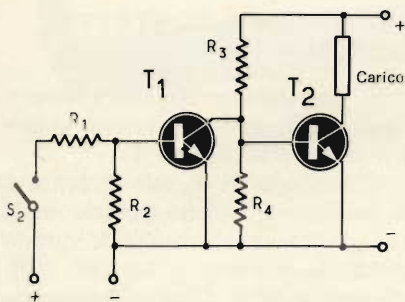


Fig. 4 - Circuito equivalente, a transistori, dello schema di figura 5.

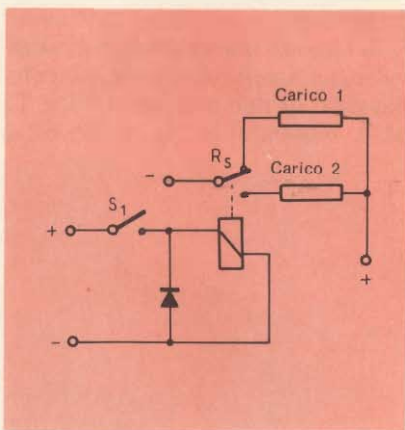


Fig. 5 - Montaggio «invertitore».

aperto non c'è corrente I_b su T1, di conseguenza, essendo questo transistor bloccato, non ha correnti di collettore. Diversamente da T1 il transistor T2, dato che la sua base è alimentata per mezzo del resistore R3, è saturo e presenta quindi una corrente di base. Poiché questo transistor è conduttore è possibile misurare una corrente I_c . La tensione ai capi del carico è di un valore molto prossimo a quello dell'alimentazione.

A questo punto, se si chiude S2, la corrente di base di T1 aumenta fino a saturare il transistor. A motivo della debole caduta in R3, la tensione collettore-emettitore di T1 risulta pressoché nulla; dal canto suo T2 si trova bloccato poiché la sua corrente di base è insufficiente. Per quanto concerne la corrente I_c di T2 essa cade quasi a zero e il carico non deve essere più alimentato.

MONTAGGI «INVERTITORI»

Associando i due montaggi precedentemente descritti è possibile realizzare un montaggio invertitore (figura 5).

Se si lascia S1 aperto, una corrente circola attraverso il carico (1). Inversamente, se si chiude S1, il relè si attira, il contatto SR viene portato in posizione lavoro, e la corrente attraversa il carico (2).

Il montaggio a semiconduttori, equivalente a quello di figura 5, è illustrato in figura 6 e consta di tre transistori. Per prima cosa è possibile notare che se si lascia il contatto S aperto il transistor T1 risulta non polarizzato.

Dato che la sua base non è alimentata, questo transistor risulta

bloccato. Quanto detto per T1 vale anche per T3 mentre, per quanto concerne T2 la sua base risulta polarizzata per mezzo di R3. E' perciò evidente che questo transistor (T2), risultando saturo, entra in conduzione provocando una corrente I_c . A questo punto, chiudendo S1, si nota che una corrente circola nella base di T1 il quale, avendo una corrente I_b , diviene conduttore mentre il carico (2), a sua volta, è percorso dalla corrente di collettore di T1. Per quanto concerne il T3, essendo la sua base alimentata, si ottiene una corrente I_b che porta in saturazione il transistor stesso. Siccome il collettore di T3 è collegato alla base di T2, quest'ultimo elettrodo si trova allo stesso potenziale del suo emettitore; il transistor T2 rimane quindi bloccato e, non avendo corrente nel collettore, il carico (1) non è percorso da alcuna corrente.

Da quanto sopra esposto è facile dedurre che, attraverso il semplice azionamento di S1, è possibile alimentare sia il carico (2) che il carico (1); appare quindi evidente che il montaggio invertitore è ben realizzato.

MONTAGGI «DISTRIBUTORI»

Tutti questi circuiti funzionano con il carico a massa. Si esamini ora il caso in cui si volesse distribuire una tensione positiva per alimentare degli altri elementi. A tale scopo è necessario partire dallo schema a relè della figura 7.

In questo circuito, quando si blocca S1, il relè si attira, il contatto si chiude e la tensione di alimentazione viene distribuita. Questo montaggio può essere ben ri-

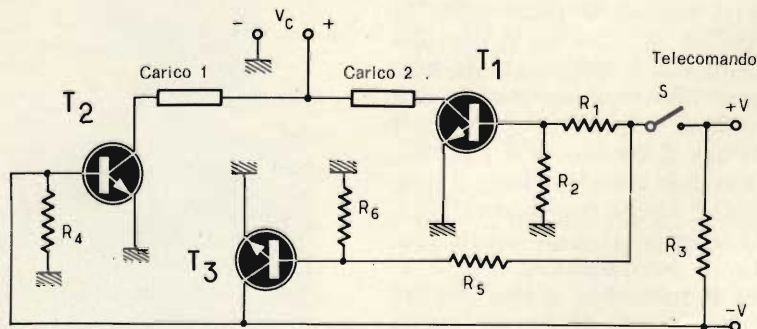


Fig. 6 - Circuito equivalente, a transistori, dello schema di figura 5.

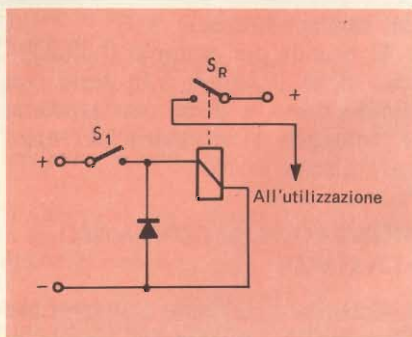


Fig. 7 - Montaggio «distributore».

prodotto con dei semiconduttori e richiede due transistori uno PNP e l'altro NPN (figura 8).

Lasciando S aperto, la base di T1 viene a trovarsi allo stesso potenziale del suo emettitore e, di conseguenza, il transistor è bloccato.

Poiché la resistenza collettore-emettitore di questo transistor è molto elevata, la base di T2 è a un potenziale negativo molto basso e si trova allo stesso potenziale del suo emettitore.

Paragonata alla resistenza collettore-emettitore di T1 la resistenza di base è molto piccola per cui si ricava che il divisore è molto grande e T2 viene bloccato. A questo punto, chiudendo S, la base di T1 viene ad essere polarizzata e il transistor entra in saturazione. Ai capi di R2 si ritrova la tensione di alimentazione. La tensione negativa presente sul collettore di T1 è regolata per polarizzare la base di T2. Se essa è sufficiente, T2 risulterà saturo e, ai capi di R6, si troverà la tensione d'alimentazione.

Si può sempre semplificare il montaggio e collegare direttamente il collettore di T1 sulla base di T2, sopprimendo R3 o R4. In questo caso per regolare la tensione di base di T2 si potrà agire su R1.

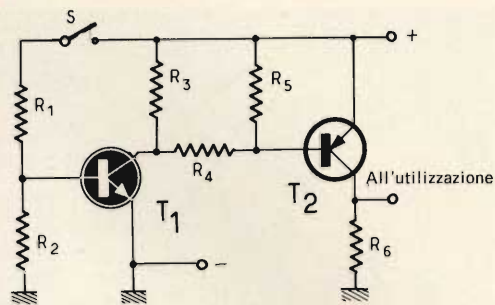
Si può anche realizzare un invertitore che distribuisca la tensione sia da un ramo che dall'altro, come illustra il circuito della figura 9. In questo caso, se si lascia S aperto, T1 e T5 sono bloccati e, logicamente, T4 non può condurre. Per contro, essendo bloccato T1, T2 è alimentato e portato in saturazione. In questo modo, T3 viene saturato e quindi entra in conduzione. Chiudendo S, T1 si satura, bloccando T2 e T3.

Quest'ultimo transistor non conduce più, poiché non ha differenza di potenziale ai capi della resistenza di collettore, la conseguenza logica di tutto ciò è che T5 si satura rendendo T4 conduttore.

Partendo da questo montaggio e volendo, ad esempio, realizzare un invertitore di tensione, per cambiare il senso di rotazione di un motore si arriva allo schema della figura 10.

In questo caso, se si lascia S aperto, T1 è bloccato a motivo che la sua base è allo stesso potenziale

Fig. 8 - Circuito equivalente a transistori, del montaggio di figura 7.



del suo emettitore; il transistor T2, dal canto suo, risulta anch'esso bloccato. Per contro, tramite R4 e R6, la base di T3 viene alimentata, il transistor si satura e il carico (1) viene azionato, ora, chiudendo S, T1 risulta saturo e perciò conduce. Inoltre, essendo la base di T2 polarizzata, il transistor stesso entra in conduzione.

Per contro, grazie a T1, la base di T3 si trova allo stesso potenziale del suo emettitore, e ciò fa sì che questo transistor si blocchi. A questo punto, solamente T2 conduce e solo il carico (2) è attraversato da una corrente.

Si può constatare che con alcuni di questi circuiti si è potuto ripro-

durere tutte le funzioni dei contatti dei relè anche se, per delle tensioni alternate, il problema rimane insolubile. In questo ultimo caso non resta che utilizzare i relè, i tiristori e i triac.

Quando si devono commutare delle tensioni alternate si può, se il carico non è importante, ricorrere al metodo dei calcolatori.

ESEMPIO PRATICO

Per mezzo di circuiti sia invertitori che interruttori, si può alimentare un piccolo amplificatore di tensione alternata o di qualsiasi altra forma.

E' così che è nata l'idea di rea-

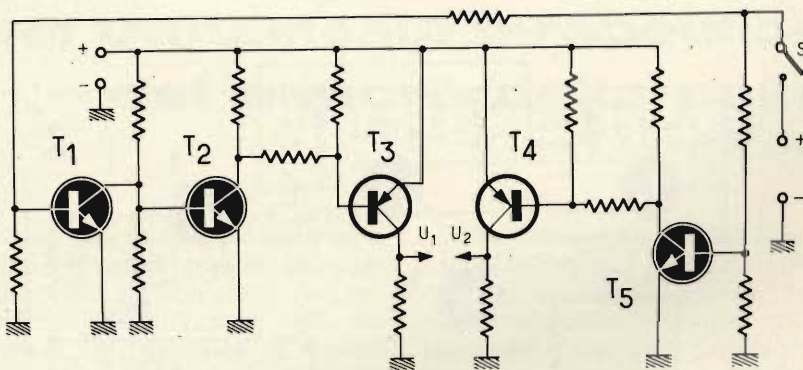
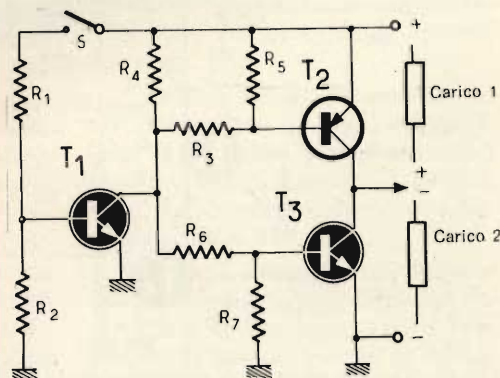


Fig. 9 - Schema elettrico di una possibile variante di un circuito «distributore» a transistori.

Fig. 10 - Schema pratico di un invertitore di tensione a transistori.



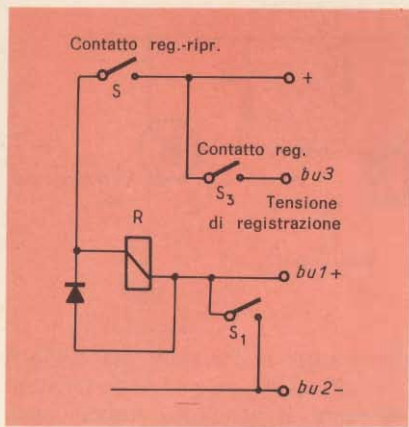


Fig. 11 - Circuito di telecomando a relè.

lizzare un sistema di telecomando per registratore.

Dopo aver studiato il circuito del registratore e al fine di non modificare l'apparecchio, si è potuto realizzare il circuito di fig. 12.

Esaminando il circuito del telecomando a relè del registratore fig. 11: S è il contatto di riproduzione dell'apparecchio e S1 è l'interruttore di messa in moto con telecomando.

Quando si manovra S, se S1 è chiuso, è possibile eccitare o diseccitare il relè.

Per la messa in moto attraverso il telecomando, con S chiuso, bisogna aprire S1 e fare una boccola ai capi di bu1 e bu2.

Per il circuito di registrazione bisogna chiudere S e S3 poiché l'apparecchio funziona in registrazione. Per contro, sulla presa telecomando, quando S3 è chiuso, tra bu3 e bu2 si trova la tensione d'alimentazione. Si provi ora a chiudere S e S3 e a lasciare S1 aperto.

In questo caso è necessario fare una boccola sui capi di bu1 e bu2 perché l'apparecchio funziona in registrazione.

La realizzazione del telecomando transistorizzato è possibile proprio grazie a queste diverse tensioni.

Considerando il circuito di figura 12, nello stato di riposo, T1 risulta bloccato in quanto il tiristore non è eccitato. Per contro, essendo il registratore predisposto per il telecomando, la tensione che si trova sul collettore di T1 satura T2. Ciò permette di alimentare il multivibratore e la lampadina L1 indicante che il registratore è in posizione in telecomando-riproduzione. Si chiuda ora il pulsante «start».

In questo caso, il tiristore si ec-

cita, quindi diventa conduttore, saturando T1; il risultato logico è che il registratore viene messo in funzione.

A questo punto, poiché T2 si trova bloccato, L2 si accende e L1 passa in stato di accensione permanente.

La tensione, quindi, non è più sufficiente per saturare T2 e, a causa di ciò, T3 entra in conduzione.

Le lampadine illuminate (L1 e L2) segnalano che il registratore è in posizione telecomando.

Se, per errore, il registratore è regolato in posizione telecomando-registrazione, l'operatore se ne accorge e può porvi rimedio.

In queste condizioni T4 risulta saturo e blocca T1 che, eccitando il tiristore, non può condurre. Questa stessa tensione accende L3, e ciò indica che l'apparecchio è in posizione registrazione.

Si ammetta che, per una falsa manovra, il registratore sia in posizione di comando manuale e che il tiristore sia eccitato. In questo caso, dato che non esistono delle tensioni ai capi di T1, T6 si trova bloccato. Per contro, T7 è saturo e bloccando T3 la lampadina L1 non può accendersi. Solamente L2 si accende e ciò indica che qualche cosa è successo se il registratore è in posizione telecomando e non funziona, la tensione positiva su bu1 satura T6 che, a sua volta, blocca T7, provocando la messa in moto del registratore. La bassa tensione esistente ai capi collettore-emettitore di T1 è sufficiente a saturare T6 a motivo della sua impedenza di ingresso molto elevata. Il resistore da 270 ÷ 100 kΩ, quindi, non svolge il ruolo di partitore. Per arrestare il registratore in telecomando, bisogna premere sul tasto «stop». La differenza di potenziale ai capi del tiristore scende a zero e quindi si diseccita.

CONCLUSIONE

In questo articolo abbiamo trattato le possibilità di sostituzione dei relè con i semiconduttori.

In certi casi, però, i relè rimangono ancora insostituibili, sia per la possibilità, come abbiamo già detto, di far passare un segnale di qualsiasi forma d'onda, che per la loro bassa resistenza di contatto.

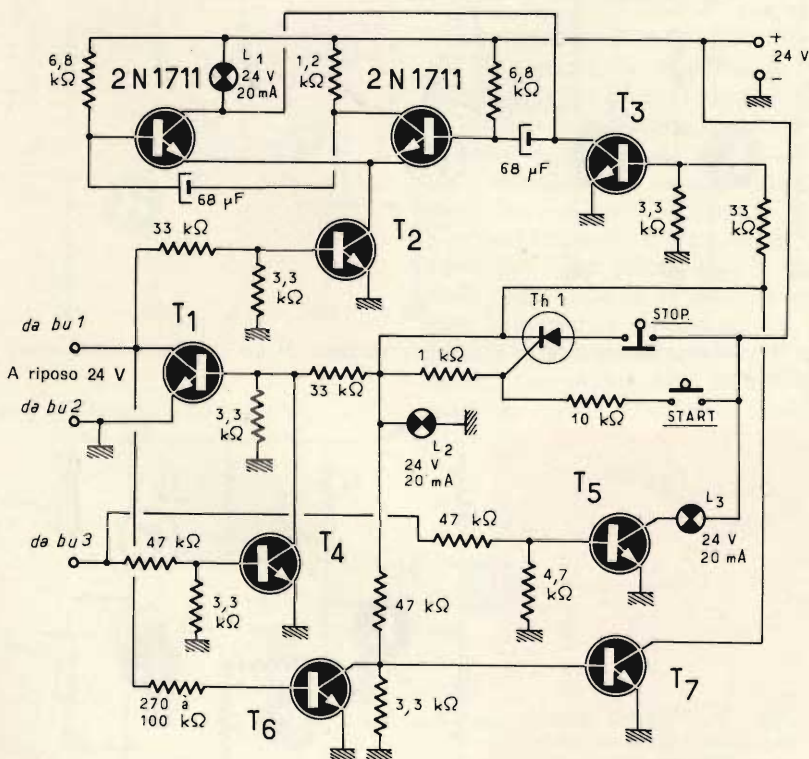


Fig. 12 - Circuito elettrico di un montaggio per telecomando impiegante 9 transistori.

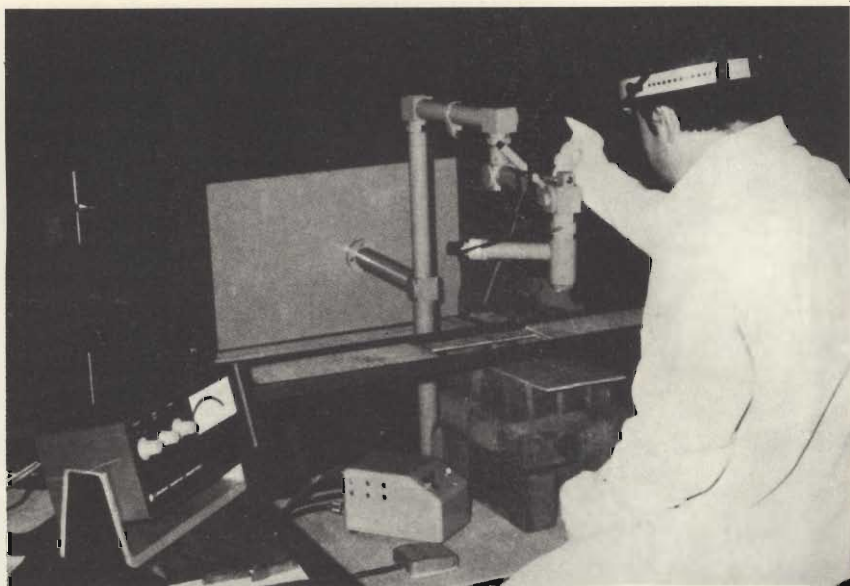


Fig. 1 - La foto illustra il Prof. Sakurai mentre lavora col bisturi a laser.

In questo articolo vengono trattate le possibili applicazioni in campo medico del bisturi a laser e, in particolare, della possibilità di trattare il cancro con i raggi laser.

Recentemente si è ottenuta una perforazione di tessuti mediante una apparecchiatura di raggi laser progettata dalla Facoltà di Medicina dell'Università di Tokio per la chirurgia del calcinoma e dei tumori. Questo metodo consiste nell'irradiare con raggi laser di notevole energia le cellule cancerogene per distruggere i tessuti malati.

Il nuovo raggio Laser è stato applicato con risultati soddisfacenti ad una paziente affetta da cancro della pelle nel Primo Dipartimento Chirurgico di Tokio, e tale tentativo è stato il primo nel suo genere in Giappone.

Dal momento che si è verificato che gli effetti secondari del raggio laser, che erano molto temuti, sono totalmente assenti, questa nuova tecnica chirurgica si è imposta alla attenzione generale e ci si attende per un prossimo futuro, ulteriori applicazioni pratiche del raggio laser nel campo della chirurgia.

Il cancro e i tumori sono stati considerati a lungo incurabili, in quanto non era stata finora scoperta nessuna efficace terapia.

IL BISTURI LASER

nel trattamento terapeutico del cancro della pelle

a cura dell'Ing. M. CERI

Sono stati fatti alcuni tentativi di usare radiazioni per la chirurgia dei tumori, ma con scarsi risultati. Assieme all'utilizzazione delle radiazioni, la possibilità di servirsi del raggio laser è stato argomento di grandi discussioni.

Questo trattamento del cancro si basa sul fatto che l'energia dei raggi laser può essere focalizzata su di una superficie molto limitata.

Il professore Yasuhisa Sakurai, che effettua le sue ricerche nella Facoltà di Medicina dell'Università di Tokio, dopo aver effettuato esperimenti per molti anni, ha finalmente ultimato la costruzione di un bisturi a laser. Egli ha prodotto, per tentativi, due bisturi a laser, uno in rubino, ed uno ad anidride carbonica, il cui valore medico è stato sperimentato sugli animali.

Il bisturi a laser in rubino fu utilizzato nel recente fortunato intervento su cancro della pelle nel Primo Dipartimento Chirurgico della Università. Raggi laser furono proiettati sui tessuti cancerogeni tinti di blu, mentre le regioni sane erano colorate di rosso. Come risultato, le cellule cancerogene tinte in blu furono quasi completamente distrutte dai raggi laser.

Il bisturi a laser consiste di un oscillatore laser, cinque riflettori, lenti di germanio per focalizzare i raggi e dispositivi periferici, prodotti dal Laboratorio Elettronico Ottico giapponese Co., Ltd.

Secondo il Prof. Sakurai, il trattamento del cancro con il bisturi laser non è accompagnato da alcuna perdita di sangue, mentre le cellule cancerogene vengono quasi intera-

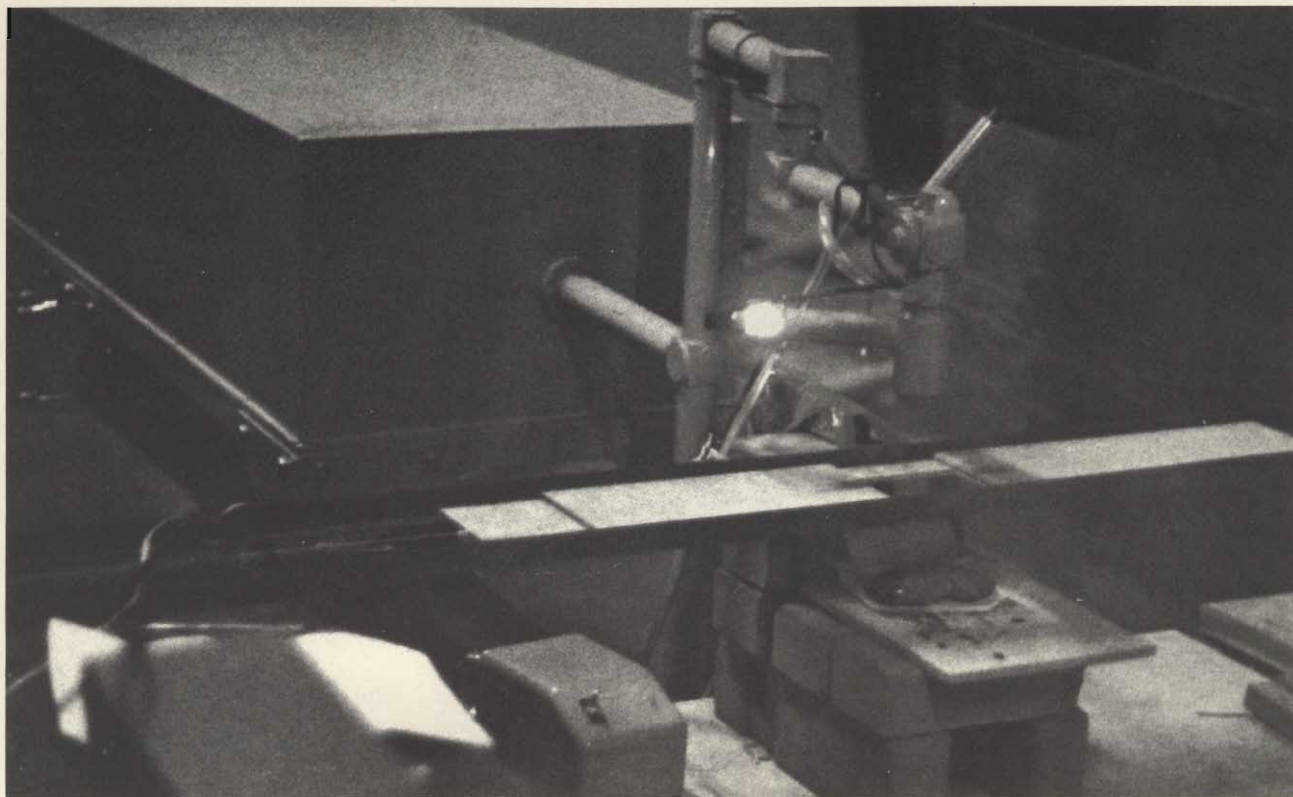


Fig. 2 - Visione d'insieme del bisturi a laser.

mente distrutte. Questo indica quali possibilità potrà avere l'applicazione dei raggi laser nel campo della medicina.

Per prima cosa, è noto nella professione medica che le operazioni sugli organi interni sono sempre accompagnate da forti perdite di san-

gue, mentre si riconosce nell'applicazione dei bisturi a laser l'unica possibilità di evitare queste perdite. Si pensa che questo fatto sia dovuto alla solidificazione dei tessuti sottoposti al calore dell'energia dei raggi laser.

Si può immaginare un'altra applicazione del bisturi a laser nella micro-chirurgia nell'interno della cellula: infatti i raggi laser possono essere focalizzati sui cromosomi per investigare sui misteri della nascita dei bambini deformati e sulle influenze ereditarie. Con ulteriori studi, potranno essere migliorate le cognizioni dell'uomo sulla sintesi delle proteine e altri fenomeni biochimici.

Si è quindi visto come si possa prevedere per il bisturi a laser una grande varietà di applicazioni in campo medico chirurgico, ma l'utilizzazione pratica di questo strumento richiede la risoluzione dei seguenti problemi: 1) un metodo appropriato di irradiazione dei raggi 2) la preparazione di metodi ausiliari per facilitare l'irradiazione laser, come ad esempio la colorazione delle zone malate con pigmenti.



Fig. 3 - Sezione del rene con tagli fatti dal bisturi a laser.

IL CONTROLLO DEI CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TV

a cura dell'Ing. P. VALENTI

Il vertiginoso sviluppo dei circuiti integrati in tutti i campi delle applicazioni elettroniche ha semplificato notevolmente i procedimenti produttivi, anche sotto il profilo dell'allestimento di intere sezioni di un ricevitore televisivo, specie se del tipo a colori.

Tuttavia, se da un canto il circuito elettrico risulta semplificato dal raggruppamento di diversi componenti in una piccola unità, dall'altro sembra diventare piuttosto problematica la tecnica di verifica e di riparazione.

La nota che segue chiarisce invece le principali difficoltà inerenti, ed espone un metodo razionale e semplice di controllo, basato su di un esempio-tipo.

Il controllo razionale delle caratteristiche di funzionamento dei circuiti integrati di tipo lineare, attualmente impiegati su vasta scala per la fabbricazione di ricevitori televisivi, siano essi in bianco e nero o a colori, può essere giudicato a tutta prima un lavoro complesso, difficile e delicato, a causa delle ridotte dimensioni e dell'inaccessibilità apparente dei punti di prova. Al contrario, come risulterà evidente in questo articolo, redatto seguendo le orme di ciò che è stato recentemente pubblicato su *Electronics World* in proposito, le relative operazioni possono essere svolte rapidamente e con sufficiente facilità, a patto che si sia in possesso di un minimo di attrezzatura indispensabile.

Sono già trascorsi circa cinque anni da quando il primo circuito integrato di tipo lineare venne usato in un ricevitore televisivo. In tutto questo tempo, nonostante la vasta letteratura pubblicata dalla stampa tecnica, non è però stato detto molto per aiutare i tecnici nella loro attività di assistenza e di controllo.

Fino ad oggi — infatti — l'unico suggerimento pratico che è stato più frequentemente formulato, consiste nella semplice sostituzione del circuito integrato che si sospetta essere difettoso, con un altro eguale ed in buone condizioni di fun-

zionamento. Se il difetto scompare, è perciò chiaro che l'unità sostituita era difettosa, mentre — in caso contrario — occorre indirizzare diversamente la ricerca del guasto.

Questa semplicistica soluzione del problema è però piuttosto rischiosa, ed inoltre è impegnativa dal punto di vista finanziario. Rischiosa nel senso che se la causa del guasto è esterna all'unità integrata, ed è tale da arrecare un danno alla stessa, può accadere che il nuovo circuito si deteriori immediatamente al momento in cui viene messo sotto tensione, con la perdita supplementare di un circuito. Impegnativa in quanto ben pochi sono quei tecnici che sono disposti a tenere in laboratorio un assortimento di circuiti integrati per poter eseguire rapidamente qualsiasi prova di sostituzione; è perciò assai più opportuno conoscere i sistemi più pratici per effettuarne il collaudo, e per stabilirne l'eventuale inefficienza.

Il Lettore che si sia tenuto al corrente in merito ai moderni circuiti televisivi sa certamente quale popolarità i circuiti monolitici integrati abbiano raggiunto in questa branca dell'elettronica. Numerose Fabbriche li hanno infatti adottati su vasta scala, sia per quanto riguarda in particolare i ricevitori televisivi a colori, sia per quanto riguarda anche i normali televisori in bianco e nero.

Quanto sopra è dimostrato accademicamente nella foto di **figura 1**,

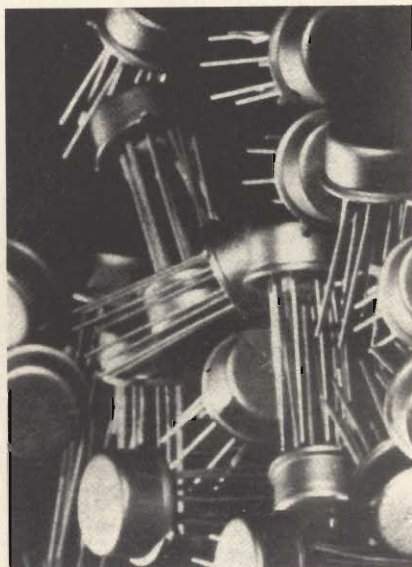


Fig. 1 - Fotografia illustrante alcuni modelli di circuiti integrati, del tipo di comune impiego per la realizzazione delle sezioni audio e di crominanza nei moderni ricevitori televisivi a colori o in bianco e nero.

che illustra un assortimento di diversi tipi di circuiti integrati, adatti appunto all'impiego nei ricevitori per TV.

I circuiti integrati vengono usati in diversi modi; tra questi, il più noto è indubbiamente quello relativo alla realizzazione in veste integrata della sezione suono. Infatti, questo è stato appunto il primo caso di impiego di un circuito integrato che sia stato riscontrato nella fabbricazione di ricevitori televisivi, in quanto la RCA è stata forse una delle prime Fabbriche che ha adottato questa pratica soluzione su di un telaio per TVC, fin dal giugno del 1966.

Attraverso i tre anni successivi, si può affermare che i circuiti integrati siano stati usati esclusivamente per la realizzazione della sezione suono, anche nei televisori prodotti da altre Fabbriche.

Al secondo posto in ordine di importanza può essere citato l'impiego dei circuiti integrati per l'allestimento del demodulatore di crominanza. Ad esempio, la Zenith ha adottato questa soluzione soltanto circa due anni orsono. A partire da allora, altri Fabbricanti si sono allineati allo stesso principio, ed è prevedibile che — in futuro — un maggior numero di Fabbriche sceglierà l'impiego dei circuiti integrati per questa particolare sezione.

Per citare la più grossa novità del 1971, sempre in fatto di impiego dei circuiti integrati per la produzione di televisori di tipo commerciale, dobbiamo citare ancora la Zenith: due modelli di telai per TVC, di cui uno interamente funzionante a transistori, ed un altro di tipo ibrido, presentano una sezione di crominanza completamente a circuiti integrati. In pratica, gli unici componenti attivi restanti dell'intera sezione del colore sono costituiti da tre transistori che amplificano le uscite video.

Con questo enorme sviluppo dell'impiego dei circuiti integrati, risulta indubbiamente ovvio il fatto che il tecnico TV debba imparare ad effettuarne il controllo con la massima efficienza possibile.

Sotto questo aspetto, è bene non preoccuparsi prima del tempo, in quanto — nonostante le apparenze

dovute alle piccole dimensioni ed ad una certa inaccessibilità — gli accertamenti tecnici per assicurarne lo stato di funzionamento non sono affatto impossibili da eseguire.

LE PROVE ATTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI

Per controllare qualsiasi tipo di circuito integrato, esistono tre modi principali, e precisamente:

1) E' possibile controllarne le caratteristiche in corrente continua. A tale scopo, viene applicata almeno una tensione di alimentazione, ad uno dei corrispondenti terminali. Di solito, una sezione di regolazione, presente all'interno dello stesso circuito integrato, provvede a limitare il valore della tensione di ingresso a quello effettivamente necessario per l'alimentazione degli amplificatori a transistori presenti nel «chip». Le tensioni vengono poi ulteriormente ridotte attraverso gli stessi transistori e le resistenze che fanno parte del circuito. Ne deriva che la tensione disponibile in determinati punti di riferimento (terminali) è assai più esigua di quella applicata all'ingresso dell'alimentazione.

Se queste tensioni risultano inesatte all'eventuale controllo, è assai probabile che si siano manifestati dei guasti (perdite, corto-circuiti, interruzioni, ecc.) all'interno del circuito integrato in oggetto.

Oltre a ciò, esiste di solito una resistenza in serie tra il punto di applicazione della tensione di alimentazione ed il terminale di ingresso in corrente continua del circuito integrato. Se la caduta di tensione presente ai capi di quella resistenza è troppo elevata, è assai probabile che il circuito integrato assorba una corrente di intensità eccessiva. Per contro, se la caduta di tensione è troppo bassa, ciò è probabilmente dovuto al fatto che il circuito non assorbe una corrente di intensità sufficiente.

2) E' possibile controllare le caratteristiche dei segnali applicati all'ingresso di un circuito inte-

grato, e quelle dei segnali di uscita che ne derivano. Occorre però precisare che — a causa dell'inevitabile presenza di componenti esterni all'unità integrata — i segnali possono entrare ed uscire dal circuito propriamente detto varie volte, sotto varie forme, e con diverse grandezze elettriche. Ciò che occorre fare consiste quindi nell'applicare il normale segnale di ingresso al primo terminale (con caratteristiche di ampiezza, intensità, frequenza, ecc. perfettamente note), e controllare quindi tutte le uscite nei punti successivi.

Se una delle uscite risulta irregolare o addirittura mancante, è assai probabile che quella sezione del circuito integrato sia difettosa.

3) E' possibile anche controllare la sintonia dei circuiti risonanti eventualmente associati. In occasione della ricerca di un guasto in qualsiasi sezione di un ricevitore televisivo, le bobine ad induttanza o a frequenza regolabile costituiscono spesso un valido aiuto. Esse permettono inoltre di stabilire se il difetto esiste negli elementi attivi della sezione (in questo caso il circuito integrato), oppure in uno o più componenti passivi. La rapida esecuzione di qualsiasi sequenza di messa a punto (sia che si tratti di bobine, sia che si tratti di potenziometri) in una sezione a circuito integrato è un altro modo per verificare le caratteristiche di funzionamento di quest'ultimo.

Esiste però anche un quarto metodo, sul quale è opportuno intrattenersi sia pure brevemente, definito col termine di **prova degli elementi passivi**. Per i tecnici, non si tratta però di un metodo molto pratico, nel senso che implica una dettagliata conoscenza di ciò che si trova all'interno di ciascuna sezione integrata.

Ciò che occorre fare — in questo caso — consiste nell'eseguire la misura della resistenza presente tra ciascuna coppia di terminali, con l'aiuto di un comune ohmmetro. Se si sa a priori quale valore resistivo

deve essere riscontrato tra ciascuna coppia dei terminali, oppure tra un determinato terminale di riferimento e gli altri, è possibile stabilire se una sezione a circuito integrato è difettosa o meno.

Purtroppo, non esiste alcun elenco di tali valori per i diversi tipi di circuiti integrati, neppure nei manuali che alcune Fabbriche pubblicano. Tuttavia, è possibile compilare un proprio elenco per un determinato tipo di circuito integrato che si abbia occasione di incontrare frequentemente. Basta a tale scopo effettuare i rilevamenti su di un esemplare di quel tipo, che sia però notoriamente in buone condizioni di funzionamento, separandolo dal circuito, e misurando la resistenza ohmica presente tra ciascuna coppia di terminali.

Il controllo di cui sopra deve essere eseguito considerando entrambe le polarità dei puntali dell'ohmetro (oppure in riferimento ad una delle due possibili), prendendo nota dei valori riscontrati su di un apposito grafico. Alla prima occasione, è poi utile ripetere l'intero procedimento con un altro paio di circuiti integrati dello stesso tipo, prendendo nota di ogni variazione nei confronti della quale non è presumibile alcun difetto intrinseco.

Il grafico di **figura 2** rappresenta un esempio di questo controllo eseguito su di un circuito integrato. I valori effettivi dipendono da quale tipo di ohmetro venga usato, dalla polarità della sua batteria interna, e dalla portata che viene adottata per ogni singola misura.

E' inoltre possibile riscontrare perdite nel substrato che rendono a volte dubbie determinate letture. Un esempio tipico è quello relativo al terminale 4 del circuito illustrato a titolo di esempio in alto alla figura 2. Si nota infatti una lieve dispersione rispetto al terminale 11 (circa 6.000 Ω) quando il puntale nero fa capo al terminale n. 4.

La resistenza compresa tra i terminali 4 e 9 è del pari di valore basso, ma ciò accade in quanto una resistenza di basso valore (pari a circa 3.000 Ω) è presente tra il terminale 8 ed il terminale 11, internamente al circuito integrato.

Si suppone che il terminale 4 sia perfettamente isolato dagli altri, secondo lo schema interno illustrato.

Il fatto poi che questa perdita si verifichi all'interno del substrato è dimostrato dalla naturale polarizzazione della perdita stessa: infatti, quando il puntale rosso dell'ohmetro viene applicato al terminale 4 (anziché quello nero), la resistenza misurata è di valore infinito (INF) come appunto deve essere nei confronti di tutti gli altri terminali ad eccezione di quello contrassegnato col N. 6.

A causa delle complicazioni del tipo citato, le misure pratiche sono

rapide, facili, e più significative. Le perdite del tipo descritto possono però non alterare le prestazioni del circuito: inoltre, l'intervento indispensabile del saldatore per isolare i terminali di alcuni tipi di circuiti integrati costituisce un rischio, in quanto comporta la possibilità di arrecare danni all'unità integrata a causa del calore. Questo è il motivo per il quale il metodo più facile e sicuro che deve essere seguito per provare un circuito integrato consiste nel sottoporlo a determinati tipi di misure mentre esso è ancora collegato al circuito di cui fa parte, ed è quindi in perfette condizioni di funzionamento.

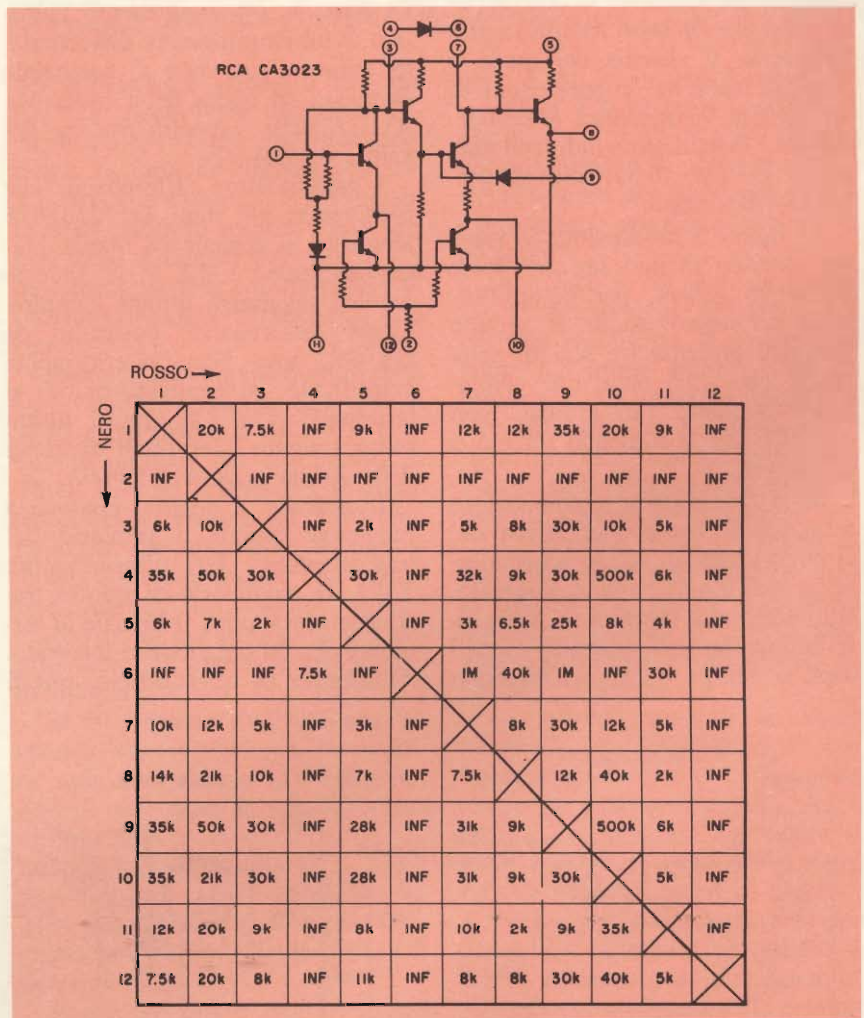


Fig. 2 - La parte superiore di questa figura illustra lo schema elettrico tipico del circuito integrato RCA Mod. CA3023. In basso è stato riprodotto un grafico che — col sistema della tavola pitagorica — permette di prendere nota di tutti i valori resistivi che ciascun terminale presenta nei confronti di tutti gli altri terminali disponibili. I valori resistivi dipendono però dalla polarità dei puntali dell'ohmetro, contraddistinti nel modo consueto mediante i colori nero e rosso. Le misure sono state rilevate con una portata ohmmetrica corrispondente; la sigla INF significa che la relativa misura ha dato un valore resistivo infinito.

LE SEZIONI INTEGRATE DI BASSA FREQUENZA

Tra i circuiti adottati dalle diverse Fabbriche che usano circuiti integrati nella sezione suono dei ricevitori televisivi si riscontrano notevoli analogie. In linea di massima, il circuito integrato comprende la sezione di Media Frequenza suono (funzionante notoriamente sulla frequenza di 5,5 MHz), il rivelatore suono a diodi (solitamente del tipo a rapporto), ed il preamplificatore di Bassa Frequenza.

Le connessioni interne variano invece notevolmente, anche tra un tipo e l'altro di circuito integrato usato in uno stesso modello di una determinata Fabbrica. Tuttavia, una volta che sia stato compreso perfettamente il sistema col quale è possibile valutare le prestazioni di un circuito, la sequenza delle operazioni è la medesima indipendentemente dal tipo di circuito integrato che viene usato.

La **figura 3** rappresenta lo schema elettrico di una sezione tipica di questo genere, per l'amplificazione dei segnali audio. Il circuito integrato presenta tre sezioni principali, che sono state qui volutamente separate (ed indicate con 1/3 IC) pur costituendo un unico elemento).

Se si confrontano le connessioni terminali dei componenti esterni del circuito illustrato con lo schema interno dell'intero circuito integrato, riprodotto alla **figura 4**, è facile riscontrare che i collegamenti facenti capo al «chip» a circuito integrato

sono analoghi a quelli della sezione integrata per il suono. L'unica differenza consiste nell'ordine di numerazione dei diversi terminali.

Il secondario del trasformatore T301 applica il segnale di Media Frequenza suono, avente la frequenza caratteristica di 5,5 MHz, tra i piedini contrassegnati con i numeri 1 e 2 di questo circuito integrato. Il terminale n. 2 viene tenuto al potenziale di massa agli effetti della componente a radiofrequenza, a causa della presenza della capacità da 0,01 μ F.

Il transistorore Q1, facente parte del circuito integrato (come risulta alla figura 4) riceve il segnale di ingresso a Media Frequenza suono. La base di Q5 rappresenta l'altro lato di un amplificatore differenziale, tenuto a sua volta al potenziale di massa ad opera della resistenza R11, e della capacità esterna del valore di 0,01 μ F.

L'amplificatore differenziale che comprende gli stadi Q1/2/3/4/5 amplifica il segnale di Media Frequenza suono a 5,5 MHz. Questo segnale raggiunge quindi l'amplificatore differenziale costituito da Q6/Q9, dove viene ulteriormente amplificato, ed applicato quindi ai terminali 11 e 12. Questi ultimi rappresentano i terminali di uscita della prima sezione integrata.

Il segnale a Media Frequenza raggiunge quindi il primario del trasformatore del discriminatore T302. Il secondario di questo trasformatore applica il segnale ai terminali 9 e 10 del circuito integrato. All'interno di quest'ultimo, questi

terminali fanno capo ad un rivelatore a rapporto munito di un ponte di diodi. Il rivelatore provvede — come il Lettore certamente sa — alla demodulazione del suono irradiato in FM contenuto nella Media Frequenza.

Il segnale a frequenza acustica viene infine prelevato dal terminale n. 13.

I circuiti di controllo del volume e del tono provvedono quindi ad applicare il segnale a frequenza acustica al terminale n. 7. Questo ultimo rappresenta il terminale di ingresso della sezione finale di questo stesso circuito integrato.

Su uno dei «chip», un amplificatore del tipo Darlington (costituito da Q10 e da Q11), e lo stadio ad accoppiamento di emettitore (Q16) amplificano il segnale in questione. Quest'ultimo viene quindi reso disponibile all'uscita di Bassa Frequenza, contrassegnata col n. 5, attraverso la quale viene applicato al transistorore finale del ricevitore.

Il terminale n. 14 del circuito integrato è il punto nel quale viene applicata la tensione di alimentazione. Nei suoi confronti, una resistenza esterna provvede a ridurre la suddetta tensione di alimentazione al livello che viene prestabilito ad opera dei diodi Z2 e Z3, collegati in serie tra loro, e facenti capo a massa dal lato opposto.

I transistorori Q12, Q13, Q14 e Q15, nonché il diodo zener Z1, provvedono a regolare la tensione continua per i diversi stadi di amplificazione.

Il terminale n. 8 fa capo al secondo amplificatore differenziale della sezione di Media Frequenza del circuito integrato. Esso permette il collegamento a massa della base di Q9, disattivando quindi l'amplificatore di Media Frequenza, e bloccando il suono del segnale presente nella Media Frequenza. Questo è il sistema attraverso il quale il suono può essere soppresso quando il sintonizzatore viene fatto funzionare tramite il comando a distanza.

I metodi per provvedere al controllo di questi circuiti integrati possono essere ritenuti addirittura intuitivi. Se si usa il metodo di indagine tramite il segnale, esso può

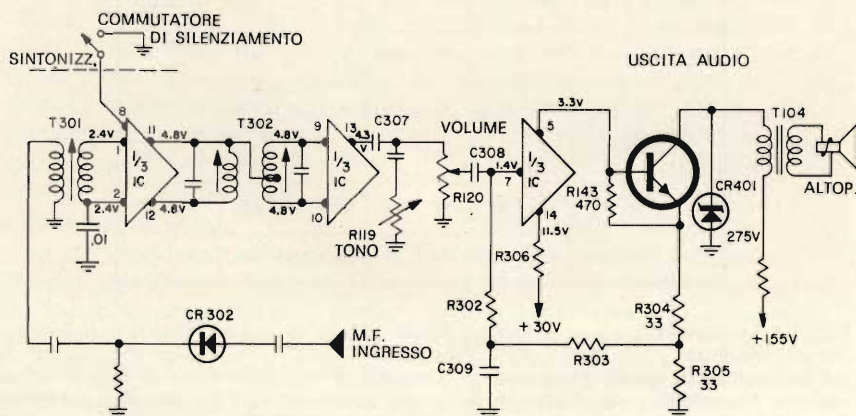


Fig. 3 - Schema elettrico della sezione suono di un moderno televisore, munito di un circuito integrato suddiviso simbolicamente in tre sezioni, ciascuna delle quali viene qui identificata dalla sigla 1/3 IC.

consistere sia nel seguire il percorso del segnale che viene ricevuto durante una trasmissione, sia nel seguire quello di un eventuale segnale che venga iniettato in corrispondenza dell'ingresso.

Per seguire il percorso del segnale, conviene impiegare un segnale avente la frequenza di 5,5 MHz, modulato con una nota a frequenza acustica, che deve essere iniettato ai capi della resistenza di carico del diodo rivelatore (CR302 nel circuito di figura 3).

Se il trasformatore T301 è in buone condizioni di funzionamento, il rivelatore presente nella sonda del «signal-tracer» deve rivelare il segnale audio in corrispondenza del terminale n. 1 del circuito integrato. Il medesimo segnale deve presentarsi, notevolmente amplificato, in corrispondenza del terminale 11. Esso deve inoltre risultare presente al terminale n. 12, in quanto l'estremità del trasformatore del discriminatore non è a massa. Se anche T302 è in perfette condizioni di funzionamento, deve essere possibile riscontrare la presenza del segnale amplificato anche ai terminali 9 e 10.

Non è necessario disporre della sonda contenente uno stadio rivelatore per riscontrare la presenza del segnale al terminale 13. Il segnale a frequenza acustica deve infatti essere in questo punto particolarmente forte (a meno che non si faccia uso di un generatore di segnali che fornisca un suono a modulazione di frequenza, anziché il solito generatore funzionante a modulazione di ampiezza).

Per la prova, è necessario mettere in contatto il puntale del «signal-tracer» col terminale n. 7, il che permette di controllare il funzionamento dei comandi di volume e di tono. In corrispondenza del terminale n. 5 del circuito integrato dovrebbe essere possibile notare la presenza di una nota a frequenza acustica molto amplificata.

Se invece si sceglie il metodo del controllo di sintonia per verificare le condizioni del circuito integrato, conviene usare sempre un segnale alla frequenza di 5,5 MHz, modulato in frequenza, oppure il segnale del canale suono facente parte

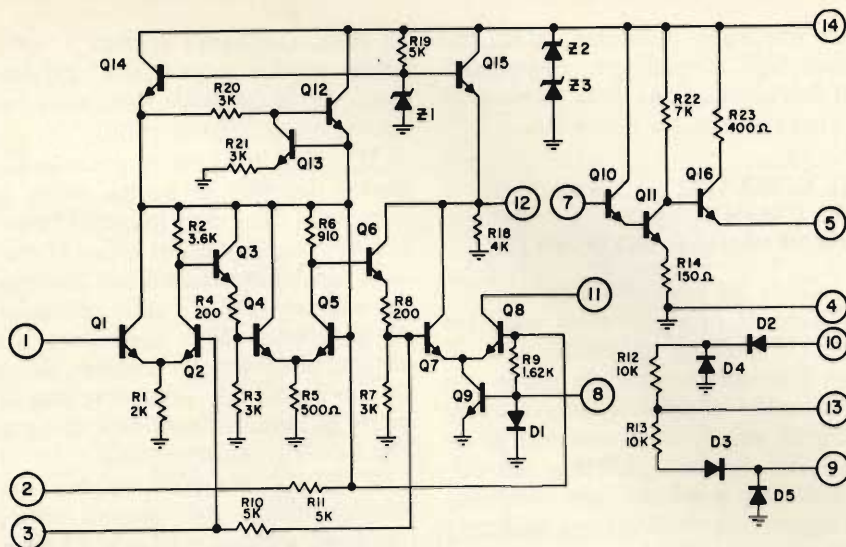


Fig. 4 - Schema elettrico interno dell'intero circuito integrato impiegato nella sezione suono di cui alla figura 3. In questa illustrazione, sono quindi comprese le tre unità rappresentate dal simbolo a triangolo nella precedente figura.

del programma irradiato da una stazione trasmittente televisiva. Diversamente, se si ha una certa esperienza in fatto di allineamenti con il generatore «sweep», il rilevamento della curva di responso può fornire molti dati assai interessanti per quanto riguarda le caratteristiche di funzionamento, le prestazioni, e la sintonia.

Eeguire le tre operazioni di messa a punto, ossia la taratura di T301 e del primario di T302, nonché la taratura del secondario di T302, fino ad ottenere la migliore riproduzione sonora. Se T301 non risponde alle operazioni di regolazione, è assai probabile che questo trasformatore sia guasto, oppure che esista un inconveniente nell'amplificatore differenziale del circuito integrato.

Se il primario di T302 non risponde alla regolazione, il sospetto cade sul relativo avvolgimento, oppure sul secondo amplificatore differenziale.

Se infine il secondario di T302 non risponde alla regolazione, le parti difettose sono assai probabilmente la relativa bobina, oppure il ponte di diodi.

Anche la prova delle tensioni continue è abbastanza significativa. La tensione presente sul terminale n. 14 permette di stabilire se i diodi Z2 e Z3 (entrambi facenti parte del circuito integrato) e la resistenza in serie R306 sono in buone con-

dizioni. Se le tensioni presenti sui terminali 2 e 12 sono corrette, ciò significa che anche la parte restante del regolatore di tensione che si trova all'interno del circuito integrato è in perfette condizioni di funzionamento.

Se invece si riscontra la presenza di tensioni errate al terminale 2, ciò può significare la presenza di guasti nel primo amplificatore differenziale. La presenza inoltre di tensioni errate ai terminali 7 o 5 significa che l'inconveniente è senz'altro nella sezione di preamplificazione a Bassa Frequenza.

Il terminale n. 13 — infine — può presentare una tensione errata rispetto a quella considerata normale, soltanto se l'eventuale guasto è localizzato all'interno del circuito rivelatore.

Le tensioni presenti su alcuni terminali vengono applicate principalmente attraverso componenti esterni al circuito integrato. Ad esempio, la tensione del valore di 4,8 V che viene applicata al terminale 11 nello schema di figura 3 giunge a quel punto attraverso parte dell'avvolgimento secondario di T302; la stessa cosa può essere affermata nei confronti delle tensioni presenti sui terminali 9 e 10.

La tensione continua presente sul terminale n. 1 viene invece dal terminale n. 2, attraverso il secondario di T301. Le constatazioni di questo tipo sono assai importanti

da effettuare, nell'eventualità che uno degli avvolgimenti responsabili dell'applicazione della tensione di alimentazione sia interrotto.

IL CIRCUITO DI CROMINANZA IN VERSIONE INTEGRATA

Come già abbiamo accennato all'inizio, il primo circuito integrato per la sezione di crominanza di un televisore a colori fu quello con cui venne allestito il demodulatore Zenith nel 1969. Si trattava di un circuito integrato del tipo con collegamenti a spinotti, che eliminava l'aggravante di numerose saldature per le connessioni ai circuiti esterni. L'unità era del tipo rotondo, e presentava un totale di 9 contatti che venivano inseriti in un apposito zoccolo.

Il più importante progresso nei confronti dei circuiti di crominanza si verificò tuttavia solo poco tempo fa. I telai di produzione Zenith Mod. 4B25C19 e 40BC50, rispettivamente della categoria ibrida e tutta a transistori, sono entrambi muniti di una sezione di crominanza funzionante interamente con circuiti integrati. Questa sezione comprende tre circuiti integrati, illustrati nella foto di **figura 5**.

Si tratta di unità «in-line» di tipo piatto, adattabili ad un apposito supporto applicato sulla basetta a circuiti stampati.

La prova pratica di questa serie

di circuiti integrati sembra a tutta prima piuttosto complessa: ciò nonostante, le difficoltà sono assai inferiori a quelle presumibili.

Il principio di prova precedentemente descritto si adatta anche a questi tipi di circuiti integrati, come alla prova di qualsiasi altro. Il metodo combinato, basato sull'impiego del «signal-tracer» e sulle operazioni di allineamento costituisce un sistema adeguato per iniziare, dopo di che è possibile procedere con le prove a corrente continua, sempre che lo si ritenga necessario.

E' facile ottenere un'idea del funzionamento del sistema osservando lo schema a blocchi di **figura 6**. Essa raggruppa infatti tutto ciò che occorre normalmente conoscere nei confronti di qualsiasi sezione di crominanza di un TVC.

Lo schema dettagliato dei componenti associati, illustrato alla **figura 7**, costituisce un aiuto assai più specifico per stabilire in quali punti eseguire le connessioni per la sequenza delle prove. I terminali del circuito integrato sono accessibili lungo il bordo di ciascuna unità. Su di un telaio, è stato però necessario estrarre il pannello dei circuiti di convergenza, in modo da poter accedere ai terminali del circuito integrato, tramite la sonda del «signal tracer».

Per raggiungere il circuito integrato che elabora la sottoportante, è stato invece necessario togliere

una vite, e sollevare uno schermo in modo da facilitare l'introduzione degli attrezzi. Anche in tal caso, è possibile riscontrare delle difficoltà per raggiungere i terminali compresi tra il n. 1 ed il n. 8 di questo circuito integrato, in quanto essi sono disposti lungo il retro dell'unità integrata. Di conseguenza, il cinescopio ed il giogo costituiscono un ostacolo da sormontare.

In questa particolare circostanza, applicando un segmento di conduttore di rame rigido nudo aggranciato all'estremità della sonda del voltmetro, e piegato opportunamente, è stato possibile raggiungere questi terminali, ed applicare o prelevare i segnali di prova. Naturalmente, sono state adottate tutte le possibili precauzioni per evitare di provocare cortocircuiti tra due o più terminali, durante l'esecuzione delle diverse misure.

Agli effetti delle diverse prove, il ricevitore deve funzionare con la applicazione di un segnale prestabilito ad «arcobaleno» che deve essere applicato ai terminali di antenna. In tal caso, il segnale può essere facilmente seguito con l'aiuto, dell'oscilloscopio, usando una sonda diretta.

La prova può essere iniziata convenientemente nel punto A, con l'oscilloscopio predisposto su di un sottomultiplo della frequenza di deflessione orizzontale (con una frequenza di circa 5,2 kHz, si ottengono tre righe).

In tali condizioni, dovrebbe essere possibile vedere una forma d'onda ad arcobaleno del tipo «keyed», come si osserva alla **figura 8**, e precisamente nell'oscillogramma che rappresenta la forma d'onda del segnale prelevato nel punto A del circuito di **figura 7**.

L'ampiezza normale di questo segnale è compresa tra 2 e 3 V da picco a picco, ed un segnale analogo, ma di minore ampiezza, può essere ottenuto prelevandolo nel punto B, sempre in riferimento al circuito di **figura 7**.

La **figura 8** — come il Lettore avrà certamente già compreso — consiste in una serie di otto oscillogrammi, ciascuno dei segnali è contraddistinto mediante uno o più contrassegni che rappresentano il

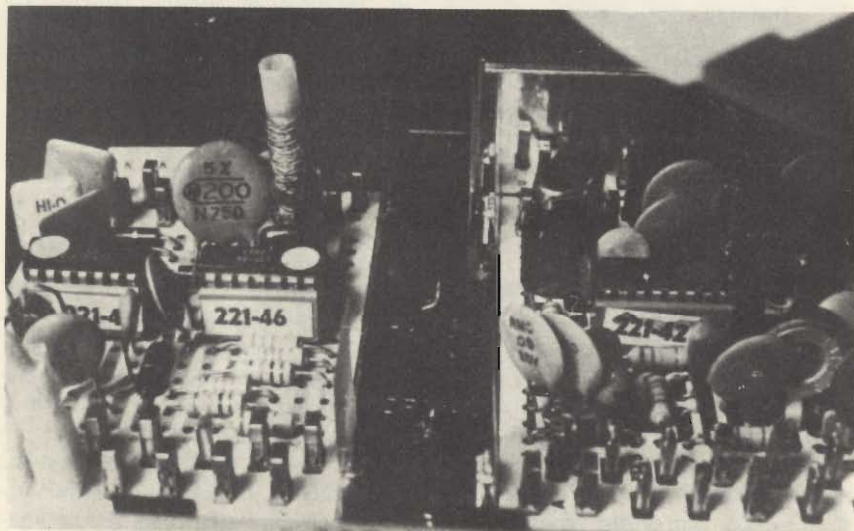


Fig. 5 - Fotografia illustrante tre esempi di impiego di unità integrate per l'allestimento di televisori di produzione commerciale.

punto nel quale il segnale viene prelevato rispetto al circuito di figura 7. Ciò premesso, la forma di onda del segnale prelevato nei punti C, D, e E ed F presentano la cosiddetta obliterazione degli impulsi di sincronismo. Infatti, sono piuttosto difficili da bloccare su di un oscilloscopio di tipo normale. E' perciò necessario predisporre lo strumento per il funzionamento con un segnale di sincronismo esterno, ed aggiungere un collegamento per il sincronismo in contatto con la sezione di deflessione orizzontale del ricevitore.

La forma d'onda illustrata deve presentare un'ampiezza da picco a picco dell'ordine di 0,7 V.

La forma tipica del segnale prelevato nel punto G dipende dalla regolazione del controllo di cromaticità. Con questo comando al minimo, il segnale presenta un'ampiezza di circa 0,1 V; se invece il relativo comando viene ruotato completamente in senso orario, l'ampiezza raggiunge un valore superiore a 0,2 V da picco a picco, come appare appunto nelle due illustrazioni.

Il segnale prelevato nel punto H rappresenta la sottoportante alla frequenza di 4,43 MHz. Si tratta di un segnale piuttosto intenso, che viene però soppresso durante ciascun impulso di sincronismo orizzontale, per cui non è necessario variare la regolazione dell'oscilloscopio. Così come è stata rappresentata, questa forma d'onda è caratterizzata da un'ampiezza di circa 1,5 V da picco a picco.

Le forme d'onda dei segnali di iniezione R-Y e B-Y, nei punti I ed J, sembrano i medesimi. Anche l'ampiezza è approssimativamente la stessa. La differenza di fase — inoltre — non è certamente apprezzabile su di un oscilloscopio di tipo normale.

La forma d'onda dei segnali di cromaticità prelevati nei punti K, L ed M — infine — sembrano del pari abbastanza simili tra loro. Tuttavia, è evidente che la fase non è la medesima (vengono qui rappresentate soltanto due righe di deflessione orizzontale, per facilitare la analisi visiva del segnale).

L'uscita del segnale B-Y, prelevata nel punto K, ha un'ampiezza

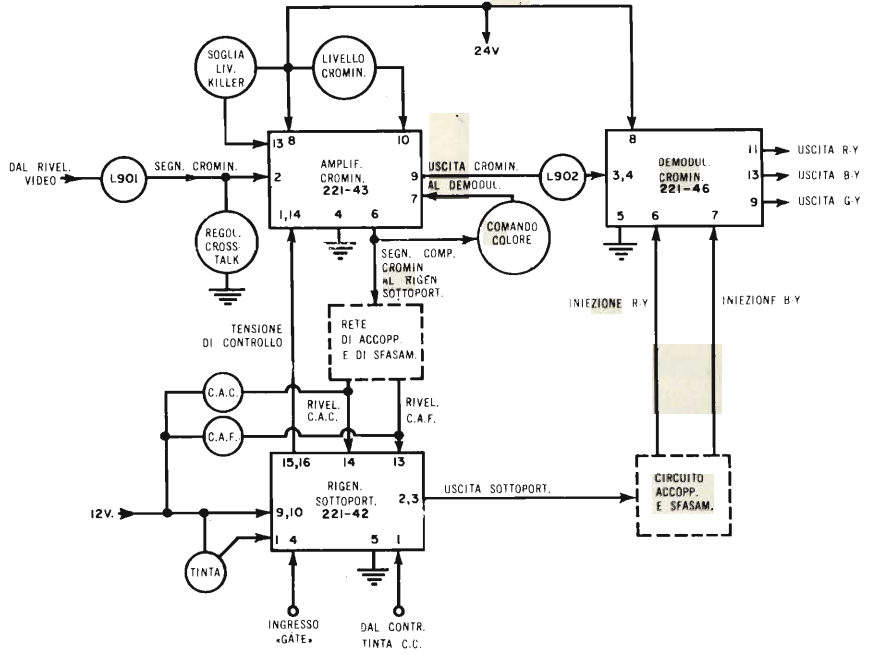


Fig. 6 - Schema a blocchi della sezione di cromaticità in versione integrata, disegnata in modo tale da mettere in evidenza l'analogia con la sezione di cromaticità che fa invece uso di componenti di tipo discreto.

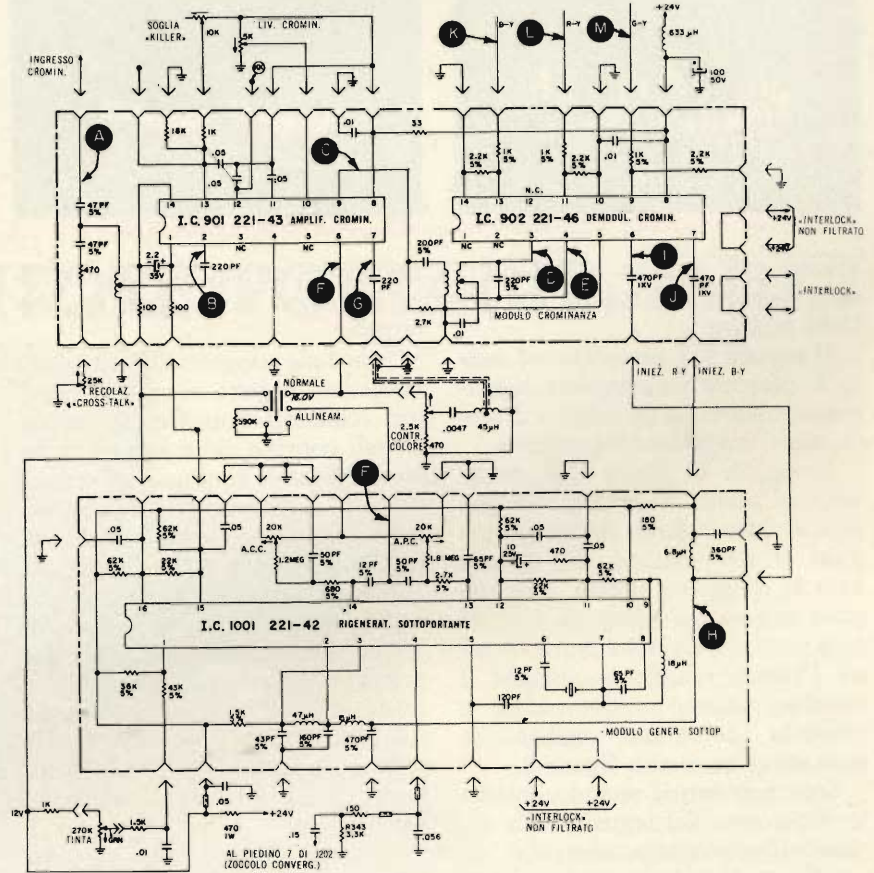


Fig. 7 - Questo è lo schema elettrico delle parti esterne che vengono impiegate con una unità integrata per completare la sezione di cromaticità di un tipico televisore a colori. L'importanza dei punti di prova è stata evidenziata nel testo, ed i vari simboli alfabetici in bianco su dischetto nero individuano i punti di prova corrispondenti ai segnali riprodotti negli oscillogrammi di figura 8.

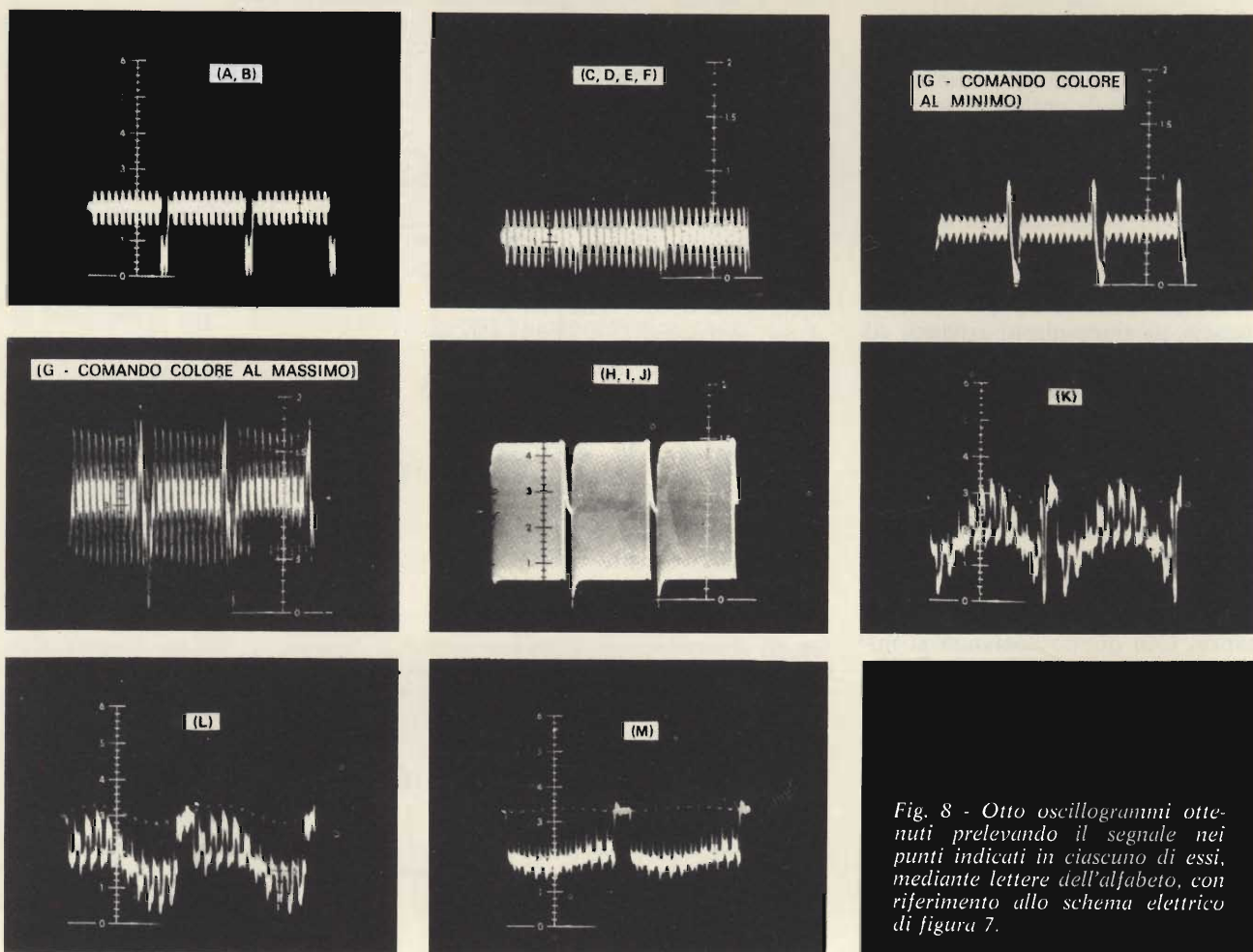


Fig. 8 - Otto oscillogrammi ottenuti prelevando il segnale nei punti indicati in ciascuno di essi, mediante lettere dell'alfabeto, con riferimento allo schema elettrico di figura 7.

di circa 4 V da picco a picco, e la sesta barra è la maggiore con polarità positiva.

Il segnale R-Y prelevato nel punto L presenta un'ampiezza leggermente minore. La terza barra diventa infatti maggiormente positiva.

Il segnale di uscita G-Y, prelevato nel punto M, presenta un'ampiezza video ridotta. Anche gli impulsi di soppressione, che presentano la maggiore altezza, raggiungono soltanto il valore di 2 V da picco a picco. La nona barra — ossia l'ultima visibile — assume il massimo valore positivo, come è possibile constatare nell'oscillogramma relativo alla figura 8.

Seguendo con il metodo descritto il percorso del segnale nella sezione di cromaticità, si svolge un lavoro assai simile a quello che si svolge di solito nei confronti di un normale ricevitore a valvole o a transistori. In pratica, si cerca di osservare le caratteristiche dei me-

desimi tipi di segnali, e le ampiezze non sono inoltre gran che differenti.

Una delle maggiori differenze che sussistono rispetto ai tipi di ricevitori realizzati con circuiti convenzionali consiste nella natura intrinseca a corrente continua dei comandi: tutti i dispositivi di controllo, tra cui quello di tonalità, quello del livello di cromaticità, il controllo automatico di fase (CAF) il controllo automatico di contrasto (CAC) ed anche la soglia di soppressione («killer») del colore, esercitano tutti una certa influenza sul funzionamento del circuito integrato, in quanto applicano al suo ingresso una tensione di valore variabile.

Per seguire il controllo, basta applicare il puntale di un voltmetro per corrente continua al cursore di ciascun potenziometro, e notare se la tensione ivi presente varia nel modo dovuto facendone ruotare lo

albero di comando. Se la variazione è regolare, è chiaro che si deve verificare l'effetto desiderato nei confronti delle prestazioni del circuito integrato sottoposto a quel controllo.

Solo il comando di regolazione del colore, e quello di messa a punto del «cross talk» (CTA) funzionano direttamente sul segnale. (il CTA viene regolato durante l'applicazione del segnale a barre di colore; occorre perciò lasciarlo in una posizione che consenta la minore deformazione e la maggiore nitidezza dei bordi delle barre di colore sul cinescopio).

Per eseguire altre prove in corrente continua, è possibile ricorrere alla tabella che segue: essa elenca le normali tensioni che devono essere riscontrate in corrispondenza dei terminali dei tre circuiti integrati. Tutte le tensioni qui indicate sono state rilevate con un multimetro equipaggiato con transistori ad effet-

ELENCO DEI RILEVAMENTI

Circuito integrato IC 901 (Amplificatore di cromaticità)

(1) 7,5 V	(7) 1,3 V	(11) 14 V
(2) 1,7 V	(8) 22 V	(12) 14 V
(3) NC*	(alimentazione)	(13) 13-16 V (15 normale)
(4) Massa	(9) 18 V	(14) 7,5 V
(5) NC*	(10) 0-22 V	
(6) 20 V	(5 V normale)	

Circuito integrato IC 902 (Demodulatore)

(1) NC*	(6) 6 V	(10) Massa
(2) NC*	(7) 6 V	(11) 14 V
(3) 3,5 V	(8) 23 V	(12) NC*
(4) 3,5 V	(alimentazione)	(13) 14 V
(5) Massa	(9) 14 V	(14) Massa

Circuito integrato IC 1001 (Rigeneratore della sottoportante)

(1) 7-7,5 V	(6) 2,6 V	(11) 8 V
(7,3 normale)	(7) 11,5 V	(12) 8 V
(2) 11 V	(8) 11 V	(13) 6,5 V (C.A.F.)
(3) 11 V	(9) 12 V	(14) 6,5 V (C.A.C.)
(4) 1,5 V	(10) 12 V	(15) 7,5 V
(5) Massa	(alimentazione)	(16) 7,5 V

NC* = Non collegato

Come è stato premesso a suo tempo, i circuiti dei ricevitori televisivi prodotti dalle varie Fabbriche presentano tutti notevoli analogie, almeno per quanto riguarda la sezione suono e di elaborazione dei segnali di cromaticità.

Quindi, nell'eventualità che le norme qui enunciate dovessero essere sfruttate per eseguire controlli della medesima natura su di un altro tipo di televisore, che faccia cioè uso di altri modelli di circuiti integrati, e che presenti quindi una struttura circuitale leggermente diversa, il Lettore dovrà tenere nella dovuta considerazione tutte le eventuali differenze, e basarsi esclusivamente sull'analogia tra i circuiti citati ad esempio e quelli nei confronti dei quali egli intende eseguire le misure modificando gli interventi di applicazione e di prelevamento del segnale, a seconda delle circostanze.

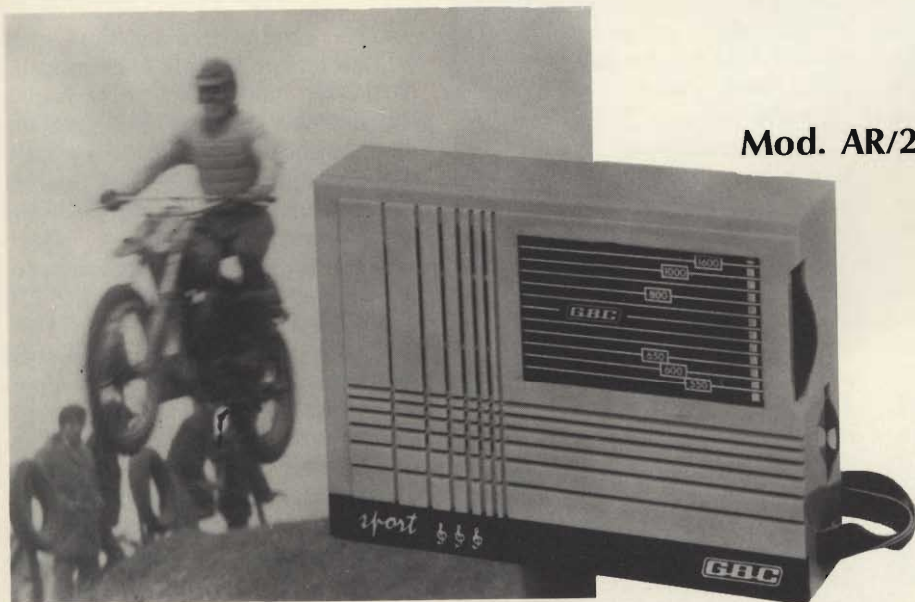
Ciò — naturalmente — presuppone la disponibilità di una certa esperienza pratica da parte dell'operatore, nel senso che sarebbe assurdo pretendere che un televisore a colori venga manomesso da una persona che non ha una competenza sufficiente per sfruttare gli argomenti che sono stati qui esposti.

CONCLUSIONE

Naturalmente, le prove e le misure descritte in questo articolo sono state riferite esclusivamente ai circuiti citati.

to di campo, e quindi ad altissima resistenza interna, e nei confronti di un segnale ad arcobaleno del tipo «keyed». Il valore delle tensioni variabili dipende naturalmente dalle posizioni dei rispettivi controlli.

RADIORICEVITORE PORTATILE



Mod. AR/27

Sport

Gamme di ricezione:
OM/OL

9 transistori
Antenna in ferroxcube
incorporata
Potenza di uscita: 200 mW
Presa per auricolare
Alimentazione: 6 Vc.c.
Dimensioni: 126x93x35



Fig. 1 - La Nikon F.2 vista di fronte offre una linea molto raccolta dagli spigoli arrotondati e dalle preziose finiture.

LA NIKON F. 2 E LA MACROFOTOGRAFIA

di Alberto GRECO

La Nikon è l'unica fabbrica di macchine fotografiche che non segue le mode del mercato per cui gli ci son voluti oltre dieci anni per lanciare un nuovo modello che è appunto la F.2.

Per prima cosa vediamo la carrozzeria di questa fotocamera, opportunamente riveduta per renderla più gradevole e per obbedire ad una richiesta di maggiore funzionalità operativa.

La leva di avanzamento della pellicola è stata ridisegnata: più robusta, dotata di un meccanismo di nuovo tipo, assicura uno spostamento della leva di appena 120 gradi. Spostata dalla sua posizione di riposo, attiva il circuito della cellula fotoelettrica.

Modificato anche il rocchetto ri-

cevitore della pellicola; risulta adesso molto più comodo del precedente, consentendo l'aggancio del film con estrema facilità.

Migliorati il meccanismo di scatto e l'otturatore. Il pulsante si trova adesso spostato avanti e risulta più agevole manovrarlo; munito della regolazione a T, con un originale sistema permette di eseguire esposizioni fino a 10 secondi. Lo otturatore è stato modificato e consente una velocità di esposizione di 1/2000 con possibilità di utilizzare il lampeggiatore elettronico a 1/80 di secondo. Tutto il complesso otturatore-tendina-specchi, risulta assai robusto e privo di vibrazioni. A questo scopo sono stati adottati speciali accorgimenti: un freno speciale, collocato a fine corsa dello specchio ne attutisce l'urto; lo specchio,

inoltre, risulta di dimensioni migliorate, rispetto agli altri modelli, così che montando ottiche molto lunghe, non si hanno più vignettature ai bordi. Beninteso la Nikon mantiene sempre quella sua particolarità che consiste nella visione totale del campo inquadrato.

I dorsi motore sono di nuovo tipo ed è possibile montarne per 250 e 800 esposizioni.

Cambiato anche il Photomic. Si presenta più piccolo e più compatto, anche se è difficile rimuoverlo dal corpo macchina, ma il suo funzionamento è adesso più semplice e pratico. Le batterie che fanno funzionare il complesso sono due allo ossido di argento e assicurano allo esposimetro una maggiore stabilità e delle esposizioni più precise.

Con la Nikon per la prima volta

ho preso contatto con il Micro Nikkor, che è un obiettivo speciale da 55 mm che oltre ad avere una resa ottica ragguardevole, superiore al già notevole grado di definizione dei Nikkor, è adatto per le fotografie a distanza ravvicinata in quanto fornito di un allungamento maggiorato che permette di eseguire fotografie con rapporto di 1 : 1. L'uso dell'obiettivo non richiede calcoli particolari, perché l'inquadratura avviene attraverso il mirino Photomic e così anche la misurazione della luce che viene calcolata nel modo consueto.

Vedasi le due fotografie del servizio: una è la fotografia del mio gatto ripreso a una distanza di 50 cm e l'altra è quella di un... chicco d'uva coperto di brina, ripreso con fattore d'ingrandimento di 1 : 1 e ingrandimento fotografico, in fase di stampa molto spinto. Il gatto è stato fotografato con pellicola da 100 Asa e flash elettronico indiretto a un metro di distanza. Il chicco d'uva è stato ripreso invece con luce solare dalla finestra e lampo elettronico laterale.

Questo obiettivo è così piccolo e leggero e il suo uso risulta così facile che, chiunque, dopo alcuni esperimenti, riuscirà a utilizzarlo senza alcuna difficoltà. Bisogna anche dire che il Micro Nikkor è anche adatto per normali fotografie e in questo caso i risultati sono superlativi.

Un consiglio per chi si avventura nel campo della macro fotografia, tanto affascinante: è preferibile usare il lampeggiatore elettronico anziché una fonte di luce come una lampadina, perché alle minime distanze e con forti ingrandimenti, anche una fotografia scattata a 1/1000 può risultare mossa. Il lampo invece congela l'immagine particolarmente ora che è possibile usare 1/80. Naturalmente usando la luce del sole, bisogna fare attenzione, perché anche 1/80 è una velocità troppo bassa, combinata con quella del lampeggiatore e c'è pericolo di scoprire poi sul negativo due immagini provocate dalla doppia illuminazione. Ma in casa o all'ombra non v'è pericolo alcuno di doppie impressioni.



Fig. 2 - La Nikon F.2 in posizione coricata. Dal punto di vista operativo questa fotocamera è molto ben costruita avendo tutti gli organi di funzionamento situati in posizione comoda e facilmente accessibile.

Fig. 3 - Fotografia del gatto «Gigi» eseguita col Micro Nikkor a diaframma 8, pellicola 100 Asa, lampo elettronico riflesso.



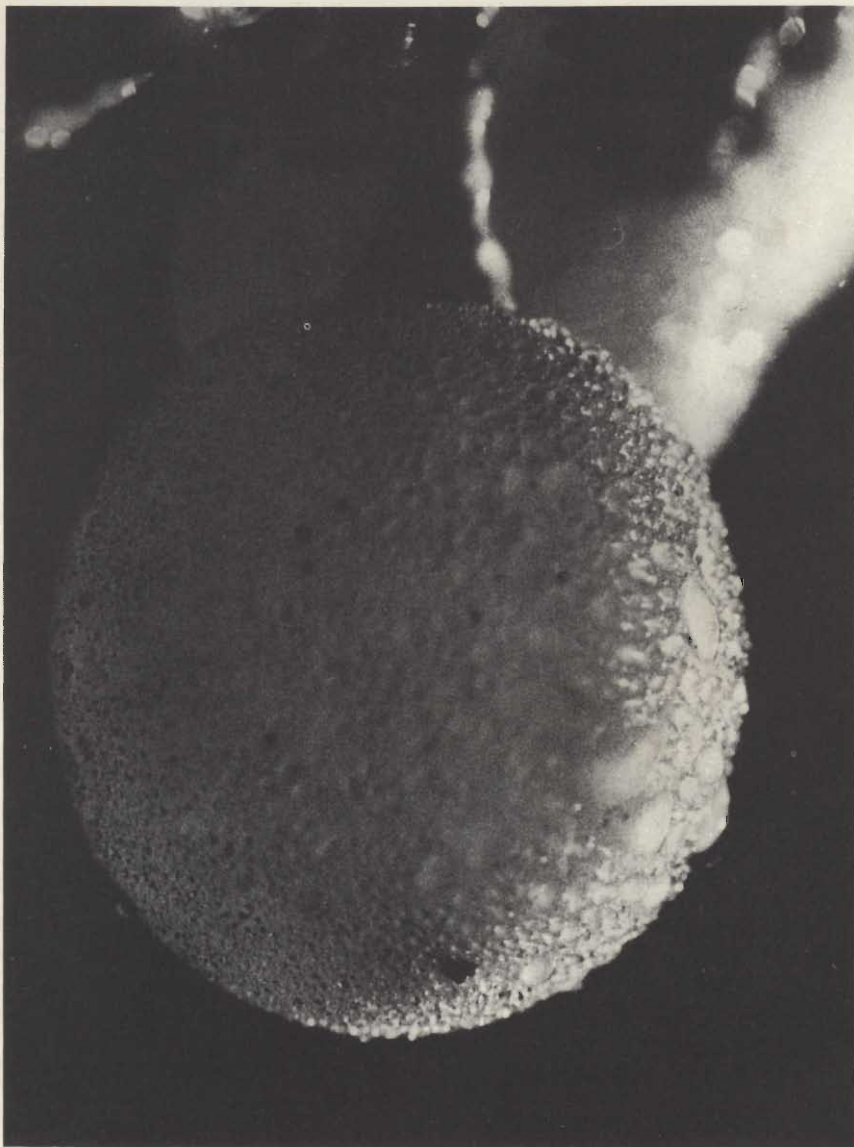


Fig. 4 - Un chicco d'uva fotografato col Micro Nikkor alla massima estensione, pellicola 400 Asa, diaframma 22 lampo elettronico e luce solare.

Il Micro Nikkor ha una resa eccezionale, tanto che la sua incisione può risultare superiore a quella di una macchina 6 x 6.

Una buona norma è quella di mandare il lampo sul soggetto attraverso una fonte di diffusione. A questo scopo basta avvolgere il flash con un fazzoletto o con un foglio di carta bianca, in modo da avere una luce diffusa. Meglio ancora sarebbe costruirsi una specie di scatola di carta bianca, all'interno della quale collocare il piccolo oggetto da fotografare e sparare il lampo dall'esterno, in modo che la luce si diffonda in maniera uniforme e senza creare ombre fastidiose.

In questo caso occorre diaframmare al massimo, in modo di avere una grande profondità di campo. Questo è necessario perché alle piccole distanze la profondità di fuoco risulta di pochi millimetri con poco diaframma.

L'uso del lampeggiatore elettronico a distanza ravvicinata permette perciò l'impiego di un diaframma stretto, come il 22 o più.

Purtroppo le piogge prolungate e la stagione poco clemente, durante l'esecuzione di questo servizio, non mi hanno consentito di eseguire fotografie di fiori.

Mi riservo di riparlare della macro fotografia quando in estate sarà possibile scattare delle fotografie interessanti, all'aperto e a contatto diretto con la natura e approfondirò l'argomento, tenuto conto che questa vuole essere soltanto una breve introduzione.



questi gli articoli più interessanti

- Memorizzatore di dati per calcolatori elettronici.
- Circuiti di smagnetizzazione automatica per cinescopi TVC
- Microscopio elettronico a scansione ad elevata risoluzione
- Concetti fondamentali del magnetismo
- Televisione a colori — parte VI
- I diodi a valanga IMPATT impiegati nelle microonde
- La scienza nell'URSS
- I cristalli liquidi fotoelettrici
- Il cinescopio tricromatico « trinitron »
- Contatore elettronico a decadi

GENERATORE DI SEGNALI AM-FM PHILIPS PM 5321



CARATTERISTICHE TECNICHE

**Gamme di frequenza 0,15...55 MHz
87,5...108 MHz**

Elevata precisione e stabilità di frequenza

AM ed FM simultanee

Attenuatore d'uscita calibrato

**Vobbulatore di media frequenza
(con e senza soppressione)**

Gamma di media frequenza speciale per AM-FM e TV

Il generatore di segnali AM /FM tipo PM 5321 ha due gamme di frequenze: 0,15...55 MHz ed 87,5...108 MHz che coprono tutte le gamme di radiodiffusione e la media frequenza TV. Il generatore serve principalmente per il controllo e la taratura di ricevitori AM, FM e TV.

Una caratteristica speciale di questo generatore è la possibilità di vobbulazione nelle gamme di frequenze che comprendono le medie frequenze usuali AM ed FM (400...500 kHz e 10...11,5 MHz).

A questo scopo il generatore fornisce una tensione derivata dalla rete e con fase variabile per la deflessione orizzontale di un oscilloscopio. Ciò rende possibile la visualizzazione delle curve di risposta di filtri e di amplificatori su di un oscilloscopio evitando la rilevazione punto per punto.

Si può anche controllare acusticamente o per mezzo di un oscilloscopio il fattore di soppressione AM di rivelatori a rapporto o di altri rive-

latori per FM, grazie alla possibilità di avere simultaneamente segnali AM ed FM.

Le sue vaste possibilità rendono questo generatore particolarmente adatto per le applicazioni di laboratorio e per usi sperimentali nelle scuole tecniche. Si possono eseguire le seguenti misure e tarature: Allineamento di stadi VHF e RF.

Misure di amplificazione su ricevitori.

Misure di sensibilità su ricevitori AM ed FM.

Visualizzazione di curve di risposta di amplificatori di media, taratura di discriminatori ecc.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

L'oscillatore è di tipo bilanciato LC ed impiega un doppio triodo.

La gamma di frequenze totale è divisa in otto sottogamme, per mezzo di bobine montate su un selettore rotante a circuiti stampati.

L'accordo è effettuato per mezzo di un condensatore variabile doppio. La tensione dell'oscillatore è rettificata da un diodo al germanio ed inviata al misuratore di uscita.

Una resistenza regolabile in serie al circuito anodico dell'oscillatore permette di mantenere costante la tensione d'uscita per tutte le frequenze mediante l'indicatore incorporato. La tensione di uscita viene quindi regolata al valore desiderato mediante un attenuatore ad impedenza costante con caratteristica logaritmica.

L'oscillatore può essere modulato in frequenza mediante un diodo ed un condensatore collegati in se-

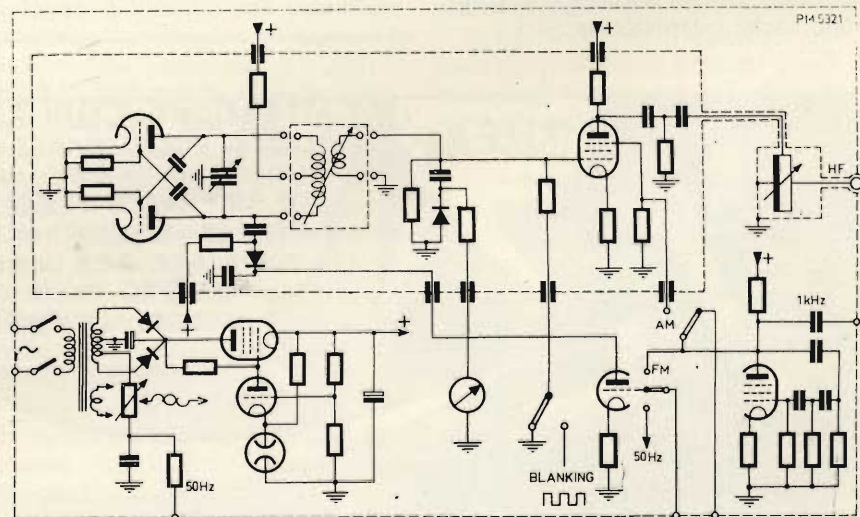


Fig. 1 - Schema di principio del generatore di segnali AM/FM tipo PM 5321.

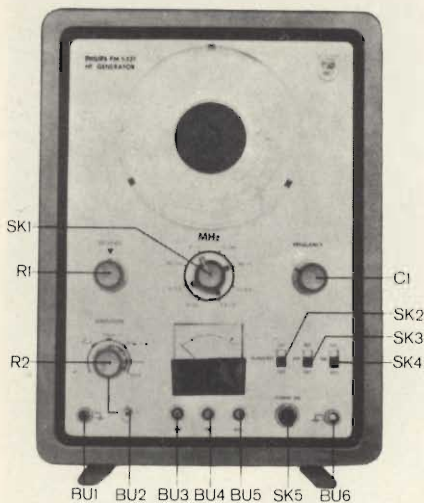


Fig. 2 - Funzioni degli organi di comando:

R1: manopola di calibrazione - R2: comando d'ampiezza - C1: comando di frequenza - SK1: commutatore di gamme di frequenza - SK2: interruttore «blanking» - SK3: commutatore AM int/est. - SK4: commutatore FM int/est. - SK5: interruttore rete - BU1: presa di terra - BU2: presa d'uscita A.F. - BU3: presa d'ingresso AM - BU4: presa d'ingresso FM/uscita 50 Hz - BU5: presa d'uscita 1000 Hz - BU6: presa di massa.

rie ai capi di una metà del circuito oscillante. Il circuito funziona come una capacità dipendente dalla corrente e dissintonizza il circuito oscillante in funzione della corrente applicata.

La modulazione d'ampiezza è ottenuta sulla griglia di soppressione della valvola d'uscita. La tensione di modulazione per l'AM e l'FM (a 1000 Hz) è generata da uno stadio RC (oscillatore a spostamento di fase). Questa tensione è disponibile anche esternamente.

Per la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio durante la vobbulazione si usa una tensione a frequenza di rete derivata dal trasformatore e con fase regolabile mediante una rete sfasatrice.

Per garantire un'alta stabilità di frequenza viene impiegato un alimentatore completamente stabilizzato.

DATI TECNICI

Frequenze

Gammae

0,15...0,48 MHz	15 ... 55 MHz
0,48...1,5 MHz	10 ... 11,5 MHz
1,5 ...4,8 MHz	87,5...108 MHz
4,8 ...15 MHz	0,4... 0,5 MHz

Errore < 1%

Modulazione

AM interna

In tutte le gamme

Frequenza: 1000 Hz

Profondità: 30%

Uscita BF: 4 V_{eff}.

AM esterna

Frequenza: 20 Hz...20 kHz.

Profondità: 0..75%.

Ingresso BF: circa 5 V_{eff} per il 30% di modulazione AM

FM interna

FM esterna

Gamma: come per FM interna.

Frequenza di modulazione: c.c... 5 kHz.

Deviazione (2 Δf): come per FM interna.

Ingresso BF: ≤ 15 V_{eff} (deviazione massima).

Soppressione

Commutabile ON/OFF (solo per FM interna, deviazione a frequenza di rete).

Uscita

Tensione: 50 mV max su 75 Ω.

Impedenza: 75 Ω (connettore BNC).

Attenuatore: continuo, logaritmico, max circa 80 dB (calibrato in dB).

Alimentazione

110, 125, 145, 200, 220, 245 V (40...60 Hz).

Consumo circa 40 W.

Dimensioni: 29 x 22 x 28 cm.

Peso: 8 kg.

Accessori

Cordone di rete.

Manuale d'istruzione.

Copertura antipolvere.

Antenna fittizia M7.773.00.

Cavo coassiale M7.504.25.

Trasformatore d'impedenza 75 Ω-300 Ω. (PM 9532 B).

Gamma	0,4...0,5 MHz	10...11,5 MHz	87,5...108 MHz
Frequenza	rete	rete	1000 Hz
Escursione (2 Δf)	20 kHz	400 kHz	150 kHz
Uscita BF	20 V _{eff}	20 V _{eff}	4 V _{eff}
	fase regolabile		



ATTENZIONE CB!!! 7351 CORDIALISSIMI PER UN QTC ECCEZIONALE - LA QTM 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 -

I SEMICONDUTTORI

Negli articoli precedenti sono stati esaminati i processi attraverso i quali un transistor dà un guadagno in tensione e in corrente e si sono visti brevemente i tre montaggi fondamentali: base comune, emettitore comune e collettore comune. Nella puntata precedente, in particolare, sono state presentate e commentate le caratteristiche dei transistori.

Tutte queste nozioni fondamentali costituiscono la base per comprendere chiaramente l'impiego del transistor nei montaggi dei semplici amplificatori descritti in questo articolo.

Precedentemente sono state esaminate alcune delle proprietà fondamentali del transistor che condizionano la sua applicazione come amplificatore.

Si è dimostrato inoltre, che il guadagno in corrente, con base comune, è molto prossimo all'unità, mentre in emettitore o in collettore comune, il guadagno in corrente è e-

levato, superando, in certi tipi di transistori il valore del centinaio di unità. D'altra parte si è stabilito, a proposito delle caratteristiche dei transistori, che nel montaggio con base comune la resistenza d'ingresso è molto bassa (da 10 a 40 Ω , secondo il valore della corrente di emettitore) mentre la resistenza di uscita è molto elevata (1 M Ω).

In un montaggio con emettitore comune, la resistenza d'ingresso è mediamente compresa tra 500 - 1000 Ω , nettamente più elevata che nel montaggio con base comune, mentre per quanto riguarda la resistenza di uscita il valore è di circa 50 k Ω .

Il montaggio con collettore comune, infine, è esattamente complementare e cioè la sua impedenza di ingresso è di circa 50 k Ω e la sua resistenza d'uscita è di circa 10-50 Ω .

La scelta di un determinato tipo di montaggio consente dunque una grande varietà di possibilità nella realizzazione di un circuito.

In un montaggio amplificatore, tuttavia, i valori dei guadagni in

corrente e delle impedenze d'ingresso e di uscita possono variare a motivo dell'influenza delle resistenze di carico o di polarizzazione presenti nel circuito.

Un transistor per poter funzionare come amplificazione, deve avere la giunzione d'emettitore polarizzata in senso diretto e la giunzione di collettore polarizzato in senso inverso.

A tale scopo, al transistor vengono applicate delle tensioni o delle correnti continue di polarizzazione, indipendentemente dal segnale d'ingresso o di uscita.

I circuiti di polarizzazione sono realizzati in modo che la corrente continua scelta possa circolare attraverso il transistor.

Il segnale d'ingresso viene accoppiato direttamente al circuito in modo da produrre una variazione della corrente di emettitore o di base, la quale si ripercuote amplificata sul collettore.

Il montaggio con collettore comune è in gran parte il più utilizzato fra i tre citati.

Il suo guadagno in corrente e in

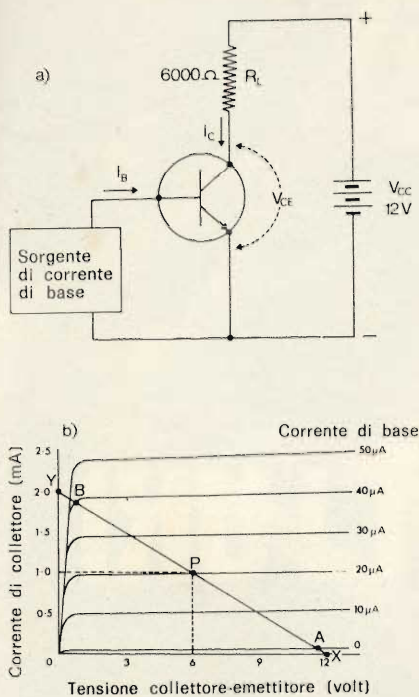


Fig. 1 - Polarizzazione di un transistor in continua.

tensione è elevato e le sue resistenze, d'ingresso e di uscita, hanno dei valori ragionevoli.

Per queste ragioni, in questo articolo, viene esaminato principalmente questo tipo di montaggio; va ricordato comunque, che i metodi di analisi che si impiegano sono ugualmente applicabili agli altri tipi di montaggi.

L'AMPLIFICATORE IN EMETTITORE COMUNE

Per polarizzare correttamente il transistor la corrente continua deve essere superiore alle fluttuazioni massime di corrente e di uscita dovute al segnale: il suo valore deve figurare in una zona delle caratteristiche dove il segnale è amplificato in modo lineare.

Il punto di polarizzazione deve ugualmente rimanere entro certi limiti quando, per esempio, varia la temperatura o se i parametri del transistor variano con il tempo. Occorre infine che la tensione di collettore si mantenga ad un livello sufficiente durante il minimo segnale d'uscita.

E' dunque necessario conoscere a fondo il tipo di transistor impiegato, ciò significa consultare attentamente le curve e i parametri for-

niti dal costruttore del transistor.

La fig. 1a rappresenta un semplice stadio amplificatore impiegante un transistor «n-p-n» montato in emettitore comune; la tensione d'alimentazione è di 12 Vc.c. e la resistenza di carico del collettore R_L è di 6 kΩ.

Le caratteristiche di collettore di questo transistor, in emettitore comune, sono illustrate in fig. 1b. In questo articolo, per comodità, vengono considerati esclusivamente dei transistori «n-p-n». Ciò che vale per il tipo «n-p-n» tuttavia, vale anche per il tipo «p-n-p», purché si invertano le polarità e il senso della corrente.

Quando la corrente di base è nulla, la corrente di collettore è molto debole e uguale alla corrente di fuga I_{CEO} in emettitore comune. La caduta di tensione ai capi di R_L è dunque molto debole.

La tensione collettore-emettitore del transistor, in queste condizioni, è pressoché uguale alla tensione d'alimentazione totale di 12 V, ciò corrisponde al punto A della figura 1b.

Se la corrente di base viene aumentata, la corrente di collettore aumenta proporzionalmente e una tensione appare ai capi della resistenza di carico.

La tensione ai capi del transistor, nell'esempio scelto, decresce progressivamente finché la corrente di base raggiunge un valore di circa 40 μA. La corrente di collettore è diventata tale che la tensione ai capi di R_L è pressoché uguale alla tensione di alimentazione; la tensione V_{CE} ai capi del transistor è quasi nulla. Anche volendo aumentare ancora la corrente di base, la corrente di collettore non può più aumentare: il transistor, in pratica, è saturato.

Ciò corrisponde al punto B della fig. 1b.

Se la resistenza propria del transistor fosse stata nulla, la tensione ai suoi capi, in queste condizioni, sarebbe ugualmente nulla ed il transistor sarebbe attraversato da una corrente uguale al rapporto tra la tensione di alimentazione Vc.c. e la resistenza di carico R_L , ossia, in questo caso, 2 mA che corrispondono al punto A sull'asse delle correnti.

La resistenza del transistor, infatti, non è mai perfettamente nulla e quindi V_{CE} non cade esattamente a zero.

Quando la corrente continua di base varia da 0 a 40 μA, il punto di polarizzazione del transistor si dispone sulla retta AB, che è la retta di carico (retta congiungente il punto indicante la tensione di alimentazione in circuito aperto «12 V» e il punto indicante la corrente di corto-circuito «2 mA»).

SCELTA DEL PUNTO DI LAVORO IN CONTINUA

Nella maggior parte dei casi, il punto di funzionamento desiderabile si trova al centro della retta di carico; sia per esempio il punto P nella fig. 1b; con il transistor scelto, il punto P corrisponde ad una corrente di base di 20 μA ed a una corrente di collettore di 1 mA. In queste condizioni, inviando un segnale alternato sulla base, la corrente di base viene modificata e il risultato è una variazione amplificata della corrente di collettore.

Se si osserva la fig. 1b si vede che l'amplificazione rimane lineare per grandi ampiezze della corrente di base, all'incirca $\pm 20 \mu A$ di cresta. Una distorsione della corrente di collettore sarà dovuta sia alla saturazione di corrente (punto B), sia al bloccaggio o interdizione del transistor (punto A).

La variazione massima di corrente di collettore sarà dunque di circa ± 1 mA circa. Se il punto di funzionamento P varia, la distorsione apparirà ad un livello più basso.

E' dunque importante mantenere fisso il punto P se si vuole ottenere la massima potenza in uscita senza distorsione.

Le correnti e le tensioni continue presenti nel circuito, in assenza di segnale, sono i valori detti di «riposo» e il punto di funzionamento in continua è il punto di riposo.

DETERMINAZIONE DEL PUNTO DI RIPOSO

Quando si vuole ottenere uno stadio amplificatore in emettitore comune, si inizia col scegliere la corrente di collettore I_C che, essen-

do data la resistenza di carico, permette di ottenere la variazione desiderata della corrente o della tensione di uscita; si regolerà in seguito la corrente continua di base per ottenere questo valore medio di I_C . La corrente continua di base è così uguale alla corrente di collettore scelta, diviso il guadagno in corrente del transistor.

Un modo semplice per definire la corrente continua di base del transistor consiste nell'inserire una resistenza di valore conveniente tra la alimentazione e la base (fig. 2).

L'alimentazione fornisce allora la corrente di base che attraversa la giunzione base-emettitore polarizzata in senso diretto.

Siccome la caduta di tensione ai capi di questa giunzione è debole, il valore di R_B deve essere poco differente dal rapporto fra V_{cc} e il valore desiderato di I_B .

Nell'esempio precedente, per una corrente di base di $20 \mu A$ e una tensione di alimentazione di $12 V_{cc}$, occorre una resistenza di base di $600 k\Omega$.

Questo sistema di polarizzazione è definito polarizzazione in corrente o talvolta «polarizzazione fissa». Il suo impiego è molto limitato poiché il punto di funzionamento dipende dalla temperatura e deve essere regolato per ogni transistor.

Si è visto negli articoli precedenti come la corrente di fuga di collettore di un transistor aumenta con la temperatura. Questa corrente di fuga costituisce una parte della corrente totale di collettore, e, quando la temperatura aumenta, la corrente totale di collettore cresce e il punto di riposo si sposta sulla retta di carico.

STABILIZZAZIONE DEL PUNTO DI RIPOSO

Si tende dunque, in generale, a stabilizzare il punto di riposo.

Per far ciò, tra l'altro, si può alimentare la resistenza di polarizzazione di base R_B direttamente dal collettore del transistor come si nota in fig. 3.

E' questo un modo di polarizzazione automatica. Quando la corrente di collettore cresce in seguito all'aumento della temperatura, la tensione V_{CE} diminuisce, poiché la

caduta di tensione ai capi della resistenza di carico R_L aumenta.

La diminuzione di V_{CE} provoca una diminuzione della corrente di base che tende ad opporsi all'aumento iniziale della corrente di collettore e a stabilizzare il punto di riposo. L'efficacia di questo metodo non è tuttavia molto grande e viene usato quando il montaggio richiede una stabilità mediocre.

Il sistema di polarizzazione più usato, consiste nell'alimentare la base con una «sorgente di tensione» (fig. 4).

La tensione di base è ottenuta tramite un partitore a bassa resistenza posto in parallelo all'alimentazione.

Una resistenza R_E viene posta in serie all'emettitore del transistor.

La tensione V_B ai capi di R_2 fa passare nella giunzione base-emettitore e nella resistenza di emettitore R_E del transistor una corrente tale che la somma della caduta di tensione ai capi di R_E e della tensione base-emettitore sia uguale a V_B .

Se V_B è grande rispetto a V_{BE} , la corrente di emettitore sarà quasi uguale al rapporto V_B/R_E , e dipenderà fortemente dalla temperatura, così come la corrente di collettore.

Ogni aumento della corrente di fuga I_{CBO} , attraversa la base e R_2 e non è amplificato dal transistor.

STADIO AMPLIFICATORE AD EMETTITORE COMUNE

La fig. 5 rappresenta uno stadio amplificatore ad emettitore comune, con una polarizzazione a tensione di base fissa. I valori degli elementi corrispondono ad un transistor medio «n-p-n» al silicio.

Il punto di riposo scelto è tale che $I_C = 1,5 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 5,5 \text{ V}$.

Il segnale alternato applicato alla base viene prelevato sul collettore tramite condensatori per non modificare il punto di polarizzazione in continua. La resistenza di emettitore è disaccoppiata da un condensatore di elevato valore, in modo che il guadagno in alternata sia sufficientemente alto.

E' ora interessante vedere come il segnale alternato attraversa l'amplificatore.

Quando il segnale rende momentaneamente la base più positiva, la

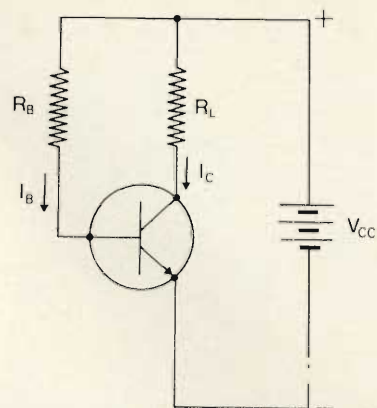


Fig. 2 - Polarizzazione a corrente di base costante.

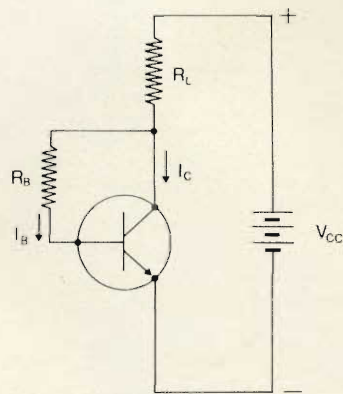


Fig. 3 - Polarizzazione automatica di base.

tensione diretta base-emettitore cresce e così pure la corrente di base.

La corrente di collettore quindi, aumenta, come pure la tensione ai capi della resistenza di carico, e la tensione di collettore diminuisce.

In un amplificatore ad emettitore comune, il segnale amplificato decresce quando il segnale d'ingresso cresce.

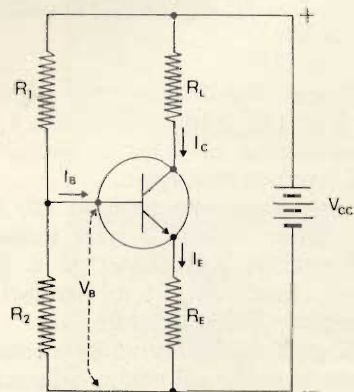


Fig. 4 - Polarizzazione di base attraverso una sorgente di tensione.

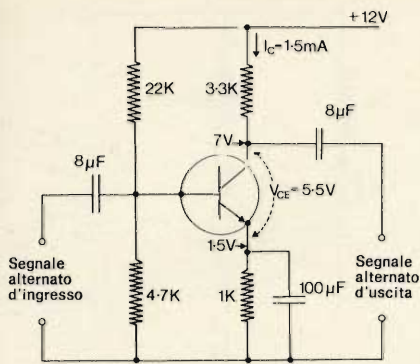


Fig. 5 - Esempio di stadio amplificatore in emettitore comune.

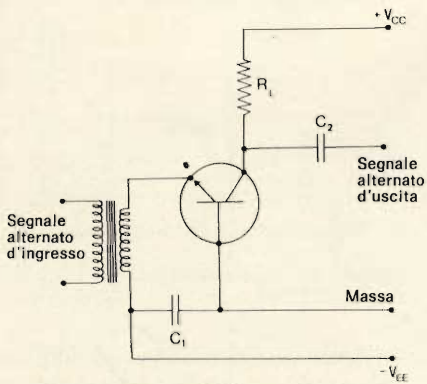


Fig. 6 - Stadio amplificatore in base comune.

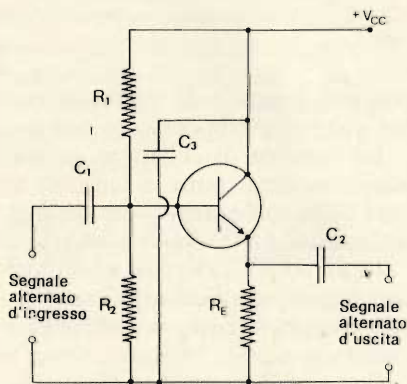


Fig. 7 - Stadio amplificatore in collettore comune.

Questi due segnali sono sfasati di 180° e la tensione di uscita è in «opposizione di fase» in rapporto alla tensione d'ingresso.

Il guadagno in corrente (β) in emettitore comune è stato trattato nell'articolo precedente; si è già visto, infatti, che β è un parametro intrinseco del transistor.

Il guadagno effettivo in corrente dipende anche dal valore della resistenza di carico R_L ; quando R_L aumenta, il guadagno reale diventa in-

fiorire a β .

Nel circuito citato con $\beta = 100$, il guadagno in corrente, con $R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$, sarà di 75.

Il guadagno in tensione dipende alle volte dal guadagno in corrente del circuito, dalla sua impedenza d'ingresso dalla corrente di emettitore e dalla resistenza di carico. Nel nostro caso si può supporre che l'impedenza d'ingresso del transistor sia di $1 \text{ k}\Omega$.

La corrente di base è uguale alla tensione d'ingresso, v , divisa per 1000. La corrente di collettore sarà uguale a 75 volte la corrente di base e la tensione di uscita ai capi di R_L è uguale a:

$$3300 \times 75 + \frac{V}{1000}, \text{ ossia un guadagno in tensione di } 250.$$

AMPLIFICATORE IN BASE COMUNE

Si è già visto che nel montaggio in base comune il guadagno in corrente del transistor è leggermente inferiore all'unità e che la sua resistenza d'ingresso è molto bassa, da 10 a 40Ω soltanto.

Per queste due ragioni l'amplificatore in base comune non è molto utilizzato in bassa frequenza.

Questo circuito possiede tuttavia un guadagno in tensione elevato ed in alcune applicazioni, può essere utile combinare una bassa resistenza d'ingresso ed un guadagno elevato in tensione: amplificatori microfoni o capacitori.

La disposizione generale di uno stadio in base comune è indicata nella fig. 6. La retta di carico del collettore può essere tracciata sulla caratteristica di collettore in base comune e il punto di riposo viene scelto esattamente come nel caso dell'amplificatore in emettitore comune.

Si ottiene questo punto di riposo collegando l'emettitore ad una sorgente di tensione negativa V_{EE} che fornisce la corrente di emettitore desiderata, e che quindi polarizza correttamente il collettore. E' necessario disaccoppiare R_2 con un condensatore C_1 di valore sufficientemente elevato affinché la tensione alternata sulla base resti nulla.

Il segnale può entrare sull'emettitore tramite un trasformatore a

bassa resistenza di secondario, data la bassa resistenza d'ingresso del transistor.

Se si preferisce utilizzare un condensatore quale elemento accoppiatore del segnale d'ingresso, la sua capacità, volendo ottenere un guadagno alle basse frequenze, deve essere molto elevata.

Quando il segnale d'ingresso rende momentaneamente l'emettitore più positivo, la tensione base-emettitore viene ridotta e la corrente di emettitore e la corrente di collettore decrescono.

La caduta di tensione ai capi della resistenza di collettore diminuisce, ciò vale a dire che il segnale d'ingresso diviene ugualmente più positivo.

Nel circuito in base comune, il segnale d'uscita varia nel medesimo senso del segnale d'ingresso, vale a dire che non esiste uno sfasamento tra la tensione d'ingresso e quella di uscita.

Il problema della stabilizzazione della polarizzazione non si pone in questo montaggio a base comune.

La corrente di fuga del collettore I_{CBO} è molto debole e circola solamente nel circuito collettore-base. Questa corrente non viene amplificata come nel caso di montaggi in emettitore comune. I_{CBO} è generalmente inferiore a $50 \mu\text{A}$ persino a temperatura di valore elevato e non presenta, in generale, alcun problema.

Il guadagno in corrente del circuito è leggermente inferiore al guadagno intrinseco α del transistor a causa della resistenza di carico, tuttavia, questo effetto è meno marcato che nel montaggio in emettitore comune e si può arrivare fino a delle resistenze di carico dell'ordine di $20 \text{ k}\Omega$.

Il guadagno in tensione così come la resistenza di carico, dipende dalla corrente di emettitore e dal guadagno in corrente del transistor. Normalmente, nei montaggi in base comune, si ottengono dei guadagni in tensione di 350.

MONTAGGIO IN COLLETTORE COMUNE

Nell'amplificatore in collettore comune, l'ingresso si fa sulla base mentre l'uscita è effettuata sull'emettitore collegato a massa tramite



LA CARTA VINCENTE

CORTINA ELECTRO - 19 portate 5 K Ω /V cc 1 K Ω /V ca

Analizzatore universale per elettricisti con cercafase e fusibili di protezione.
 Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela piú esigente in Italia e nel mondo, IL CORTINA ELECTRO è uno strumento moderno, robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.

PRESTAZIONI - A cc: 3 ÷ 30 A - A ca: 3 ÷ 30 A - V cc: 3 ÷ 1000 V - V ca: 15 ÷ 1500 V - Ohm: 10 K Ω ÷ 1 M Ω - Cercafase: prova di continuità dei circuiti percorsi da corrente. Ricerca della fase per tensioni alternate da 110 a 500 V. Prove di isolamento.

CHINAGLIA



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

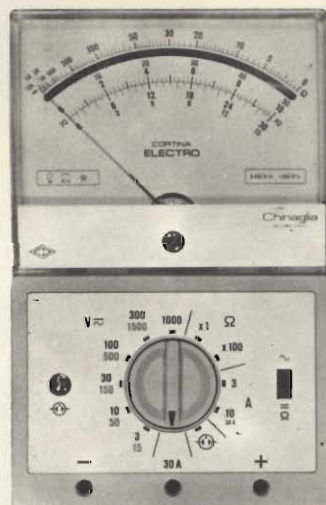


TABELLA I			
	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
Guadagno in corrente	elevato (75)	debole (0,99)	elevato (75)
Guadagno in tensione	elevato (250)	elevato (350)	debole (0,95)
Resistenza d'ingresso	media (1 k Ω)	debole (30 Ω)	elevata (50 k Ω)
Resistenza d'uscita	elevata (50 k Ω)	elevata (1 M Ω)	debole (30 Ω)

una resistenza. Il collettore è collegato alla tensione di alimentazione, eventualmente disaccoppiato tramite il condensatore C3 (fig. 7).

Sovente questo montaggio viene denominato «emitter follower», poiché la tensione di emettitore è molto prossima alla tensione d'ingresso; la differenza tra le due è costituita dalla debole caduta di tensione alternata ai capi della giunzione base-emettitore.

Si nota dunque che la tensione di uscita deve essere sempre inferiore alla tensione d'ingresso, vale a dire che il guadagno in tensione è inferiore a 1 ed, in pratica, è dell'ordine di 0,95.

Il guadagno in corrente di un transistoro in collettore comune è pressapoco uguale al guadagno in corrente β in emettitore comune.

Come nei casi precedenti, la presenza della resistenza di carico introduce una leggera diminuzione del guadagno effettivo in corrente in rapporto al guadagno intrinseco del transistoro.

Siccome il potenziale di emettitore segue la tensione d'ingresso, la tensione base-emettitore del transistoro varia relativamente poco, rispetto ad un segnale dato, e quindi la resistenza d'ingresso è assai elevata.

Secondo i valori di R_E e di β , la resistenza d'ingresso può superare largamente i 50 k Ω . La resistenza di uscita, invece, è molto piccola, normalmente dell'ordine di qualche decina di Ω ; in effetti, la resistenza emettitore-collettore del transistoro è bassa (per effetto transistoro) e la resistenza di collettore è nulla.

Quando momentaneamente la tensione d'ingresso aumenta, la tensione ai capi della giunzione base-emettitore cresce, così come la corrente di emettitore, e il potenziale di uscita.

Non vi è dunque alcun nuovo sfasamento tra l'ingresso e l'uscita di uno stadio amplificatore montato in collettore comune.

CONCLUSIONI

La tabella I riassume le proprietà dei diversi montaggi amplificatori a transistori: guadagni in corrente ed in tensione, resistenza di ingresso e di uscita.

(continua)

Misacolora!

BUSICOM
LA PIU PICCOLA
CALCOLATRICE ELETTRONICA DEL MONDO
SI CHIAMA.

HANDY
65 x 123 x 22

**FATE
LA PROVA.....
TASCHINO**

RICHIEDETE
OPUSCOLO
ILLUSTRATIVO
ALLA G.B.C. ITALIANA



di P. SOATI

Q T C

STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE GAMMA (15100-15450 kHz) seguito

15285: URSS, Praha (TCH), Accra (GHA), La Habana (CUB), Colombo (CLN), Bucaresti (ROU), London (G); 15280: Liberation (D/E/USA), Damascus (SYR), Islamabd (PAK), London (G), Filippine (PHL), Mozambico (MOZ); 15295: Pei Ping (CHN), URSS, Paris (F), Lourenço Marques (MOZ), Delano (USA), Melbourne (AUS); 15300: Addis Ababa (TH), La Habana (CUB), Manila (PHL), Julich (D/RF), Santiago (CHL), London (G), Yamata (J); 15305: URSS, Bonaire (ANT), C. Vaticano (CVA), Schwarzenburg (SUI), Tanger (MRC); 15310: Bonaire (ANT), URSS, Praha (TCH), Conakry (GUI), Roma (I), Horby (S), Tebrau (MLA), Sofia (BUL), Delhi (IND), Dacca (PAK); 15315: URSS, Cairo (EGY), Horby (S), London (G), Allouis (F); 15320: URSS, Sackville (CAN), Bonaire (ANT), Shepparton (AUS), Julich (D/RF), Quito (EQA); 15325: URSS, Bruxelles (BEL), S. Paulo (B), Sackville (CAN), Pei Ping (CHN), Karachi (PAK); 15330: URSS, Betnany, Delano, Greenville (USA), Roma (I), Tanger (MRC), Tananarive (MDG); 15335: Porto Alegre (B), Paris (F), Delhi, Madras (IND), Wien (AUT), 15340: Roma (I), Red Lion (USA), Berlin (D/RD), R. Liberation (D/E/USA), Beyrouth (LBN), Lisboa (POR); 15345: Athinai (GRC), Luanda (AGL), Sebaa Aioun (MRC), Kuwait (KWT), Frederikstad (NOR), Bonaire (ANT); Taiwan (TWN), Filippine (PHL); 15350: URSS, Luxembourg (LUX), Johannesburg (AFS), Buenos Aires (ARG), Dixon (USA); 15355: URSS, Europa Radio (D/POR/USA), Darwin (AUS), 15360: URSS, Johannesburg (AFS), Monrovia (LBR), Monaco (MCO); 15365: URSS, Canarie (E), R. Espana Ind. (CLAND), Filippine (PHL), Delano (USA), Ikorodu (NIG), Praha (TCH), 15370: Rio de Janeiro (B), La Habana (CUB), URSS, R. Liberation (D/E/USA), Monrovia (LBR), Greenville (USA); 15375: URSS, Quito (EQA), London (G), Allouis (F), 15380: Cairo (EGY), Bucaresti (ROU), Kigali (RRW), R. Liberation (D/E/USA), Karachi (PAK); 15385: URSS, Manila (PHL), Pei Ping (CHN), Tunis (TUN), Dixon (USA); 15390: URSS,

London (G), Yamata (J), Berlin (D/RD); 15395: URSS, Filippine (PHL) Greenville (USA) Darwin (AUS), Okinawa (RYU); 15400: URSS, Roma (I), Ascension (ASC), Baghdad (IRQ), Addis Ababa (ETH), Greenville, Dixon (USA), Karachi (PAK); 15405: URSS, Bruxelles (BEL), Tirana (ALB); 15410: Wien (AUT), Filippine (PHL), Delano, Greenville (USA), Kigali (RRW), Alger (ALG); 15415: URSS, Riberao Preto (B), Kabul (AFG), Limassol (CYP), Greenville (USA); 15420: Limassol (CYP), Madrid (E), Filippine (PHL), 15425: URSS, Addis Ababa (ETH), Lopik (HOL), Monrovia (LBR); 15430: URSS, Schwarzenburg (SUI), Greenville (USA); 15435: URSS, Dar es Salaam (ZAN), Praha (TCH) Pei Ping (CHN), Tebrau (MLA); 15440: URSS, Manila (PHL); 15445: Brazzaville (COG), Brasilia (B), Yamata (J), R. Liberation (D/E/USA), Monrovia (LBR); 15450: URSS, R. Berlin (D/RD), Brasilia (B).

COMUNICAZIONI SPAZIALI

La Stazione italiana del Fucino (13° 36' E, 41° 59' N), che dipende da Telespazio, Via del Babuino 51 Roma esegue i seguenti servizi (fra parentesi è indicata la classe dell'emissione e larghezza di banda in kilohertz):

Satellite HS303

Telecomando: 6289,02 MHz (830F9) 0,3 kW; 6401,97 MHz (830F9), 0,3 kW; Tracking: 4104,14 MHz (30F9); 4137,86 (30F9).

Satellite HS303A/ATL (Intelsat II)

Telecomando: 6285,2 MHz (830F9), 0,2 kW; 6305,2 MHz (860F9), 0,2 kW; 6385,8 (860F9), 0,2 kW; 6405,8 MHz (830F9) 0,2 kW.

Telemisure: 4080,2 MHz (860F9); 4160,8 (860F9).

Satellite Intelsat III/ATL 1

Telecomando: 6155 MHz (860F9) 0,2 kW; 6175 MHz (40A9) 1 kW; 6195 (860F9) 0,2 kW.

Radiocomunicazioni (trasmissione): 6245 MHz (20000F3) 0,6 kW; 6390 MHz (40000F5) 0,6 kW; 6412,5 MHz (5000F5) 0,6 kW; 6417,5 MHz (5000F5) 0,6 kW.



Fig. 1 - Radar della SIERRA Research Corp. per collegamenti con satelliti meteorologici, installato a bordo di un mezzo mobile.



Fig. 2 - Un misuratore della intensità di campo elettromagnetico ad elevata sensibilità ed ultra stabilità per la gamma 3-250 MHz costruito dalla Aerospace Research Inc. di Boston.

Telemisure: 3930 MHz (860F9); 3970 MHz (860F9).

Tracking: 3933,2 MHz (110F9); 3933,4 (110F9); 3933,6 MHz (110F9); 3933,8 MHz (110F9); 3934 MHz (110F9); 3934,2 (110F9); 3967 (110F9).

Radiocomunicazioni (ricezione): 3770 MHz (10000F3); 3865 MHz (10000FR); 3925 MHz (10000F3).

Satellite Intelsat III/ATL2

Radiocomunicazioni (trasmissione): 6010 MHz (20000F3), 0,5 kW.

Radiocomunicazioni (ricezione): 4082,5 MHz (20000F3) 4135 MHz (20000F3).

RADIOCOMUNICAZIONI

La frequenza di 500 kHz è la frequenza internazionale di soccorso in radiotelegrafia nel servizio mobile marittimo.

La gamma 2089,5 ÷ 2092,5 kHz è la gamma di chiamata e di soccorso in radiotelegrafia per le stazioni mobili marittime che lavorano in questa gamma di frequenze.

La frequenza di 2182 kHz è la frequenza internazionale di soccorso in radiotelegrafia.

Per le zone comprese fra i paralleli 33°N e 67°S la frequenza di 4136,3 kHz può essere usata in radiotelegrafia dai servizi mobili marittimi per la chiamata e il soccorso mentre per le regioni 1 e 3, situate fra i paralleli 33°N e 457°S, deve essere usata la frequenza di 6204 kHz.

Nel campo delle VHF la frequenza di 156,80 MHz è riservata, in tutto il mondo, ai servizi marittimi per la chiamata, la risposta ed il soccorso.

NEW

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 **GBC** IN ITALIA

NOVE INTERESSANTI CIRCUITI ELETTRONICI

a cura del Dott. A. MASCIARDIN

**circuiti
per
hobbisti**

RELE' FOTOELETTRICO

Il circuito illustrato in fig. 1 serve a far scattare un relè quando viene interrotto un fascio di luce orientato su un fotodiode. Il fotodiode fa parte di un ramo del partitore di tensione che fornisce la tensione di base al transistor OC 304/2 collegato a collettore comune. All'emittitore di questo transistor è collegato un circuito di «Schmitt-Trigger» con due transistori OC 304/2. Il trigger provvede a far commutare rapidamente il transistor finale dalla condizione di completa interdizione a quella di completa conduzione. Ciò garantisce la dissipazione del transistor finale entro dei limiti ammissibili anche se l'illuminazione del fotodiode viene variata lentamente a piacere.

Con il fotodiode illuminato, il primo transistor di questo multivibratore è interdetto e il secondo conduce. Se il fascio di luce viene interrotto, il circuito commuta e il suo secondo transistor viene interdetto mentre scorre una corrente nella base del transistor di commutazione OC 307, attraverso il diodo Zener, cosicché il relè si eccita. Il relè ricade quando il fotodiode viene nuovamente illuminato.

DOPPIO LAMPEGGIATORE

Nel circuito multivibratore di figura 2 i resistori di lavoro sono sostituiti da due lampade.

La frequenza di lampeggio è di circa 2 Hz. Il dispositivo è adatto per essere usato come impianto di

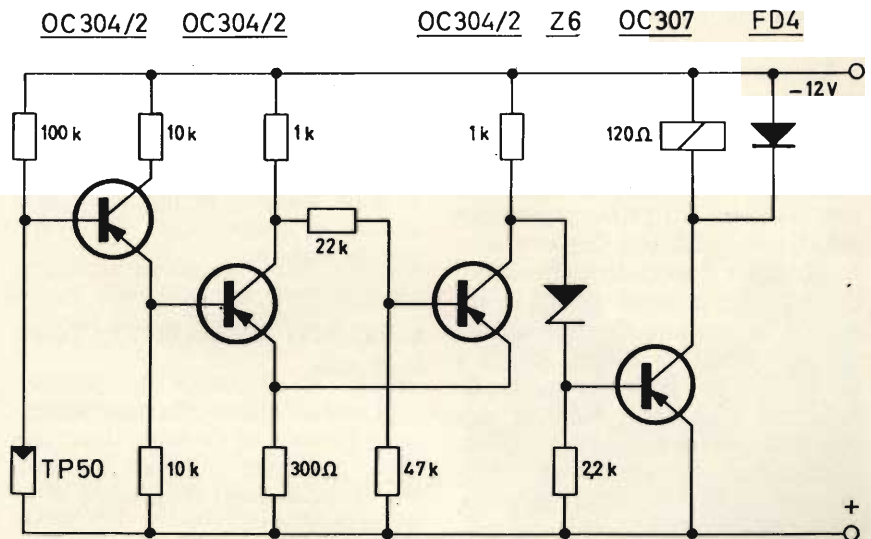


Fig. 1 - Circuito elettrico di un relè fotoelettrico a quattro transistori.

segnalazione o di allarme. Esso ha il vantaggio di essere privo di contatti meccanici.

Se si desiderano ottenere delle al-

tre frequenze di lampeggio, i valori dei condensatori devono essere variati in modo da ottenere la costante di tempo desiderata.

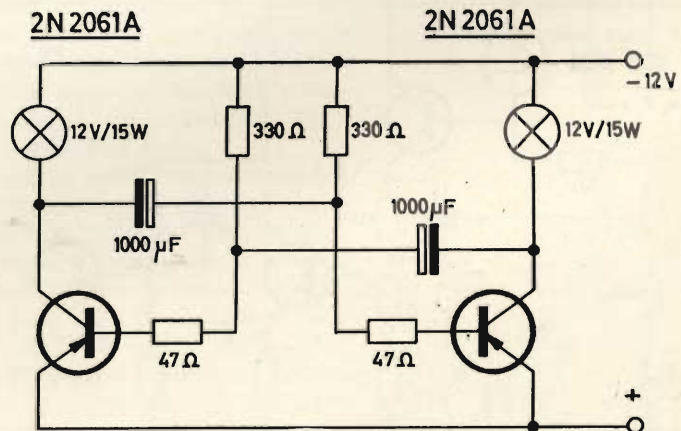


Fig. 2 - Schema elettrico di un doppio lampeggiatore con frequenza di lampeggio di circa 2 Hz/s.

GENERATORE DI ONDE QUADRE

Il circuito di cui alla figura 3 genera una tensione di onde quadre la cui frequenza è regolabile da 10 Hz a 10 kHz, con un rapporto di 1:10 e ampiezza da 0 a 25 V. Quale pilota si utilizza un generatore di denti di sega. Al diodo quadrilatero, e quindi alla base del transistor OC 307 utilizzato come elevatore di impedenza, si ha una tensione lineare a dente di sega di circa 20 V. Una parte di questa tensione, corrispondente alla posizione del regolatore, giunge all'ingresso del circuito «Schmitt-Trigger» di cui fanno parte i due transistori OC 309.

La sua tensione di commutazione è di circa 6,5 V.

Se il condensatore del generatore di denti di sega è scarico, la tensione del regolatore assume il suo valore massimo e il primo transistor del circuito «Schmitt-Trigger» conduce mentre il secondo è interdetto. Con tensione di dente di sega in aumento, la tensione di ingresso del circuito «Trigger» diminuisce e, a circa 6,5 V si verifica la commutazione. La tensione di dente di sega aumenta ulteriormente sino all'innescamento del diodo quadrilatero. Nell'istante di innescamento il «trigger» ritorna nella condizione iniziale.

Un salto di tensione si ha nel resistore di uscita contemporaneamente all'innescamento del diodo quadrilatero e l'altro ad un punto deter-

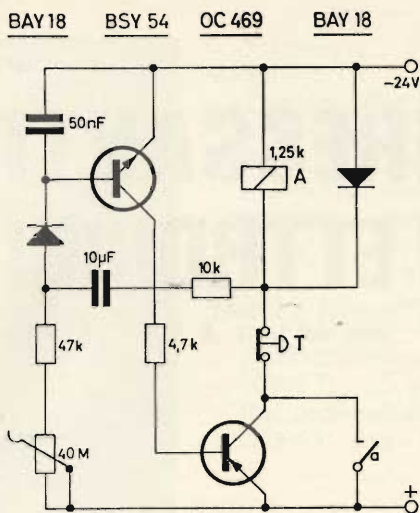


Fig. 4 - Circuito temporizzatore con costante di tempo regolabile fra 1 s ÷ 5 minuti, con due transistori.

minabile dell'aumento della tensione a dente di sega. Perciò il rapporto della tensione di uscita di onda quadra è indipendente dalla frequenza stabilita.

CIRCUITO TEMPORIZZATORE ls...5 min

Il relè di questo circuito illustrato in figura 4 si diseccita dopo una breve pressione esercitata sul tasto T e si eccita dopo un periodo di ritardo stabilito.

Il circuito è costituito da un amplificatore a due stadi, accoppiati direttamente, con un transistor al silicio NPN ed un PNP.

L'uscita dell'amplificatore è collegata con l'ingresso tramite un circuito fortemente controreazionato RC (10 kΩ, 10 µF). E' necessaria perciò una corrente molto ridotta (circa 0,5 µA) per pilotare i due transistori durante il tempo di circa 0,10 s stabilito dal circuito di controreazione.

All'inserzione della tensione di esercizio i due transistori sono interdetti.

Il condensatore di 10 µF viene caricato attraverso il resistore da 40 MΩ. Se la tensione di carica del condensatore supera la somma delle tensioni di soglia del diodo, il circuito con il transistor BSY 54 si porta in fase di conduzione e il relè si eccita. In queste condizioni il condensatore da 10 µF si carica molto rapidamente a 24 V. Se si preme il tasto T, il relè si diseccita e l'armatura destra positiva del condensatore da 10 µF provoca uno sbalzo di tensione di -24 V cosicché l'armatura sinistra è negativa di 48 V nei confronti del conduttore positivo. Questa tensione mantiene interdetto il transistor BSY 54 mentre il diodo BAY 18 a sinistra impedisce che il diodo di emettitore di questo transistor venga danneggiato dalla tensione inversa applicata. Il condensatore si carica a -24 V, attraverso il resistore di 40 MΩ che è del tipo regolabile per esigenze di taratura della costante di tempo. Se la sua armatura sinistra è positiva di 1,5 V nei confronti del conduttore negativo, inizia a scorrere corrente di base nel BSY 54. Il circuito scatta in fase di conduzione e il relè si eccita nuovamente. Il tempo di ritardo di 5 minuti viene stabilito tramite il tempo di scarica del condensatore da 10 µF.

Si possono verificare degli errori di tempo a causa della corrente inversa del BAY 18 e a causa della resistenza di isolamento del condensatore, come pure, molto leggermente, a causa della dipendenza dei transistori dalla temperatura. Nel dimensionamento del circuito in questione, i semiconduttori provocano un errore del 5%, in un campo di temperatura da 0 a +50°C, quando viene stabilito il tempo più lungo. Con tempi più brevi l'errore è inferiore.

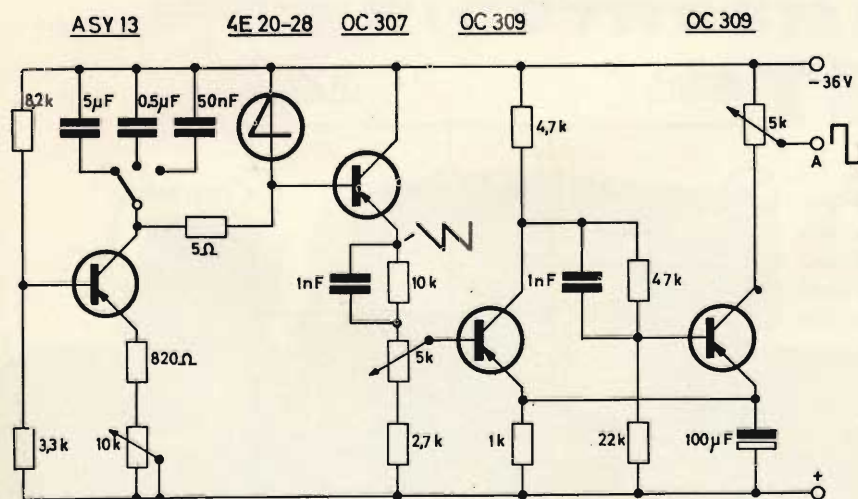


Fig. 3 - Schema elettrico del generatore di onde quadre con frequenza regolabile nel campo da 10 Hz ÷ 10 kHz.

L'influsso del condensatore è all'incirca uguale.

Un aumento della capacità del condensatore a 20 μF comporta un raddoppio della costante di tempo ma anche un raddoppio dell'errore a causa della corrente di fuga. Utilizzando un condensatore con elevatissima resistenza di isolamento e un diodo con ridotta corrente inversa è possibile salire a un tempo di circa 30 minuti. In tale caso si ha $R = 100 \text{ M}\Omega$ e $C = 27 \mu\text{F}$.

GENERATORE DI DENTI DI SEGA

Con un diodo quadristrato come mostra il circuito di figura 5 è possibile generare oscillazioni a denti di sega se si collega, in parallelo ad esso, un condensatore e lo si carica con una corrente sempre inferiore alla corrente di tenuta del diodo. Con questa premessa il diodo innesca quando la tensione al condensatore raggiunge un valore di commutazione e si spegne nuovamente quando il condensatore è scaricato attraverso la bassa resistenza diretta del diodo quadristrato, e ad una piccola resistenza inserita per limitare la corrente.

Se è richiesta una tensione a denti di sega con aumento lineare, il resistore di carico deve essere sostituito con una sorgente di corrente costante. Questa viene generata, nel caso in questione, con un transistor OC 440. Il transistor riceve una tensione costante attraverso un partitore di tensione. Questa tensione determina, unitamente al valore della resistenza di emettitore, l'intensità di corrente con la quale viene caricato il condensatore. Grazie alla controreazione in corrente, provocata dalla resistenza di emettitore, le dispersioni esemplari come pure la dipendenza dalla temperatura delle caratteristiche dei transistori non influenzano praticamente la corrente di carica. La frequenza del generatore di denti di sega può essere variata, a gradini, inserendo diversi condensatori. Una regolazione fine è possibile variando la corrente di carica tramite il potenziometro da 25 K Ω . Il campo di frequenza è: 2 Hz \div 200 KHz.

La figura 6 si riferisce al generatore montato.

OC440 4E20-28

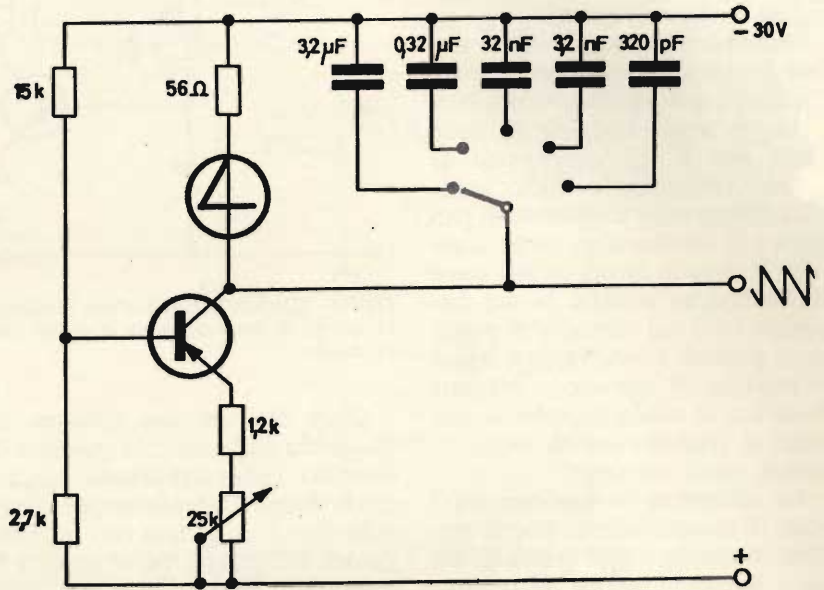


Fig. 5 - Generatore a denti di sega adatto a coprire il campo di frequenze comprese da 2 Hz a 200 kHz.

Fig. 6 - Vista superiore dello chassis relativo al generatore a denti di sega di cui alla figura 5, montato.

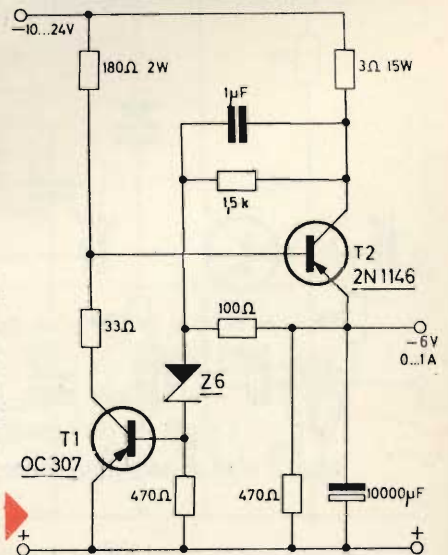
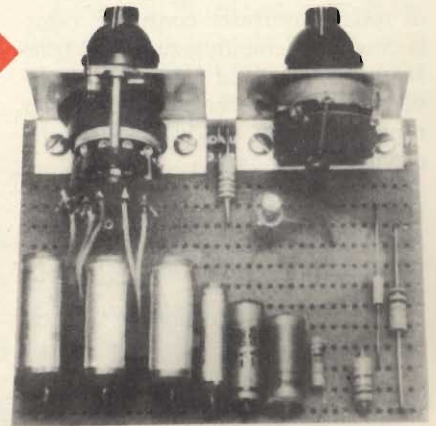
STABILIZZAZIONE IN SERIE CON DUE TRANSISTORI

Un vantaggio di questo circuito, visibile in figura 7, dipende dal fatto che la dissipazione nel transistor finale rimane piccola anche per una grande differenza tra le tensioni di ingresso e di uscita e con elevata corrente di carico. Il circuito in questione utilizza il minimo di componenti.

Applicando la tensione di ingresso il transistor finale T2, 2N1146, conduce. Il transistor T1, OC307, rimane interdetto sino a quando la tensione al condensatore di uscita è maggiore della somma della tensione di soglia del transistor T1 e della tensione di Zener.

In queste condizioni incomincia a scorrere corrente attraverso T1 mentre T2 non viene più pilotato completamente. Contemporaneamente si riduce la caduta di tensione al resistore da 2 k Ω e la corrente di base di T1 aumenta ulteriormente, fino alla saturazione, attraverso il ramo di controreazione RC 1,5 k Ω , 1 μF .

Fig. 7 - Stabilizzazione in serie ottenuta mediante l'impiego di due transistori e di un diodo zener.



Il transistor T2 riceve quindi una tensione positiva di polarizzazione di base e viene interdetto.

Questa condizione circuitale sussiste fino a quando il condensatore di uscita è caricato dalla corrente di carico in modo tale che il diodo Zener non è più attraversato da corrente. Pertanto lo stadio scatta nuovamente nella condizione di partenza e il condensatore viene scaricato. Il circuito lavora quindi come multivibratore astabile la cui frequenza ed il cui rapporto di pulsazione possono essere variate, tramite tensione di ingresso e corrente di carica, in modo tale che la tensione al condensatore di uscita rimanga quasi costante.

La differenza di tensione tra i punti di commutazione, cioè la tensione di ronzo, che si presenta, durante la commutazione, al condensatore di uscita viene stabilita dal rapporto di partitore 1,5 k Ω /100 Ω . L'esigenza di una ridotta tensione di ronzo contrasta contro le ridotte perdite di commutazione nel transistor finale. Una frequenza di lavoro di alcune centinaia di Hertz rappresenta un soddisfacente compromesso.

GENERATORE DI PROVA VHF A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Il circuito in questione è illustrato in figura 8.

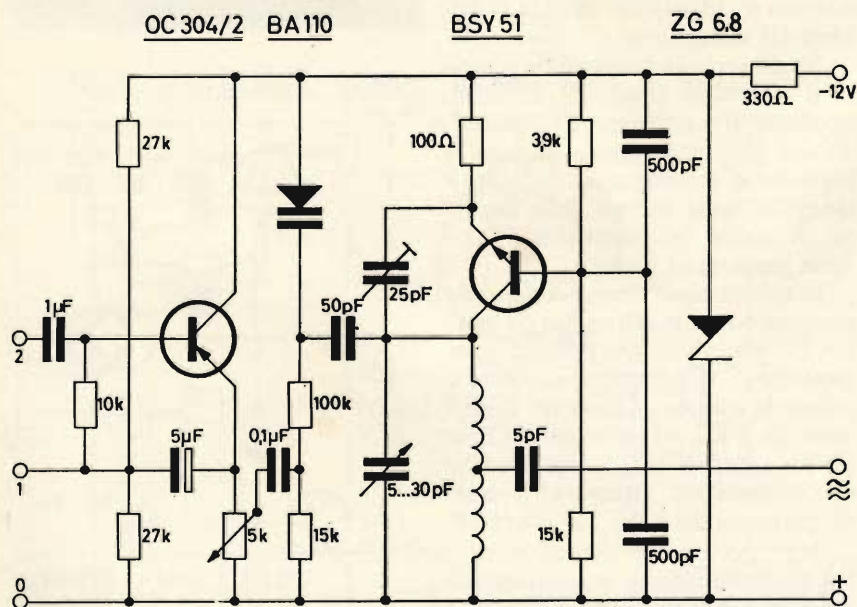


Fig. 8 - Generatore di prova VHF a modulazione di frequenza a due transistori.

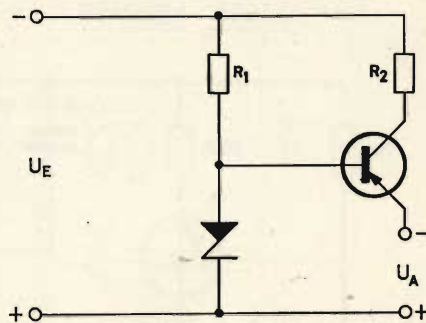


Fig. 9 - Circuito stabilizzatore mediante l'impiego di un transistor e di un diodo zener.

Onde ottenere una costanza di frequenza sufficiente, la tensione di esercizio viene stabilizzata con un diodo Zener. L'amplificatore di modulazione è corredato con un transistor OC 304/2. Se si applica la tensione di ingresso ai relativi morsetti 0-2, lo stadio funziona come emettitore comune ed ha una elevata impedenza di ingresso ed una amplificazione di tensione nulla. Applicando la tensione ai morsetti 1 e 2 si ha una bassa impedenza di ingresso ed elevata amplificazione di tensione.

Il diodo Varicap BA 110 si trova in parallelo al circuito di oscillatore attraverso il condensatore da 50 pF ed è collegato alla tensione di alimentazione attraverso i resistori in serie da 100 k Ω e 15 k Ω . Nel punto di collegamento dei due resi-

stori viene accoppiata capacitivamente la tensione di modulazione. Con una semionda positiva della tensione di modulazione, la tensione inversa del diodo aumenta, la sua capacità diminuisce e la frequenza di oscillatore sale. Con una semionda negativa il fenomeno si inverte.

La deviazione di frequenza può essere tarata mediante il potenziometro da 5 k Ω .

Lo stadio di oscillatore, con il transistor di alta frequenza BSY 51, lavora a base comune. A 100 MHz la transconduttanza diretta di cortocircuito γ_{21} di questo transistor ha un angolo di fase di circa 90°. Perciò è sufficiente, quale elemento di controreazione, un condensatore trimmer tra collettore ed emettitore. Il punto di lavoro del BSY 51 è stabilizzato, in modo usuale, tramite il resistore di emettitore e partitore di base. Ad una presa della bobina di oscillatore viene prelevato il segnale modulato in frequenza.

CIRCUITO DI STABILIZZAZIONE AMPLIATO CON DIODI ZENER

La potenza di uscita del circuito di stabilizzazione in parallelo con un diodo Zener come quello illustrato in figura 9 può essere aumentata mediante un transistor di potenza collegato con la sua base alla tensione stabilizzata dal diodo Zener e il carico collegato con il suo emettitore. Il fattore di stabilizzazione viene quindi essenzialmente determinato dal rapporto R_1/r_z .

La resistenza R_2 serve solo a ridurre la dissipazione al transistor. Quale tensione di uscita si ottiene la tensione di Zener ridotta della tensione di soglia del transistor.

INTERRUTTORE A TEMPO PER APPARECCHI DI INGRANDIMENTO

L'interruttore a tempo il cui circuito è mostrato in figura 10 è collegato direttamente alla tensione di rete a 220 V ed è perciò particolarmente semplice. Come elemento de-

terminatore di tempo si utilizza un circuito RC collegato ad un diodo quadristrato.

Al condensatore da $4 \mu\text{F}$ è applicata la tensione di circa 290 V.

Premendo il tasto T il relè si eccita e si mantiene attratto attraverso un contatto di lavoro. Con il secondo contatto di lavoro viene inserita la lampada ed inizia la fase di illuminazione. Attraverso uno dei resistori determinatori di tempo carica il condensatore da $16 \mu\text{F}$. Quando la tensione di commutazione, di circa 200 V, del diodo quadristrato 4 E 200 - 8 viene raggiunta, questo si innesca. Il condensatore da $16 \mu\text{F}$ si scarica attraverso il diodo quadristrato ed il relè. La corrente attraverso l'avvolgimento del relè ha un senso opposto alla corrente con la quale il relè è rimasto attratto finora. Perciò il relè cade e la fase di illuminazione cessa.

I tempi di ritardo indicati nello schema sono fortemente dipendenti dalla tensione di rete. Essi diminuiscono per tensioni superiori ed aumentano con tensioni inferiori. Ciò che potrebbe essere uno svantaggio in altri circuiti datori di tempo è in-

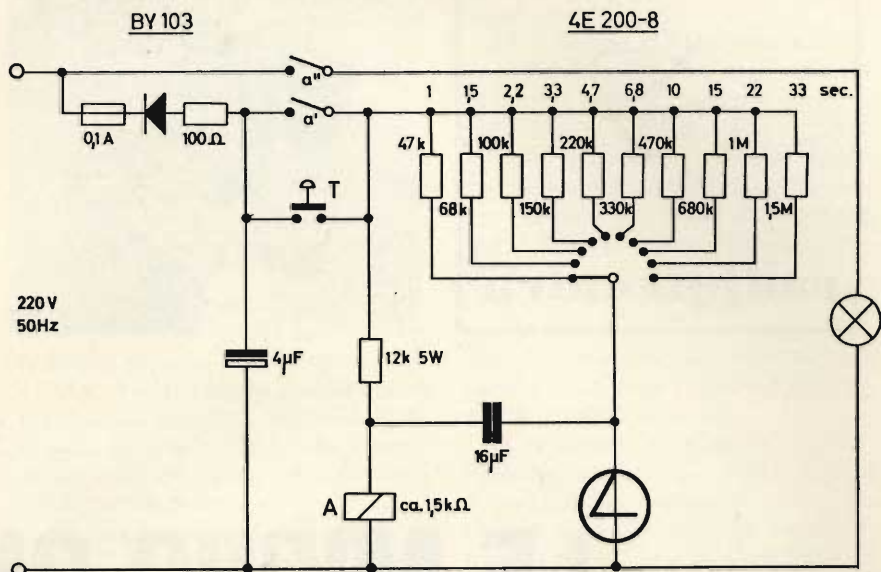


Fig. 10 - Interruttore a tempo per apparecchi di ingrandimento alimentato direttamente dalla rete a 220 V.

vece richiesto nel caso in esame. Poiché la luminosità della lampada dipende notevolmente dalla tensione di rete, ma in senso opposto a quella del tempo di commutazione, si ha una quantità di luce (flusso luminoso X tempo) che è pratica-

mente indipendente dalla tensione di rete.

I tempi di illuminazione sono stabiliti secondo la scala internazionale E6, cosicché il tempo varia circa del fattore 1,5 ad ogni posizione del commutatore.

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

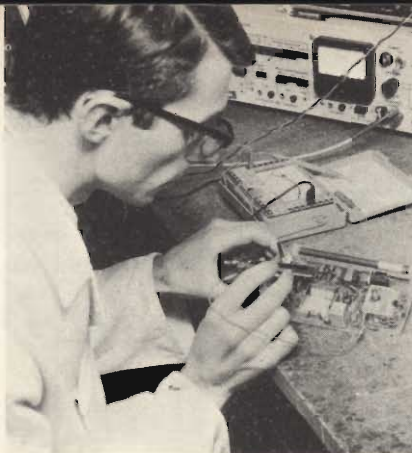


BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo





LE MICRO ONDE

Nel campo delle iperfrequenze sono di uso comune i magnetron ad anodo aperto con cavità risonanti interne disposte come mostra la figura 1.

L'insieme in genere è contenuto in un blocco di rame che quasi sempre è munito di alette di raffreddamento, specialmente quando sono in gioco delle potenze molto elevate, allo scopo di dissipare il calore che può assumere anche una temperatura notevole.

Nei magnetron destinati a funzionare nelle gamme di frequenze più elevate il rame è sostituito da altre leghe più resistenti come, ad esempio, l'alnico.

Allo scopo di conseguire il massimo rendimento possibile, specialmente nel campo delle altissime frequenze, l'anodo del magnetron viene suddiviso in 4, 8, 16 ed anche più parti, con altrettante cavità anodiche le quali sono accoppiate alla regione del catodo a mezzo di strettissime scanalature le cui dimensioni, piuttosto critiche, sono dell'ordine del millimetro.

Il catodo dei magnetron a cavità multiple in genere viene data una forma cilindrica (equipotenziale). Esso è costituito da un riscaldatore ad elica che agisce su diverse sezioni disposte parallelamente agli assi delle cavità

La corrente anodica oscilla in maniera tale che i segmenti anodici adiacenti risultano caricati con polarità opposta come si può osservare nella figura 1. Ciò significa in pratica che le cavità adiacenti oscillano in opposizione di fase.

Le cavità sono eccitate dagli elettroni emessi dal catodo, sotto l'azione combinata del campo elettrico e del campo magnetico che assumono, come abbiamo già avuto occasione di spiegare, un moto rotatorio passando dinnanzi alle fenditure.

Allo scopo di ottenere un perfetto sincronismo delle oscillazioni, in modo cioè che tutte le cavità cedano contemporaneamente potenza al carico esterno queste ultime devono essere di numero pari.

Collegando insieme fra loro i vari anodi che hanno la stessa polarità si ottiene un aumento del rendimento di circa il 30%.

La potenza che deve essere inviata verso l'esterno, per essere irradiata, si preleva mediante un cappio-sonda, cioè con una spira, che si inserisce nelle cavità come abbiamo chiarito nelle puntate precedenti.

Sappiamo che il ritorno degli elettroni verso il catodo impedisce l'uso continuativo di un magnetron a piena potenza ma anche questo problema è stato risolto in maniera brillante adottando l'emissione ad impulsi la quale permette di sfruttare la massima potenza durante dei periodi di tempo brevissimi.

Oggi giorno infatti si costruiscono dei magnetron a cavità multiple che lavorano su lunghezze d'onda comprese fra i 10 ed i 3 cm, che sono in grado di fornire delle potenze di cresta di 10.000 kW sotto forma di picchi impulsivi. La durata di ciascun impulso può essere ridotta anche a mezzo microsecondo con una frequenza di ripetizione di 1000 volte al secondo.

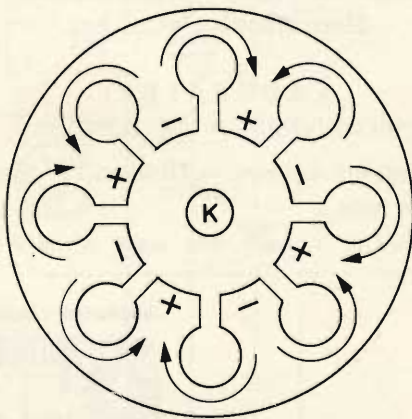


Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un magnetron a cavità multiple. Le frecce indicano il senso delle oscillazioni che danno luogo a cariche di polarità opposta nei segmenti anodici contigui.

Riteniamo sia utile precisare che per potenza di cresta s'intende la potenza che corrisponde al picco di maggiore ampiezza compreso in un impulso.

Se indichiamo con t la durata di un impulso e con T l'intervallo fra un impulso ed il seguente, il rapporto t/T rappresenta il cosiddetto periodo di servizio. Moltiplicando il valore della potenza di cresta per il periodo di servizio (che è sempre piccolo, dell'ordine di 10^{-4}), si ottiene la potenza media.

E' facile intuire che mentre la potenza di cresta può assumere dei valori molto alti la potenza media è sempre notevolmente più bassa.

Mentre con gli oscillatori del tipo dinatron si possono raggiungere delle frequenze di oscillazione non superiori ai 1000 MHz con gli oscillatori a cavità multiple a tempo di transito, è possibile superare le frequenze di 40 GHz e raggiungere delle lunghezze d'onda dell'ordine dei 100 mm.

Può essere interessante ricordare che un primo modello di magnetron fu realizzato nel 1928 da un giapponese e che Guglielmo Marconi, come lo dimostra un articolo pubblicato nel 1933 nella rivista Alta Frequenza, ne aveva intuiva la utilità senza però poterlo impiegare nel campo delle applicazioni pratiche in considerazione delle difficoltà di ordine costruttive che si incontravano in quei tempi.

IL RESNATRON

Il resnatron è un tipo di valvola che è stata molto utilizzata dagli inglesi durante l'ultimo conflitto mondiale per costruire degli oscillatori a coppie che, modulati con sistemi perturbatori, disturbavano i radar degli aerei tedeschi (fig. 2).

Il resnatron non è altro che un tetrodo che presenta alcuni dei vantaggi caratteristici dei triodi di grande potenza avendo la possibilità di erogare delle potenze oscillatorie superiori ai 60 kW su frequenze superiori ai 700 MHz, ma che ha anche delle caratteristiche del tutto simili a quelle proprie dei magnetron e dei klystron poiché, come questi, contiene delle cavità risonanti, collocate nel corpo del tubo stesso.

Infatti il resnatron è caratteriz-

zato dalla presenza di due cavità risonanti: una che è detta cavità di entrata e che si trova fra la griglia controllo ed il filamento l'altra, detta cavità di uscita, che è situata fra la griglia schermo e l'anodo con un sistema di accoppiamento del tutto simile a quello adottato per i klystron.

Il catodo è costituito da qualche diecina di filamenti (in genere 24) di tungsteno alimentati a bassa tensione ed in cui circola una corrente molto elevata (ad esempio 24 V e 2000 A). Il catodo è montato in una scatola di rame, raffreddata ad acqua, la quale funge da organo di accordo in quarto d'onda regolabile esternamente.

La griglia controllo è formata da tubi di rame aventi la stessa lunghezza del filamento, mentre la griglia schermo, di rame e di forma cilindrica, è montata in maniera tale che con l'anodo ed i relativi sostegni costituisce una linea concentrica a doppia chiusura risonante su mezza lunghezza d'onda.

L'anodo ha una forma del tutto particolare che è nota con il no-

me di margherita dall'americano daisy.

La struttura nel suo insieme viene accordata tramite una serie di contatti a sifone che sono disposti radialmente attorno alla griglia schermo e che sono collegati all'altro cilindro coassiale disposto sopra l'anodo in modo da formare una specie di corto circuito scorrevole.

Questo cilindro è regolabile mediante una serie di ingranaggi e di viti che sporgono alla sommità del tubo e che sono manovrabili mediante speciali comandi.

Il resnatron deve essere raffreddato mediante circolazione di acqua e può essere impiegato tanto nei circuiti a modulazione di ampiezza quanto in quelli a modulazione di frequenza.

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE

Nei tubi amplificatori ad onde progressive, noti anche con il nome di TOP è possibile ottenere una interazione fra le onde elettromagne-

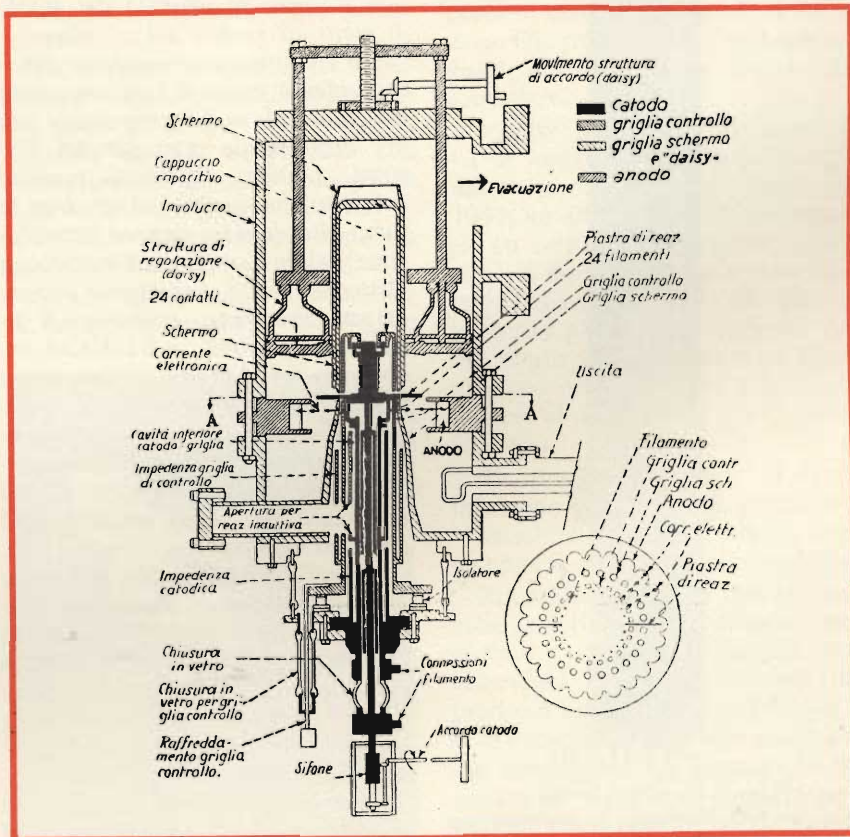


Fig. 2 - Vista in sezione longitudinale di un resnatron. Sulla destra si osserva lo stesso resnatron visto trasversalmente.



Fig. 3 - Foto illustrante la composizione di un tubo ad onde progressive della Philips modello 7537 adatto per frequenze da 4400 a 5000 MHz.

tiche ed un fascio di elettroni purché si abbiano le stesse condizioni di velocità assiale.

In un tubo ad onde progressive gli elettroni, che sono emessi dal catodo, si spostano nello stesso modo che è stato illustrato parlando del klystron.

Allo scopo di evitare delle dispersioni di elettroni un campo magnetico, che è generato da un sistema generatore a magnete permanente, è posto attorno al tubo focalizzando il fascio di elettroni che è costretto a seguire il percorso delimitato da una spirale di filo nota con il nome di elica.

Il segnale di ingresso è applicato ad una estremità dell'elica e precisamente a quella estremità che viene a trovarsi dalla parte del catodo.

Agendo in questa maniera intorno al catodo si forma un campo elettrico oscillante alla stessa frequenza del segnale di ingresso; ed è per l'appunto questo stesso campo elettrico oscillante, che è presente su tutta la lunghezza dell'elica, che provoca la corrispondente modulazione in velocità del fascio di elettroni emessi dal catodo.

Da quanto abbiamo detto risulta evidente come il funzionamento dei tubi ad onde progressive sia del tutto simile a quello dei klystron. L'unica differenza consiste nel fatto che mentre nel klystron la forza ritardatrice, oppure acceleratrice, agisce direttamente su ciascun elettrone per il brevissimo istante in cui esso passa attraverso il risuonatore a cavità, nel tubo ad onde progressive invece, la lunghezza dell'elica e la tensione che è applicata all'anodo sono scelte in maniera tale che il campo oscillante percorre l'elica stessa in tutta la sua lunghezza alla stessa velocità degli elettroni del fascetto.

Come risultato finale si ottiene che ogni elettrone, durante il passaggio all'interno dell'elica venga continuamente accelerato o ritardato in modo che il fascetto di elettroni modulato, come detto sopra, in velocità induca un segnale corrispondente nelle spire dell'elica.

Se si scelgono opportunamente le condizioni di funzionamento del tubo ad onde progressive si può agire in modo che il segnale pre-

vato all'uscita del tubo abbia una ampiezza molto maggiore rispetto a quella del segnale d'ingresso.

Un tubo ad onde progressive funziona pertanto da amplificatore.

Il vantaggio che presentano i tubi ad onde progressive nei confronti dei magnetron e dei klystron è quello di essere in grado di amplificare una banda di segnali molto più ampia. Ciò è dovuto al fatto che essendo impiegati nei magnetron e nei klystron dei risuonatori a cavità si possono amplificare soltanto quei segnali la cui frequenza corrisponde a quella propria del risuonatore a cavità.

I tubi ad onde progressive sono impiegati prevalentemente come amplificatori nei ponti radio televisivi, in quelli pluricanale e nei ricevitori radar.

Esistono altri tipi di tubi ad onde progressive come il tipo Carcinotron nei quali viene impiegata un'altra linea di ritardo che consente di ottenere una velocità di gruppo (cioè di energia) molto maggiore. Con questi tubi è possibile coprire la gamma di frequenze che va da 1 GHz a più di 100 GHz.

La figura 3 si riferisce ad un tubo ad onde progressive della PHILIPS e precisamente il modello 7537.

Questo tubo viene utilizzato come amplificatore a larga banda nel campo di frequenze comprese fra 4400 e 5000 MHz.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

Tensione di accensione del filamento: 6,3 V

Corrente di accensione del filamento: 0,8 A

Tensione del collettore: 1500 V

Tensione dell'acceleratore: 1500 V

Tensione dell'elica: 1500 V

Corrente catodica: 55 mA

Corrente dell'acceleratore: 0,35 mA

Corrente dell'elica: 4 mA

Insieme al tubo viene fornito, come accessorio, un magnete permanente, detto focalizzatore, il cui compito è quello di permettere la focalizzazione del fascetto di elettroni.

Nel focalizzatore si trovano inoltre le guide d'onda per l'ingresso e l'uscita del segnale a radiofrequenza.

CRONISTORIA DEL REGISTRATORE VIDEO

terza parte di Domenico SERAFINI

Prima di inoltrarci nel vivo della questione è opportuno «descrivacchiare» qualcosa sui nastri magnetici.

Un po' di storia, un po' d'attualità e... voilà il lettore è pronto per affrontare un lungo cammino (probabilmente a 9,4 cm/sec).

Naturalmente l'articolo non può coprire tutto l'argomento e nemmeno approfondirne i particolari, ma solo compendiare i punti più salienti. Per uno studio professionale del soggetto suggerisco la lettura di alcuni libri del C.D. Mee (The physics of magnetic recording) editi dal North-Holland publishing Co., Amsterdam e John Wiley & Sons, Inc., New York. Il «Magnetic Recording Handbook» di R.E.B. Hickman (editore George Newnes Ltd., Londra), il «Magnetic Tape Recording» di H.G.M. Spratt (editore D. Van Nostrand Co., New Jersey) o anche alcuni editi da Howard W. Sams & Co., Indianapolis (principi fondamentali).

Ulteriori informazioni si possono ottenere anche presso la 3M Co., Minnesota e la Eastman Kodak, New York.

LA METAMORFOSI DEL NASTRO MAGNETICO

Come abbiamo già accennato, nella seconda parte di questa serie di articoli, inizialmente per la registrazione, venivano usati dei fili di acciaio al carbonio caratterizzati da una bassa coercività (30-50 oersted) e molto difficili da bobinare o maneggiare, inoltre erano suscettibili alla corrosione atmosferica.

Più tardi si cominciò a fare uso di fili di acciaio inossidabile, ac-

ciaio al tungsteno ed altre leghe contenenti rame, cobalto, nichel e vanadio.

Gli ultimi fili magnetici venivano costruiti di acciaio inossidabile austenitico, questo acquistava una propizia caratteristica magnetica solamente dopo un opportuno trattamento.

I fili venivano di solito costruiti col diametro di 0,1 mm e venivano fatti operare ad una velocità media di 60,95 cm/sec.

Bobine di 7,6 cm potevano contenere più di 60 minuti di registrazione.

La versione avanzata del «telegrafono» impiegava fili magnetici del diametro di 2,5 mm.

Verso il 1931 si provava con «nastri metallici» dello spessore di 3 m sul Blattnerfono della BBC.

I «fili» magnetici coprirono un arco di 37 anni, i cosiddetti «nastri», secondo la moderna concezione furono ideati da J.A. O'Neill e

brevettati nel 1927, rimasero però un segreto per il resto del mondo per un lungo periodo fino a quando i tedeschi nel 1935 li impiegarono per la prima volta.

Nel 1928 infatti i tedeschi, alla chetichella, ripresero l'idea dello O'Neill e ne sviluppano una versione perfezionata.

Nel 1938 uno dei colossi chimici, la IG Farben (Germania) riesce a comporre il migliore nastro sino allora prodotto, si trattava di una base di carta su cui veniva depositato uno strato d'ossido di ferro nero. Questo produceva un buon segnale, purtroppo molto difficile da cancellare.

Mentre John T. Mullin ammirava la «scatola nera» presentatagli dal tedesco Ernst Haas, siamo nel 1945, un altro ingegnere statunitense, un certo J. Herbert Orr, a Nestled, si incontra con un tecnico della I.G. Farben il quale gli offre una busta piena di un qualcosa come «ferro arrugginito» e gli dice: «Portalo nella tua terra e fallo conoscere al mondo, vale più di quanto credi».

Si trattava dell'ossido di ferro impiegato per i nastri magnetici del «Tonschreiber» che il Mullin aveva appena scoperto a Bad Nauheim.

Ritornato a casa Orr cerca di iniziare la fabbricazione di nastri magnetici, purtroppo la Scotch precedendolo lancia sul mercato un prodotto ulteriormente migliorato.

Il materiale magnetico usato come rivestimento era formato da ossido di ferro rossastro e veniva preparato selezionando particelle di appena un micron di lunghezza.

Nel 1953 i nastri a base di ace-



Spezzoni di nastri video-magnetici.



Una delle prime case costruttrici di nastri magnetici, la Magnetic Products Division's.

tati di cellulose sostituiscono quelli di carta, gli acetati erano da tempo noti come base per pellicole cinematografiche e quindi erano già collaudati.

Per un breve periodo la Audio Magnetics produsse anche nastri con base di cellofane, questi erano economici ma estremamente infiammabili e sensibilissimi all'umidità.

La base di poliestere fece la sua comparsa nel 1954 con l'introduzione del Mylar fatta da E.I. DuPont.

Nel frattempo si passa dal ferro puro all'ossido di ferro nero o magnetite e da questa all'ossido di ferro gamma prima di forma sferica e quindi aghiforme.

Come primi tipi di polvere sono state impiegate anche leghe di nichel-cobalto elettrodepositato, comunque la migliore sostanza magnetica si è rivelata quella prodotta da particelle aghiformi di ossido di ferro gamma.

La magnetite non ha trovato una larga applicazione in quanto è molto sensibile alle variazioni di temperatura.

In seguito si fecero esperimenti con polvere di ossido di cobalto-ferro, ferrite di bario, ossido di bario-ferro con titanio-cobalto, ferrite di piombo, ossido di cromo, ferrite di manganese, ferrite di nichel ed ultimamente (1969) biossido di cromo.

Si sappia che la presenza di sostanze non-magnetiche aiuta a ridurre l'auto-smagnetizzazione.

Nel 1956 arriva il nastro video-magnetico, questo è di gran lunga migliore degli altri in quanto deve lavorare sotto una maggiore tensione, velocità e pressione.

Il nastro impiega un tipo speciale di ossido di ferro gamma sintetico di un colore rosso scuro con particelle aghiformi orientate trasversalmente (a differenza dei nastri audio-magnetici nei quali le particelle aghiformi sono orientate longitudinalmente).

LE BASI

La base di solito è di Mylar con speciali proprietà fisiche.

Il nastro magnetico può, o me-

glio, poteva essere, del tipo omogeneo ed eterogeneo. Nel primo caso il materiale magnetico è racchiuso in sé cioè intrinseco, nel secondo caso questo viene depositato su di una base o supporto.

Il materiale base può essere carta (di solito del tipo Kraft) o alcuni tipi di plastica.

La carta, naturalmente, è meno costosa ed in alcuni casi addirittura più pratica delle sofisticate sostanze organiche specialmente quando si opera in ambienti con brusche variazioni di temperatura.

Bisogna tener conto, comunque, che la carta si strappa facilmente ed inoltre non presenta una superficie uniforme il che si trasforma in rumori di fondo durante l'ascolto.

Pellicole o nastri di acetato di cellulosa rappresentano un buon compromesso, questi vengono fabbricati ad un costo ragionevole ed inoltre, a prodotto finito, presentano superfici ben levigate e resistenti alle tensioni meccaniche.

L'acetato è un supporto molto rigido, che si rompe in modo netto ed è piuttosto igroscopico, inoltre come nelle pellicole cinematografiche, con l'invecchiarsi diventa fragile a causa dell'essiccamento.

Nastri a base di acetati possono essere usati per circa 10 anni.

La temperatura ottima per la conservazione di nastri a base di acetati dovrebbe essere assolutamente costante ed inoltre non dovrebbe oltrepassare i 30°C e scendere al di sotto dei 28°C.

L'umidità relativa dovrebbe essere del 65% nel primo caso e del 45% nel secondo.

Le basse temperature agiscono come un processo d'invecchiamento, di conseguenza la formazione cristallina dell'acetato diventa fragile.

In principio venivano usate cellulose «diacetate», ultimamente sono state introdotte cellulose «triacetate».

Recentemente hanno fatto la loro comparsa anche i «cloruri polivinili» quasi simili al triacetato.

La sensibilità all'umidità del triacetato è quasi la metà di quella del diacetato ed inoltre è più forte e flessibile.

Abbiamo anche supporti a base di plastiche viniliche e cellofane,



Polvere di ossidi in nastri di bassa qualità.



Distribuzione dell'ossido in nastri di buona qualità.

queste comunque sono di minor importanza quindi passiamo oltre.

Il poliestere è un supporto molto resistente, elastico e più flessibile dell'acetato.

Data l'elevata resistenza meccanica le basi di poliestere hanno uno spessore di tre quarti delle basi di acetato.

Per quanto riguarda le proprietà termiche, queste sono di gran lunga migliori dell'acetato.

L'assorbimento d'umidità è praticamente trascurabile in confronto agli acetati ed inoltre ha un punto di «ammorbidimento» di 240-250 °C contro i 65-110 °C degli acetati.

I supporti di poliestere vengono comunemente definiti «di lunga durata».

Verso il 1959 vennero introdotti nastri «di doppia durata», questi erano di poliestere trattati in modo speciale o «pre-allungati».

Il Mylar o Terilene (un poliestere formato da tefetato di polietilene) è più costoso delle cellulose acetate pur avendo una superficie meno uniforme a favore, comunque, ci sono: l'alta robustezza, l'elevata stabilità termica e la capacità di poter essere immagazzinato per un lungo periodo senza subire apprezzabili variazioni.

Data la sua elevata resistenza meccanica è possibile costruire nastri dello spessore di soli 0,012 mm.

In pratica il mylar possiede i vantaggi del poliestere senza averne i difetti.

Per la distinzione dei vari tipi di supporto basta fare la prova «cantilever» o meglio «la prova della matita».

Tagliando 25 cm di ogni nastro e ponendo i diversi spezzoni sopra una matita, vedremo l'acetato di cellulosa formare una V capovolta, mentre il poliestere ed il mylar formeranno una U capovolta indicando così la maggiore flessibilità di quest'ultimo.

Dato che la maggior parte delle case costruttrici di nastri magnetici usa lo stesso materiale base (poliestere) l'unica differenza tra i vari tipi di nastri è rappresentata dai leganti e lubrificanti impiegati. Il lubrificante impiegato per diminuire il coefficiente d'attrito di solito è costituito da silicone, questo insieme



Le particelle d'ossido su di un nastro magnetico ingrandito 20.000 volte (per concessione dell'Amplex).

me ai plastificanti (usati per addolcire un legante) ai fungicidi (per evitare la formazione di muffe), agenti anti-blumo (controlla alcune cause non ancora perfettamente chiarite) e alle tinte costituiscono gli «additivi».

Il legante impiegato non deve attaccare il materiale base o causare un incollamento tra i vari strati quando le bobine vengono riposte in ambienti relativamente caldi o umidi.

La quantità del legante richiesto è molto critica se questo è insufficiente lo strato magnetico tende a smottare, un eccesso, invece, produce un nastro piuttosto «viscoso».

Un'altro fattore che caratterizza i tipi di nastri è l'aglutinante impiegato, questo non contribuisce un gran che alla resa del prodotto finito, il suo unico scopo è di evitare i contatti fra le singole particelle magnetiche.

Un tipico metodo per la costruzione di nastri magnetici è quello di combinare prima l'ossido di ferro con l'aglutinante e quindi lo si invia sotto alcuni cilindri rotativi in

modo da rendere la pasta uniforme.

Questo processo può durare alcuni giorni dopodiché, in una camera perfettamente pulita, priva di polvere o cenere, lo si ricopre con un leggero strato di legante e quindi si «stampa» il tutto sul supporto.

Le resine del legante, una volta asciugato, non raggiungono 0,01 mm di spessore con una tolleranza di $\pm 0,0003$ mm.

LO STRATO MAGNETICO

Come detto il materiale magnetico comunemente usato per nastri di media coercività è l'ossido di ferro gamma (γ Fe₂O₃).

Questo s'introduce nella forma α Fe₂O₃ ed in seguito, tramite una ossidazione controllata, prende la forma magnetica di γ Fe₂O₃.

L'ossido di ferro alfa (α Fe₂O₃), a sua volta, viene ricavato dalla magnetite (che venne impiegata nei primi nastri, in seguito abbandonata per la sua spiccata instabilità).

La magnetite (Fe₃O₄) viene preparata riducendo ossido ferrico rosso o idrato di ossido ferrico giallo



Danno causato da una tensione incoostante.



Danno causato dallo scorrimento tra i vari strati.



V-31
1240 ft, 30 minutes playing time.



V-32
2370 ft, 1 hour playing time.



V-30H
1210 ft, 30 minutes playing time.



V-30F
380 ft, 10 minutes playing time.



V-30D
845 ft, 20 minutes playing time.

Alcuni nastri video-magnetici Sony.

ad una temperatura di 400°C.

Attualmente quasi tutti impiegano particelle d'ossido di ferro gamma aghiformi della lunghezza di 1 micron e larghezza di 0,2 micron, queste hanno un fattore Curie di circa 675°C quindi piuttosto stabili ed inoltre presentano delle perdite per autodemagnetizzazione quasi trascurabili.

Le piccole particelle aghiformi hanno l'indubbio vantaggio di avere un basso rumore di fondo, queste vengono selezionate in modo d'averne una struttura perfettamente cristallina.

Le particelle selezionate vengono quindi mischiate con colle adatte al tipo di base o supporto impiegato.

Comunemente si usano cloruri vinilici polimerici, acetato di cellulosa vinile o cellulosa etile.

Lo scopo da raggiungere è di ottenere un sottilissimo ma denso strato di ossido di ferro con una distribuzione uniforme.

Questo, inoltre, dovrebbe essere flessibile e con tali caratteristiche da non mostrare apprezzabili mutamenti dopo un continuo uso o un lungo immagazzinaggio.

Prima che lo strato d'ossido si asciughi sulla base lo si sottopone ad un campo magnetico il quale tende ad allineare le particelle aghiformi parallele tra loro.

E' stato provato che la sensibilità di un nastro «allineato» è di circa 6 dB maggiore di uno le cui particelle sono dirette a caso.

Una volta finito, lo strato magnetico dovrebbe avere i seguenti requisiti:

Alta coercività - alta rimanenza o residuo magnetico - sensibilità (naturalmente alta) - Buon responso (ad una data velocità) - Produrre una uscita indistorta - Minimo rumore di fondo - Minimo effetto eco - Facile cancellazione - ecc. ed infine, ma non di minore importanza, un basso costo.

MANUTENZIONE DEL NASTRO VIDEO-MAGNETICO

I moderni nastri magnetici possono immagazzinare informazioni per un periodo pressoché infinito.

Dette informazioni, altro non sono che orientazioni magnetiche, ri-

marranno immutate sino a quando non verranno alterate da un campo magnetico esterno.

Seppure il segnale magnetico di per sé non si deteriora facilmente, le proprietà fisiche del nastro sono molto suscettibili a qualsiasi cattiva manutenzione.

La maggior parte dei problemi incontrati nell'uso e nell'immagazzinamento dei nastri video-magnetici sono di natura fisica.

Il nostro problema sarà quindi quello di preservarlo in modo da non causare danni alla registrazione.

L'archivio o videonastroteca dovrebbe essere una stanza assolutamente priva di polvere, particelle e filacce. La pressione interna della camera dovrebbe essere mantenuta leggermente più alta di quella dell'area circostante.

Questo eviterà l'infiltrazione della polvere dall'esterno attraverso le fessure.

Il sistema di riscaldamento dovrebbe essere progettato in modo da avere un buon controllo sia del calore che dell'umidità.

Le variazioni di temperatura dovrebbero essere mantenute entro $\pm 5^\circ\text{C}$ di un valore prescelto e la umidità relativa dovrebbe essere costante o, al massimo con una tolleranza del 10%.

Il classico disegno delle videonastroteche, secondo l'ing. Carlo Fusco, dei laboratori della NBC, ammette una temperatura intorno ai 38°C ed una umidità di circa il 50%.

Le sigarette devono essere naturalmente bandite dal posto, anche se non è stato provato che il fumo danneggia il nastro, è cosa certa che la cenere ne è una nemica micidiale, lo stesso dicasi di cibarie e bevande.

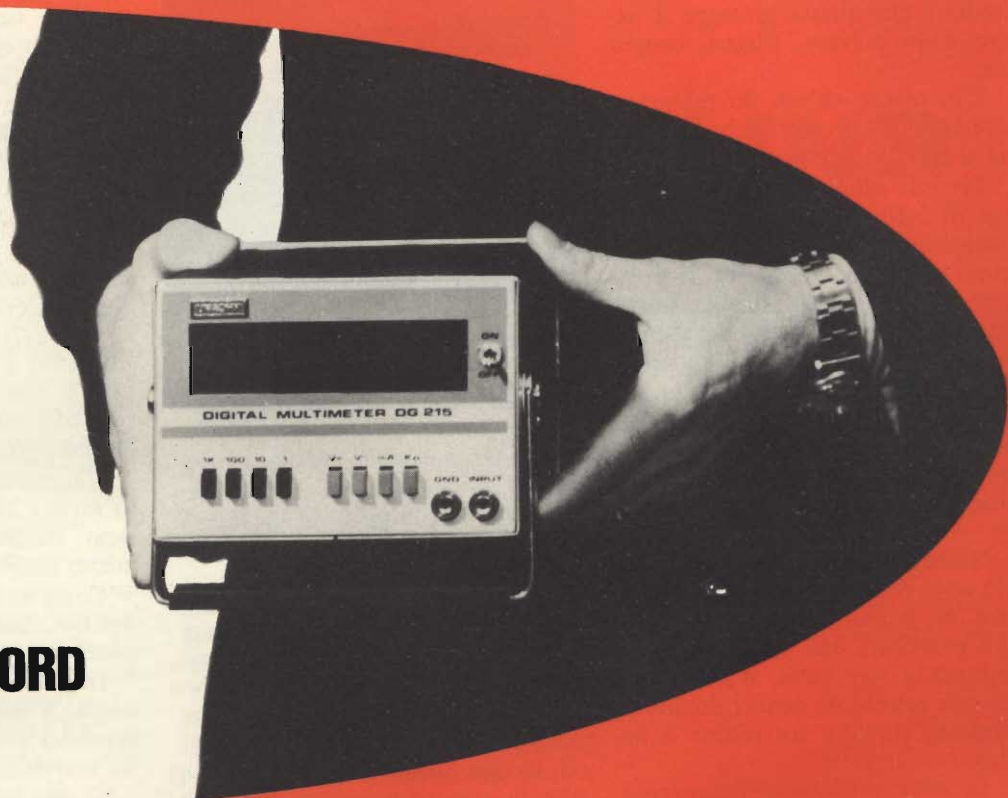
A parte tutto ciò bisogna anche assicurarsi che le bobine archiviate non subiscano la minima alterazione del segnale immagazzinato, questo, comunque, non è di primaria importanza, difficilmente in normali stanze si incontrano campi magnetici abbastanza forti da agire come smagnetizzanti, inoltre è sufficiente che il nastro sia tenuto ad una distanza di soli 8 cm da una forte sorgente magnetica per evitare il pericolo di cancellazione.

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

U N A O H M



della START S.p.A.

Il mozzo è la parte più forte della bobina quindi durante l'immagazzinamento dovrebbe sostenere il tutto.

La bobina dovrebbe essere sempre riposta nel suo involucro prima di essere archiviata.

La maggior parte dei contenitori sono disegnati in modo da pendere sul mozzo riducendo così la pressione sugli anelli.

L'altro motivo per usare la custodia è che questa protegge il nastro dalla polvere, filacce, cenere ecc.

L'involucro chiuso dovrebbe essere sistemato in modo che la bobina si trovi in posizione verticale.

Per una ulteriore protezione prima di infilare la bobina nel suo contenitore è bene metterla in una busta di plastica e all'atto di prendere un contenitore immagazzinato per un lungo periodo è necessario pulirlo dalla polvere accumulatasi.

È molto importante il modo con cui il nastro viene avvolto sulla bobina, questo non dovrebbe essere troppo teso (per evitare malformazioni della base) e non troppo lento.

Quest'ultimo caso sembra essere più serio del primo, infatti può causare uno scorrimento tra i vari strati e provocare una serie di pieghe, le quali, a loro volta, si manifestano con rotture di quadri dovute al mancato contatto tra testina e nastro.

Le stazioni televisive hanno spesso il problema della spedizione dei nastri magnetici.

La principale considerazione riguarda ovviamente la protezione fisica della bobina.

Un contenitore ideale dovrebbe permettere un movimento rotatorio della bobina in modo da minimizzare le possibili «strozzature» del nastro in caso di cadute o cattivo maneggio.

L'involucro, inoltre, dovrebbe essere resistente all'acqua.

Il terminale libero della bobina dovrebbe essere mantenuto fermo con del nastro adesivo che non lasci depositi una volta rimosso.

Un altro problema importante è quello di evitare una smagnetizzazione accidentale.

Prove di laboratorio hanno dimostrato che il massimo campo ma-



Bobina e contenitori di nastri video-magnetici.

gnetrico che non produca un apprezzabile cancellazione è di circa 50 oersteds.

Durante la spedizione è possibile che la bobina possa accostarsi a generatori, trasformatori, motori ecc., comunque questi son di solito ben schermati, ma anche se non lo fossero è sufficiente che il nastro si trovi ad una distanza di appena 7 cm che la smagnetizzazione è evitata.

La bobina, durante il tragitto, può essere soggetta a variazioni di temperatura. La raccomandazione è di lasciare il nastro in un ambiente a temperatura normale per almeno 24 ore, non è suggeribile ridurre «l'incubazione» con sistemi artificiali.

Bisogna evitare di toccare il nastro con le mani, perché un'impron-



Foto illustrante una video-cassetta Sony.

ta digitale non è altro che un deposito di olii e sali i quali pur non attaccando direttamente il nastro, formano delle eccellenti aree di raccolta per polvere, cenere e filacce.

Questi depositi di sporco si trasmettono agli strati adiacenti ed in seguito, durante il «play-back», a tutto il nastro.

Se ci si accorge che una bobina è sporca è bene pulirla con spazzole di cotone o tamponi impregnati di sostanze apposite, in vendita nei negozi specializzati.

Anche le bobine vuote dovrebbero essere ispezionate prima di avvolgerci il nastro, mai impiegare bobine con mozzi o anelli difettosi.

Un altro problema da prendere nelle dovute considerazioni riguarda le calamità naturali come incendi, alluvioni e radiazioni nucleari. Considerando che il punto di «auto-ignizione» delle sostanze poliesteri è di circa 1000°C, un incendio causerà alcune deformazioni o adesioni tra i vari strati ad una temperatura di 270°C.

L'ammorbidimento sarà raggiunto verso i 350°C, mentre 580°C causano l'infragilimento del rivestimento ossido.

Come estintore si consiglia l'uso del CO₂, questo è pulito e non contiene sostanze nocive al nastro.

In caso di alluvioni l'acqua non causa la distruzione del nastro, al massimo produce curvature, quando «ripescato» entro le 24 ore.

In seguito bisogna farlo asciugare ad una temperatura ambiente e quindi riavvolgerlo.

In alcuni casi l'umidità può causare più danni della sola acqua, questa infatti consente l'adesione tra i vari strati e distorsioni fisiche della base.

Un rimedio contro alluvioni ed umidità è quello di fare uso di contenitori di plastica, anziché di carta, mentre per prevenire incendi o controllarli facilmente bisogna far in modo da non immagazzinare materiali combustibili.

Un alto assorbimento di radiazioni nucleari può causare difetti fisici sia nell'ossido che alla base riducendone la vita di almeno il 60 per cento.

In generale, comunque, il nastro non viene influenzato da radiazioni al di sotto dei 100 megarep.



**l'angolo
del CB**

di Piero SOATI

IL FILTRO COLLINS

E' tutt'altro che raro il caso che un appassionato della citizen band, oppure un radioamatore, vengano a trovarsi nella necessità di utilizzare come antenna del loro trasmettitore (o ricetrasmittitore) un conduttore avente una lunghezza qualsiasi.

E' evidente che in queste condizioni è ben difficile che l'impedenza di questo dispositivo irradiante di emergenza si adatti con quella dello stadio di uscita del trasmettitore e ciò può dare luogo a degli inconvenienti che, oltre a limitare la potenza di irradiazione, in considerazione di un tasso molto elevato di onde stazionarie, possono provocare danni ai transistori finali.

Per ovviare a questo inconveniente la casa costruttrice americana Collins, molti anni or sono, ha adottato, per gli apparecchi trasmettenti portatili di sua costruzione, un filtro già noto con il nome di filtro a pi greca e che attualmente è detto più comunemente filtro Collins.

Si tratta in definitiva di un semplicissimo circuito che oltre ad avere la caratteristica di eliminare, o per lo meno di ridurre, l'irradiazione delle frequenze armoniche se inserito tra l'uscita dello stadio finale del trasmettitore e la linea di alimentazione dell'antenna (in questo caso il conduttore che sostituisce la antenna) funge da adattatore di impedenza.

Possiamo dunque affermare che la caratteristica principale del filtro Collins è quella di consentire l'accoppiamento in una gamma particolarmente vasta di impedenze che grosso modo si estende da 20 Ω ai 2000 Ω, permettendo di portare in risonanza, come dicevamo prima anche un semplice conduttore che sia collegato all'uscita del TX (TX, per coloro che lo ignorassero, in gergo radiantistico significa trasmettitore).

Si tratta pertanto di un filtro di facile realizzazione che praticamente permette di eliminare ciò che gli anglo-americani chiamano mismatch cioè disadattamento, che può esistere fra il valore dell'impedenza di uscita del trasmettitore e quello caratteristico della linea di alimentazione dell'antenna.

Un filtro Collins è costituito essenzialmente da una bobina L, come mostra la figura 1, il cui numero di spire ed il diametro dipendono dalla frequenza in gioco, e da due condensatori, montati in serie fra loro, C1 e C2.

Ovviamente il valore di C1 e C2, oltre che di L sarà scelto in funzione della frequenza di lavoro.

Può essere interessante sapere che il valore totale della capacità che deve essere in parallelo con la induttanza L in pratica si può ottenere per innumerevoli valori di C1 e C2.

Una breve parentesi matematica,

del tutto elementare, chiarirà maggiormente la suddetta affermazione.

Infatti se indichiamo con Ct, la capacità risultante dei condensatori C1 e C2, collegati in serie fra loro, avremo che:

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad \text{ossia} \quad \frac{C_1 + C_2}{C_1 \times C_2}$$

da cui si ottiene la nota formula caratteristica dei condensatori in serie:

$$C_t = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

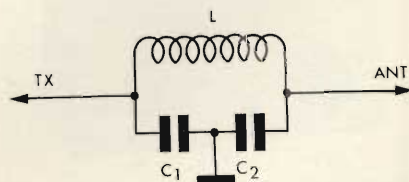


Fig. 1 - Schema elettrico di principio di un filtro Collins.

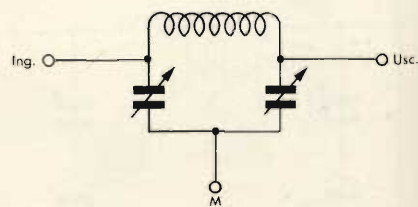


Fig. 2 - Circuito di filtro Collins per trasmettitori funzionanti nella gamma dei 27 MHz.

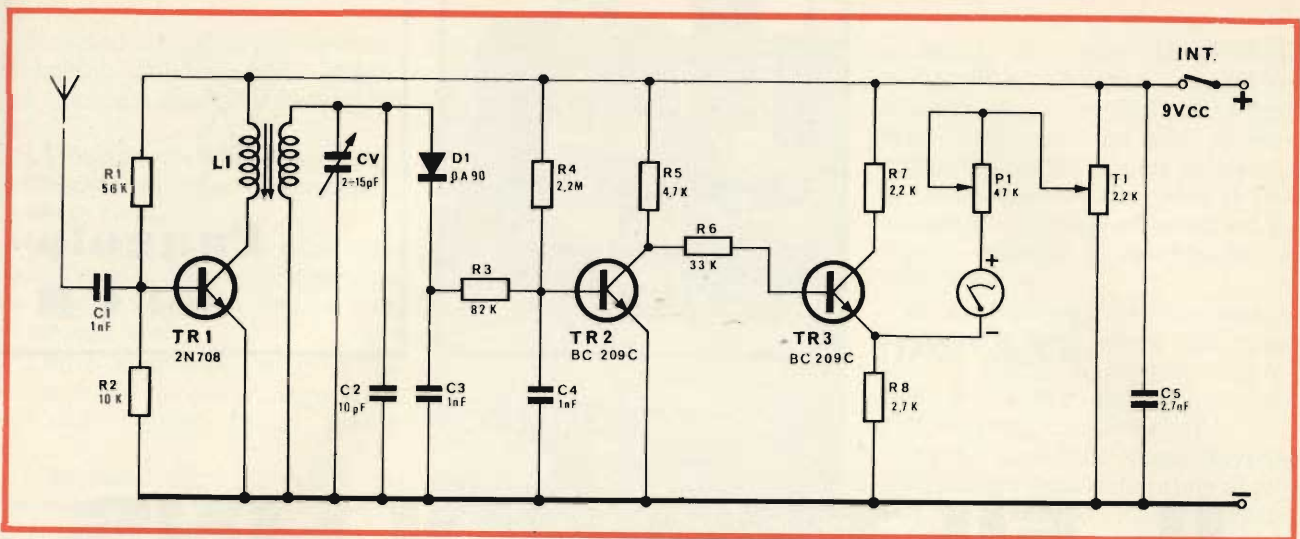


Fig. 3 - Circuito elettrico del misuratore di campo della AMTRON UK 555 per la messa a punto dei trasmettitori.

Se per esempio la capacità totale dovesse essere di 50 pF per ottenere le condizioni di risonanza su una data frequenza, tale valore si potrà ottenere impiegando due condensatori aventi ciascuno la capacità di 100 pF. Infatti:

$$\frac{100 \times 100}{100 + 100} = \frac{10.000}{200} = 50 \text{ pF}$$

ma lo stesso risultato si potrebbe conseguire impiegando un condensatore della capacità di 75 pF ed un altro della capacità di 150 pF. Infatti:

$$\frac{75 \times 150}{75 + 150} = \frac{11.250}{225} = 50 \text{ pF}$$

come nel primo caso.

Lo stesso valore di capacità totale, cioè di 50 pF, si potrebbe ottenere con un numero infinito di altre combinazioni.

Pertanto, dal punto di vista delle applicazioni pratiche anziché scegliere dei condensatori fissi, il cui valore dovrebbe essere calcolato caso per caso, si usano dei condensatori variabili per cui variando la capacità di ciascuno di essi è possibile trovare sperimentalmente una posizione in cui la risonanza, o meglio l'adattamento di impedenza, è effettuato correttamente.

La figura 2 si riferisce allo schema di un filtro Collins che è particolarmente indicato per essere utilizzato con i trasmettitori funzionanti nella gamma dei 27 MHz ed in quelle dei radioamatori di 28 e 30 MHz.

Per realizzare un circuito di questo genere sono necessari ben pochi componenti: un metro di filo nudo argentato o nichelato del diametro di 1 mm, due condensatori variabili per ricevitore, del tipo a minima perdita, aventi ciascuno la capacità di 100 pF, una piastrina di materiale isolante e qualche boccola.

La bobina sarà avvolta su un supporto a minima perdita del diametro di 5 cm.

Il numero delle spire, per la gamma dei 27 MHz dovrà essere di cin-

que (le spire dovranno essere sei e mezzo qualora il supporto abbia un diametro di 4 cm). Fra spira e spira sarà mantenuta una distanza pari ad un diametro del filo; in questo caso un millimetro.

Poiché il filtro è destinato a coprire una gamma molto ristretta, la sua costruzione è oltremodo facilitata e pertanto, non presenta alcuna difficoltà.

La bobina sarà fissata ad una piastrina di materiale isolante, come bachelite, plexiglass od altra sostanza del genere ed i punti Ent e Usc potranno essere connessi a due boccole.

Le lame fisse dei condensatori variabili saranno collegate direttamente ai suddetti due punti, come mostra lo schema, mentre le lame mobili faranno capo ad una presa che successivamente sarà connessa alla massa del trasmettitore.

Terminato il montaggio si collegherà la boccola Ent con l'uscita del trasmettitore e la boccola Usc con l'antenna che nel nostro caso, come abbiamo detto, può essere costituita da un filo qualsiasi. I collegamenti con lo stadio di uscita del TX dovranno essere i più corti possibile e si dovrà avere cura di evitare che si possano verificare degli accoppiamenti fra lo stesso stadio di uscita ed il filtro.

La messa a punto del filtro si farà collegando l'antenna al trasmettitore e regolando i due condensatori C1 e C2 fino ad ottenere la



Fig. 4 - Vista esterna del misuratore di campo UK 555 il cui circuito elettrico è visibile in figura 3.

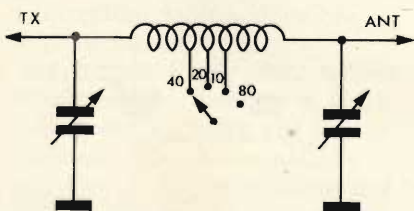


Fig. 5 - Filtro Collins per le gamme dei radioamatori 80, 40, 20 e 10 m usabile anche in ricezione.

massima potenza irradiata che potrà essere controllata, ad esempio, mediante il misuratore di campo.

Questo interessante strumento, che è reperibile sotto forma di scatola di montaggio presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C., permette di effettuare la messa a punto dei trasmettitori che lavorano nella gamma compresa fra 24 e 32 MHz, e pertanto permette di conseguire il massimo rendimento dei complessi rice-trasmittenti. Come si può osservare dallo schema illustrato in figura 3 il circuito è costituito da ben tre transistori e da un diodo, oltre che da un microamperometro da 200 μ A fondo scala.

Il filtro Collins può essere impiegato naturalmente per coprire altre gamme di frequenza.

Nelle gamme più comuni dei radioamatori, conservando inalterato il diametro del supporto, il numero delle spire dovrà essere il seguente: gamma 80 m = 30 spire di filo da 10/10;

gamma 40 m = 15 spire di filo da 10/10;

gamma 20 m = 8 spire di filo da 10/10;

I due condensatori potranno avere la capacità di 250 pF ciascuno.

Per potenze non superiori ai 40/50 W possono essere utilizzati dei normali condensatori variabili per ricevitori, purché di ottima qualità.

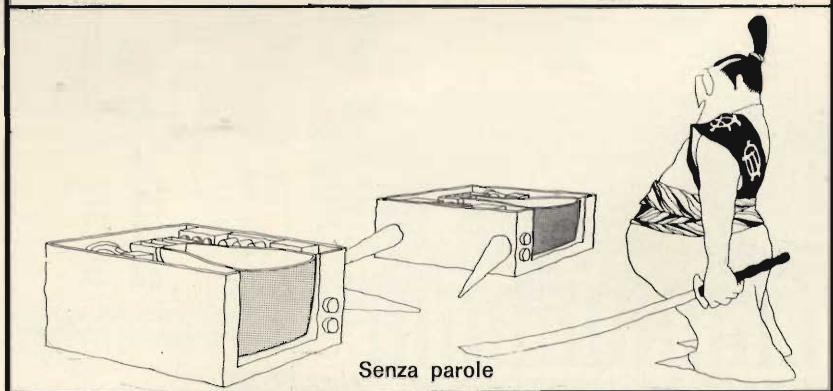
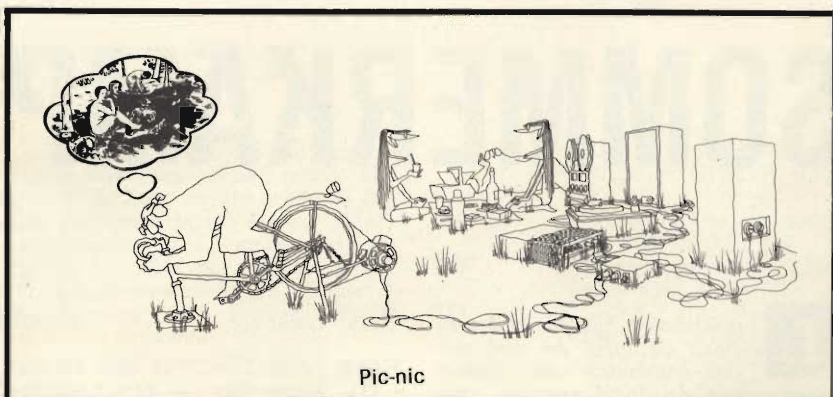
Nel caso di trasmettitori multigamma il filtro Collins normalmente si realizza con un'unica bobina avente delle prese intermedie per ciascuna gamma. Queste prese dovranno far capo ad un commutatore a minima perdita come mostra la figura 5.

Naturalmente il numero delle spire sarà calcolato per la gamma che ha la maggior lunghezza d'onda. Ad esempio, facendo riferimento ai dati sopra riportati, desiderando costruire un filtro Collins adatto a coprire le gamme degli 80, 40 e 20 m si realizzerà la bobina con 30 spire avvolte su un diametro di 5 cm e successivamente si preleveranno delle prese alla 15^a e all'8^a spira per le gamme dei 40 e 20 m.

Un filtro di questo genere è molto utile anche per accoppiare l'antenna ai ricevitori, costituendo un efficiente circuito accordato.



VIDEO RISATE





seconda parte a cura di G. RE'

SOMMERKAMP FT-277

Lo schema a blocchi, la descrizione circuitale dei vari moduli consentono una migliore comprensione del funzionamento dello intero ricetrasmittitore.

VALVOLE E SEMICONDUTTORI IMPIEGATI SUI VARI MODULI

HF Unit PB-1077B

- Q1 RF amplifier MOS FET 3SK39Q
- Q3 Receiver 1st Mixer 2SC372Y
- Q4 Transmitter 2nd Mixer 2SC784R

Q5 Local osc. 2SC372Y

HIGH FREQUENCY IF Unit PB-1084C

- Q1 Transmitter 1st Mixer 2SC372Y
- Q2 Receiver 2nd Mixer MOS FET 3SK39Q

LOW FREQUENCY IF Unit PB-1080A

- Q1 IF amplifier FET MK-10
- Q2 IF amplifier 2SC784R
- Q3 IF amplifier IC CA3053
- Q4 AGC amplifier 2SC828Q
- Q5 S meter amplifier 2SC828Q
- Q6 Noise Blanker 2SC372Y

AUDIO Unit PB-1081C

- Q1 MIC amplifier FET MK-10
- Q2 MIC amplifier 2SC372Y
- Q3 Emitter follower 2SC372Y
- Q4 VOX amplifier IC TA7042M
- Q5 Relay control FET MK-10
- Q6 Relay control 2SC373
- Q7 CW side tone osc. 2SC373
- Q8 CW side tone ampl. 2SC372Y
- Q9 AM amplifier IC STK401

MODULATOR Unit PB-1078A

- Q1 IF amplifier FET MK-10
- Q2 AM modulator 2SC372Y
- Q3 USB osc. 2SC372Y
- Q4 LSB osc. 2SC372Y
- Q5 CW-AM osc. 2SC372Y
- Q6 Buffer 2SC372Y

VFO Unit PB-1056

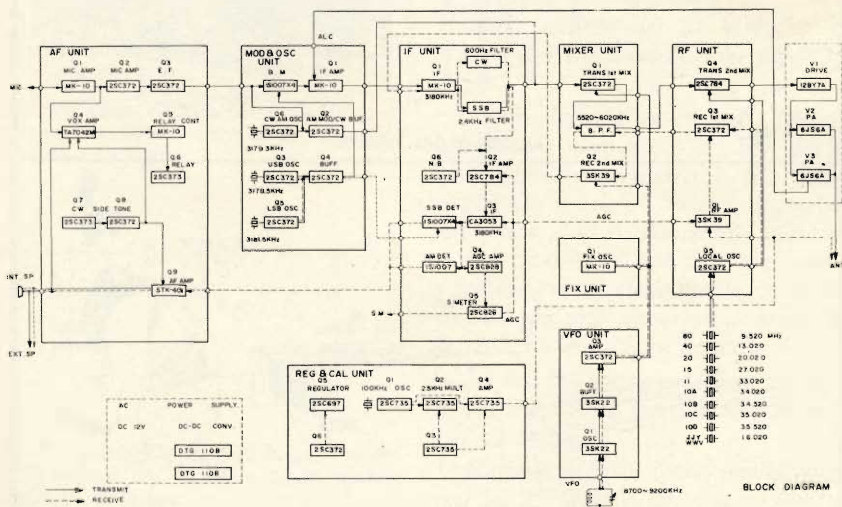
- Q1 VFO osc. FET 3SK22G
- Q2 Buffer FET 3SK22G
- Q3 Amplifier 2SC372Y

FIX Unit PB-1060A

- Q1 Crystal osc. FET MK-10

REGULATOR Unit PB-1079A

- Q1 100 kHz osc. 2SC35Y
- Q2 25 kHz Multivib. 2SC35Y
- Q3 25 kHz Multivib. 2SC735Y
- Q4 Marker amplifier 2SC735Y
- Q5 Regulator 2SC697
- Q6 Regulator control 2SC372Y
- Driver tube V1 12BY7A
- Final V2-V3 6J56A x 2



Schema a blocchi del ricetrasmittitore Sommerkamp FT-277.

DESCRIZIONE CIRCUITALE DEI MODULI PLUG-IN

HF UNIT -PB-1077B UNITA' RF - PB - 1077B

Questo modulo, su epoxy a doppio circuito stampato, contiene i seguenti circuiti: 1° amplificatore RF/RX, 1° convertitore RX, oscillatore di eterodina a quarzi (solo il transistor), e il 2° convertitore TX.

Il segnale di antenna (in ricezione), passa dalla bobina di antenna T101a al Gate (1) dell'amplificatore RF (dual gate Mos-Fet 3SK39Q-Q1) attraverso l'8ª connessione circule del modulo.

Il controllo automatico di guadagno (AGC), controlla il guadagno di questo stadio con tensione di controreazione negativa di IF sul gate (2) via 9ª connessione al modulo. Il controllo manuale di guadagno (MGC) entra in circuito di Source tramite la 10ª connessione al modulo, regolabile manualmente attraverso la rotazione del controllo frontale RF-Gain.

Il segnale di antenna amplificato in Q1 esce sul Drain e prosegue in base del 1° convertitore RX-Q3-2SC372Y, attraverso la disposizione in serie di D1 (1S1007), C6 e microrelè RL1 operante solo in ricezione, e, contemporaneamente, via 11ª connessione al modulo su T102 per la risonanza di preselector.

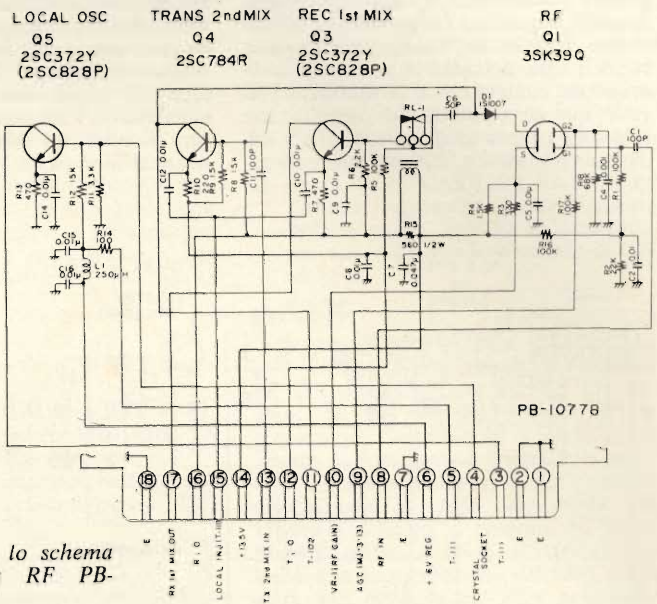
La iniezione di segnale dello oscillatore locale di gamma è sempre presente sull'emitter di Q3 via 15ª connessione al modulo, per cui sul collettore di Q3 avviene la prima conversione di frequenza tra il segnale di antenna a frequenza operativa e il segnale di iniezione di X1/X10 con andamento di segnale di 1ª IF esplorabile da 5520 a 6020 kHz uscente dal modulo sulla 17ª connessione e a disposizione del 2° convertitore RX sul modulo PB-1084C.

In trasmissione il segnale selezionato dal modo di impiego (Mode/ e di frequenza di 2ª IF variabile TX da 5520 a 6020 kHz entra in base del 2° convertitore TX (Q4-2SC748R) tramite la 13ª connessione al modulo e disposizione in serie di C11.

La iniezione di segnale dell'oscillatore locale di gamma è sempre presente sullo emitter di Q4 via 15ª connessione al modulo, per cui sul collettore di Q4 avviene la 2ª conversione di frequenza TX tra il segnale di 2ª IF TX da 5520 a 6020 kHz e il segnale di iniezione dello oscillatore locale (X1/X9) in frequenza operativa variabile di 500 kHz sulle gamme 80/10 m. Il collettore di Q4 è sempre in congiunzione di T102 del preselector attraverso l'11ª connessione al modulo.

Il passaggio in trasmissione è ottenuto automaticamente dai circuiti di emitter di Q3/RX via massa del relè VOX RL1 R:O), e di base di Q3 via diodo D1 e apertura del microrelè RL1 in PB1077B, per cui in trasmissione avviene lo scollamento dal circuito di massa dello emitter di Q3, e l'apertura del circuito di base di Q3 all'entrata di segnale RF/RX.

Il transistor oscillatore locale Q5 (2SC372Y) funzionante sempre sia in



Disegno illustrante lo schema elettrico dell'unità RF PB-1077B.

RX che in TX incorpora sul circuito stampato tutti i componenti relativi alla Base e all'Emitter, mentre quello di collettore (compresa la sua alimentazione) esce dal modulo sulla 3ª connessione per congiungersi alla bobina oscillatrice T111. L'interconnessione tra la Base di Q5 e i quarzi X1/9 avviene sulla 4ª connessione al modulo.

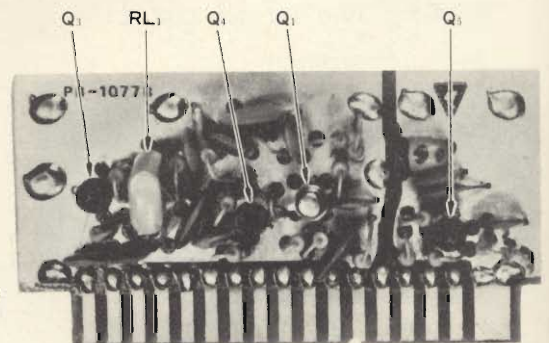
Connessioni:

P1, 2, 7 e 18 - (E) Massa

- P3 - Collettore Oscillatore locale Q5 su T111
- P4 - Base Oscillatore locale Q5 su supporto cristalli X1/X9 PB-1073a
- P5 - Alimentazione su T111 per collettore di Q5 + 6 V Stab.
- P6 - Alimentazione per Q5 + + 6 V Stab.
- P8 - Entrata segnale di antenna RX da T101a su Gate (1) di Q1
- P9 - AGC
- P10 - MGC

- P11 - Risonanza di preselector T102a su Q1 e Q4 RX/TX
- P12 - Commutazione di massa RX/TX su Q3 e Q4
- P13 - Entrata segnale 5520/6020 kHz 2ª IF TX
- P14 - + 13,5 V alimentazione linea di commutazione e polarizzazione RX/TX a Q1, 3, 4 e RL1
- P15 - Entra da T111 segnale iniezione oscillatore locale sull'emitter di Q3 e Q4
- P16 - Massa (R:O) su linea di commutazione RX/TX, blocca Q4 e attiva Q1 e Q3 in ricezione
- P17 - Uscita segnale della 1ª conversione RX (5520/6020 kHz) al modulo 2ª conversione RX PB-1084C

Particolare attenzione deve essere riservata a questo modulo contenente un transistor MOS-FIELD-EFFECT, il cui uso esalta le qualità del ricevitore in fatto di sensibilità e di rapporto noise e nel



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1077B.

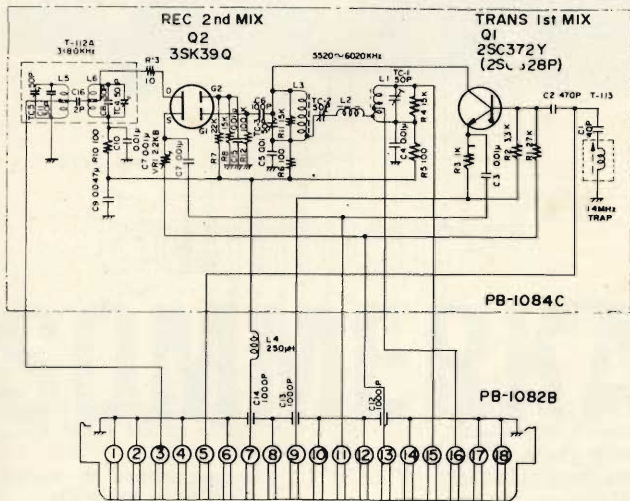
contempo data la caratteristica di altissima impedenza di entrata si comporta nei confronti della possibile intermodulazione, al pari di un tubo elettronico, conseguendo ad una delicata maneggevolezza sensibile a qualsiasi carica statica. Il rimpiazzo di detto MOS deve avvenire con cortocircuito dei suoi 4 terminali e la massa del contenitore, e la saldatura breve il quanto possibile ed eseguita con saldatore a bassa tensione c.c., o con saldatore normale c.a. 220 V, ma scollega-

to dalla linea all'atto delle saldature. In caso di sostituzione di detto MOS, ancor prima di accingersi al lavoro di sostituzione, controllare la efficienza della commutazione di massa del relè di antenna RL2 tra ingresso RX e massa in trasmissione, come pure la efficienza del diodo commutatore D13 (1S1007). Il difetto di queste due parti soprascritte, comportano alla distruzione della struttura interna del MOS quando il rice-trasmittitore passa in trasmissione.

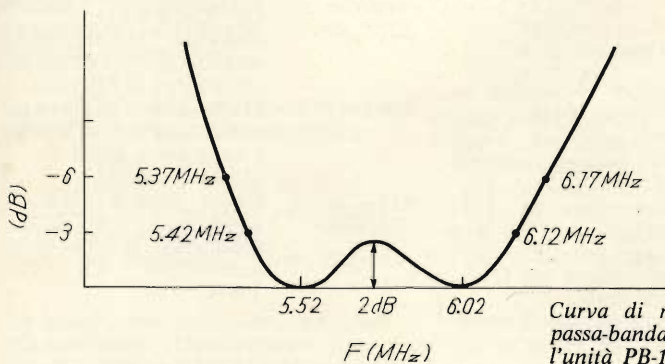
HIGH FREQUENCY IF UNIT PB - 1084C UNITA' DI 2° IF+MIXER PB-1084C

Questa unità, costruita su epoxy a doppio circuito stampato totalmente schermato internamente ed esternamente ai suoi circuiti, incorpora il 1° mixer TX Q1, il 2° mixer RX e il filtro passa banda di 2° IF da 5520 a 6020 kHz operanti in congiunzione al VFO e all'unità di 1° IF e 3180 kHz PB-1080A. L'alimentazione e i circuiti di commutazione RX/TX, data la delicata funzione di questa unità, sono inseriti in circuito tramite condensatori ceramici passanti. La schermatura esterna (a inserzione del modulo sul connettore a telaio) viene assicurata a massa tramite le viti di fissaggio oltre ad un contatto argentato strisciante ed alle connessioni circuitali n. 1-2-4-6-8-10-12-14-17 e 18. Il coperchio superiore del contenitore metallico dà accesso al controllo e alla regolazione dei vari circuiti.

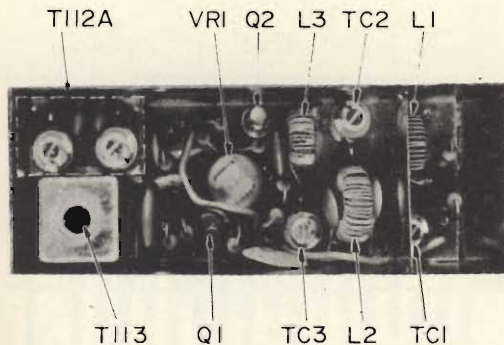
- Superiormente al modulo, si possono localizzare i seguenti controlli:
- 1) TC4-5 relativi alla risonanza T-112A IF a 3180 kHz in RX.
 - 2) Nucleo di T-113 trappola a 14 MHz sul 1° miscelatore TX.
 - 3) VR1 relativo alla simmetria del 2° mixer in RX.
 - 4) TC1-2-3 relativi alla risonanza e alla banda passante delle bobine L1-2-3 costituenti il filtro passa banda della 2° IF a 5520/6020 kHz in RX/TX.



Disegno illustrante lo schema elettrico dell'unità di 2° IF + Mixer PB-1084C.



Curva di responso del filtro passa-banda incorporato nell'unità PB-1084C.



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1084C.

Circuiti:

L'alimentazione avviene contemporaneamente su Q1 e Q2 via 7ª connessione circuitali del modulo. Ciò che determina il lavoro dell'uno o dell'altro è il circuito di commutazione di massa RO/TO del relè VOX RL-1 attraverso la 9ª connessione e l'emitter di Q9 in trasmissione, e via 13ª connessione e Source di Q2 in ricezione.

La tensione di iniezione del VFO, dalla 11ª connessione, è sempre presente in Emitter di Q1 ed in Source di Q2 sia in ricezione che in trasmissione.

In ricezione, il segnale di antenna e miscelato sul modulo RF PB-1077B con la iniezione degli oscillatori a cristallo di gamma X1-10 e di frequenza di 2° IF da 5520 a 6020 kHz, entra nel modulo sulla 15ª connessione passando dai 3 circuiti del filtro passa banda L1-2-3 per entrare sul Gate (1) di Q2 (Mos-Fet-Dual-Gate facente funzione di 2° miscelatore RX 3SK39Q).

Il segnale di entrata al Gate (1) viene convertito sul Drain di Q2 con il segnale di iniezione del VFO, da 8700 a 9200 kHz presente in Source, in segnale a IF di 3180 kHz e uscendo via circuito risonante a 3180 kHz di T-112A, alla terza connessione del modulo va a congiungersi con l'entrata di IF a 3180 kHz dell'unità IF PB-1080A.

In trasmissione SSB (USB/LSB) il segnale a banda laterale unica uscente dal filtro XF-30A entra, via disposizione in serie del diodo commutatore D8 (1S-1007 attivato dal commutatore mode USB/LSB) in base di Q1, facente

funzione di 1° miscelatore TX, all'altezza della 5ª connessione del modulo. Sul collettore di quest'ultimo il segnale di iniezione del VFO presente in emitter viene convertito con il segnale di banda laterale unica (3179.5/USB-3181, 5/LSB) in segnale sempre a banda laterale unica di 2ª IF a 5520/6020 kHz che, accoppiato al filtro passa banda in opposizione di entrata rispetto RX, entrando in L3, passa ed esce in L-1, via disposizione in serie di TC2/L2, per essere a disposizione, sulla 16ª connessione del modulo, della successiva conversione dell'unità RF PB-1077B. Quest'ultima lo porterà a frequenza operativa in congiunzione della gamma e della frequenza del VFO precedentemente predisposti. La trappola C1/T113, in base di Q1, elimina l'irradiazione indesiderata di spurie sulla gamma dei 20 m e viene allineata sintonizzando al massimo di potenza la frequenza di 14.350 kHz (TUNE), controllando sull'S'Meter di un altro ricevitore l'indicazione minima di campo alla frequenza di 14.520 kHz.

In trasmissione, con commutatore mode in posizione TUNE/CW e AM, avviene la interdizione del diodo D8 conseguendo il bloccaggio di entrata in base di Q1 del segnale a banda laterale unica uscente dal filtro XF-30A. Contemporaneamente, avviene l'attivazione del diodo commutatore D7 (1S-1007) che porta in entrata alla base di Q1 (sempre via 5ª connessione del modulo) il segnale di portante a 3179,3 kHz, regolato in ampiezza dal controllo frontale Carrier e non appaiato al filtro a cristallo XF-30A/C; il filtro in pratica viene impiegato solo per la SSB in trasmissione. In que-

sti 3 modi, il segnale di carrier messo a disposizione dal modulo oscillatore PB-1078A non si congiunge con il modulo IF a 3180 kHz PB-1080A e passare quindi dal filtro XF-30A/C, ma si congiunge direttamente in entrata alla base di Q1, si converte in 2ª IF per essere a disposizione (come per la SSB), sulla 16ª connessione del modulo, della successiva conversione dell'unità RF PB-1077B che lo porterà a frequenza operativa in congiunzione della gamma e della frequenza di VFO precedentemente predisposti; la sola differenza è che il segnale sarà composto della completa e pura portante in TUNE/CW, e della portante con la informazione microfonica modulata in ampiezza, in AM.

Connessioni:

P1-2-4-6-8-10-12-14-17 e 18 (E) massa (GND).

P 3 - Uscita IF 3180 kHz RX.

P 5 - Entrata segnale 3180 kHz TX USB/LSB/TUNE/CW/AM.

P7 - +13,5 V alimentazione Q1 e Q2.

P9 - Entrata in circuito di massa (TO) emitter di Q1 in TX.

P11 - Segnale di iniezione VFO (8.700/9.200 kHz) su Q1 e Q2 RX/TX.

P13 - Entrata in connessione di massa Source Q2 (RO) e base di Q1 RX.

P15 - Entrata 2ª IF RX.

P16 - Uscita 2ª IF TX.

LOW FREQUENCY UNIT PB-1080A MODULO DI 1ª MEDIA FREQUENZA A 3180 kHz PB-1080A

Questo modulo, su epoxy a doppio circuito stampato, incorpora i circuiti

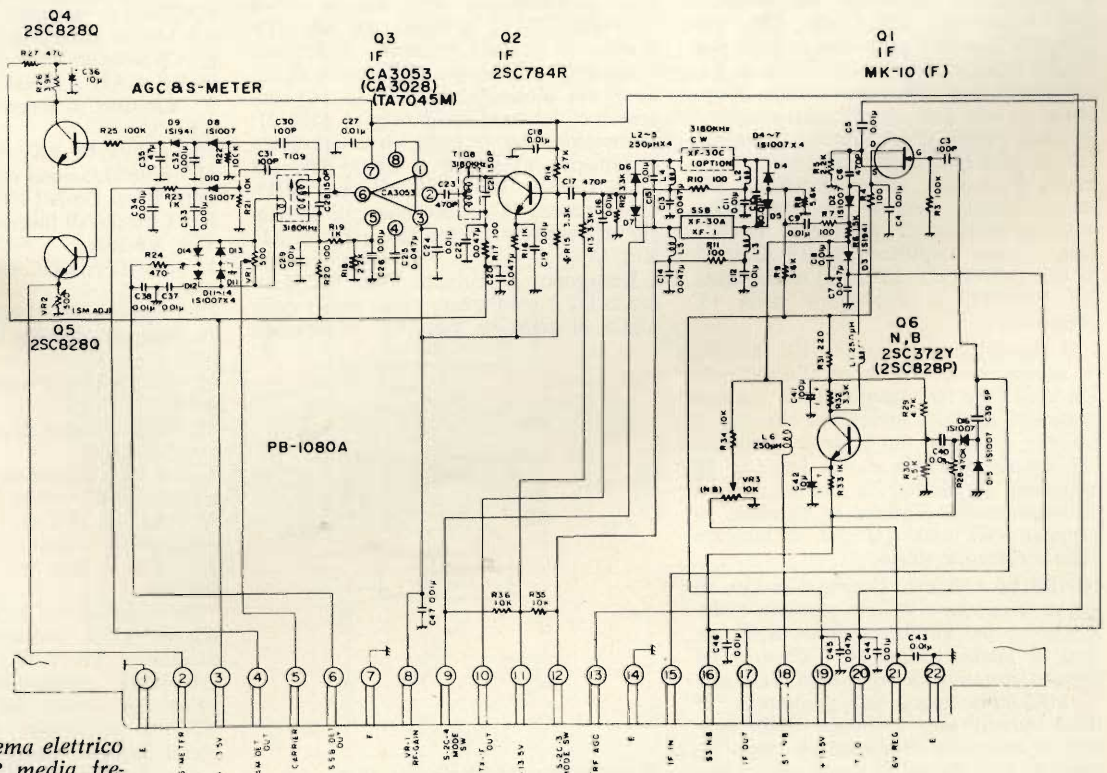
amplificatori ad IF, i filtri a cristallo XF-30A per la SSB/AM, XF-30C per la telegrafia, il Noise Blanker, il demodulatore ad anello per CW ed SSB, il rivelatore per la AM ed infine i circuiti AGC ed S'meter.

Superiormente al modulo si possono localizzare i seguenti controlli:

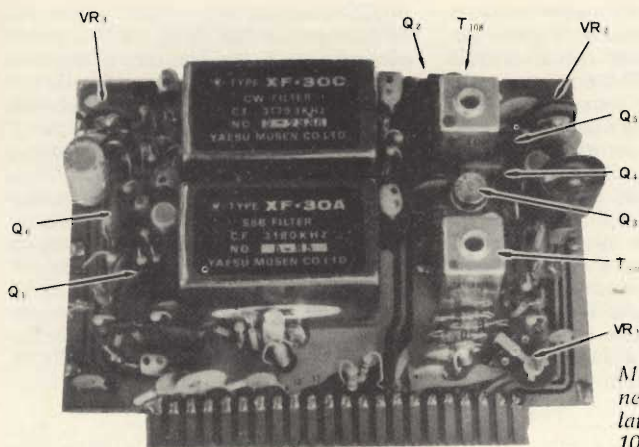
- 1) (VR2 S'METER) trimmer di taratura relativo allo strumento S'Meter.
- 2) (VR3 N. B.) Trimmer regolatore di soglia relativo al Noise Blanker.
- 3) In CS (VR1 CARRIER BALANCE) Trimmer regolatore di bilanciamento della portante, relativo al demodulatore ad anello per la ricezione di CW ed SSB.

Circuiti:

In ricezione, il segnale a IF a 3180 kHz proveniente dal modulo PB-1084C (2ª IF) entra in Gate del Fet Q1 (1ª ampl. IF RX MK-10) tramite la 15ª connessione circuitale del modulo e, dal Source di questi, viene immesso in entrata al filtro a cristallo XF-30A/C, tramite disposizione in serie del diodo D2 (1S1007) relativo al circuito del Noise Blanker prima, e D4/5 (1S1007x2) relativi alla commutazione dei filtri a cristallo poi. L'uscita del filtro a cristallo XF-30A/C entra in connessione di base di Q2 (2ª ampl. IF 2SC784R) tramite disposizione in serie dei diodi D6/7 (1S1007x2), relativi alla commutazione dei filtri a cristallo per CW ed AM/SSB. Questi diodi, contemporaneamente ai diodi commutatori di entrata D4/5, vengono inseriti in circuito tramite il commutatore MODE in CW (S-2C-4) via 9ª connessione del modulo per i diodi



Disegno dello schema elettrico del modulo di 1ª media frequenza a 3180 kHz PB-1080A.



Montaggio dei componenti sulla piastrina relativo all'unità PB-1080A.

D4 D6 e filtro CW, e tramite il commutatore MODE in AM/SSB (S2C-3) via 12ª connessione del modulo per i diodi D5 D7 e filtro AM/SSB. Il segnale a IF, amplificato in Q2 e uscente in collettore, è applicato in entrata al circuito integrato Q3 (3º ampl. IF CA7045M) tramite circuito risonante IF a 3180 kHz T-108, per uscire amplificato dal circuito integrato e accoppiato a T-109. Da quest'ultimo trasformatore a IF, tramite il demodulatore ad anello D11/14 (1S1007 x 4), il segnale audio per le funzioni in CW ed SSB è a disposizione sulla 6ª connessione del modulo per la successiva amplificazione a BF dell'unità (AF + VOX AMPL. PB-1081C). Dall'uscita del circuito integrato Q3, tramite C31 e D-10 (1S1007), avviene la demodulazione del segnale in AM, che viene messo a disposizione di PB-1081C sulla 4ª connessione circuitale del modulo. Dal T-109, via C30, D8, D9, Q4 (2SC828Q) viene prelevata la tensione IF che raddrizzata ed amplificata in c.c. sul collettore di Q4, viene inviata in opposizione alla tensione di polarizzazione di base di Q2 e del circuito integrato Q3. Il guadagno di questi 2 circuiti di media frequenza, viene controllato automaticamente mentre per controllare automaticamente il guadagno (AGC) dello stadio amplificatore RF Gate 2 di Q1 (MOS-FET 3SK39Q) della unità RF PB-1077B è disponibile nella 13ª connessione.

Il controllo di guadagno RF, azionato manualmente dal controllo frontale VR-1 (RF-GAIN) tramite la 3ª connessione del modulo, agisce sul circuito di Emitter di Q2 e del circuito integrato Q3. Q5 amplifica in c.c. la tensione IF pilotando di Emitter la bobina mobile dello strumento S'Meter in parallelo al trimmer VR2 (500 Ω) per la taratura dello strumento stesso.

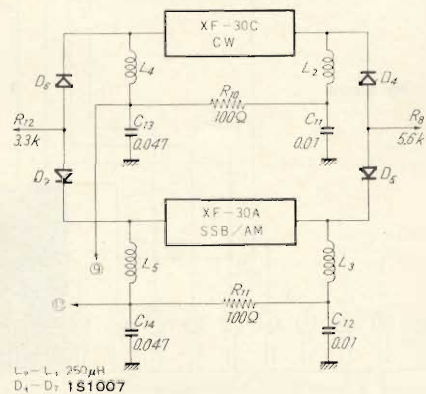
NOISE BLANKER: Questo circuito, di nuova concezione, è stato studiato esclusivamente per eliminare prima della catena di media frequenza i disturbi ad impulsi aventi una frequenza pari alla IF 3180 kHz, specie per gli impulsi di noise dovuti alla iniezione delle candele, o rotazione di dinamo a basso regime di giri. Prima di descrivere il suo circuito, è importante conoscerne l'effettivo:

to: Come sopraccitato, tra il 1º amplificatore IF Q1 e l'ingresso al filtro XF30A/C esiste in serie il diodo polarizzato del N.B. D2 (1S-1007); ad esso viene applicata una soglia di tensione ad impulsi, in opposizione alla sua polarizzazione, che provoca l'interdizione di conduzione del diodo stesso e susseguentemente l'interdizione dell'accoppiamento di Q1 all'ingresso al filtro XF-30A/C.

La tensione di soglia ad impulsi necessaria alla interdizione di D2 è fornita dallo stesso impulso di noise presente all'entrata della media frequenza che, prelevata dalla 15ª connessione del modulo, viene rettificato, amplificato ed appaiato in opposizione alla polarizzazione del diodo NB D2.

Dalla 16ª connessione del modulo, tramite il commutatore frontale (NB), viene inserito in circuito l'emitter di Q6, amplificatore di impulsi (NB ON) (2SC372Y) e massa. In NB OFF si riapre il circuito di emitter di Q6 e si cortocircuita la tensione di soglia (positiva) del diodo D2 tramite la 18ª connessione del modulo e massa. Alla 21ª connessione del modulo viene applicata la tensione di soglia al diodo NB D2 (+6 V reg.) tramite il trimmer VR3. Ciò consente la conduzione e il passaggio del segnale IF tra Q1 e filtro XF-30A/C.

Inserendo il circuito NB (ON) il diodo D2 è polarizzato in un senso dalla soglia di tensione positiva; in assenza



Disposizione circuitale dei filtri XF-30A/XF-30C.

di noise nessun picco di tensione positiva più elevata è presente all'estremità opposta del diodo D2 e, in questo caso, il diodo D2 è ancora in conduzione e consente il passaggio tra Q1 e filtro.

Non appena all'ingresso IF appare un picco di noise, esso viene rettificato dai diodi D15 D16 (1S1007x2), amplificato in Q6, amplificatore di impulsi Noise (2SC372Y), e inviato in componente positiva alla estremità non polarizzata del diodo NB D2. La tensione positiva, essendo superiore a quella della soglia di polarizzazione, provoca l'interdizione del diodo stesso con l'apertura del circuito IF tra uscita di Q1 ed entrata del filtro. Il livello di soglia, regolabile con il trimmer VR3, non deve essere troppo marcato per non provocare distorsione di intermodulazione del diodo che svolge già il difficile compito di commutatore. Un giusto livello di soglia deve portare alla lettura di un punto in meno di S'Meter, rispetto ad un segnale letto con NB (OFF).

In ricezione, la portante necessaria (BFO) per la demodulazione delle funzioni in SSB e CW passa dal modulo oscillatore PB-1078A al demodulatore ad anello D11, D14 (1S-1007x4) via 5ª connessione del modulo, previo bilanciamento in VR-1, la cui regolazione provvede di ottenere il minimo di distorsione, e il minimo di influenza della portante sulla lettura dello S'Meter.

Connessioni:

- 1-17-14-22 Massa (GND)
- 2 - Emitter Q5 - su S'Meter.
- 3 - +13,5 V alimentazione Q2-3-4-5.
- 4 - Uscita demodulata AM.
- 5 - Entrata portante (BFO CW/SSB).
- 6 - Uscita demodulata SSB/CW.
- 8 - Circuito di emitter Q2-Q3 su controllo RF GAIN, (MGC)
- 9 - Circuito di inserzione del filtro CW XF-30C.
- 10 - Uscita IF TX.
- 11 - Polarizzazione diodi commutatori uscita filtro D6-7 (+13,5 V).
- 12 - Circuito di inserzione del filtro AM/SSB XF-30A.
- 13 - USCITA AGC per stadio RF/RX su PB-1077C.
- 15 - Entrata IF 3180 kHz RX/TX.
- 16 - Circuito emitter Q6 su commutatore NB.
- 17 - Uscita IF per adattatore panoramico su J7.
- 18 - Corticircuito di soglia su D2 e massa (NB OFF).
- 19 - +13,5 V alimentazione Q1 e diodi commutatori entrata filtro D4-5.
- 20 - A1 C6 (RL-1) e massa in TX annullamento circuito NB in TX.
- 21 - +6 V Reg. per soglia positiva di D2 NB.

In trasmissione e per la sola SSB, il segnale DSB, proveniente dal modulo oscillatore PB-1078A, passa in gate di Q1 via 15ª connessione del modulo, appaiato all'entrata del filtro a cristallo XF-30A per uscire da quest'ultimo a banda laterale unica (USB o LSB) ed essere inviato, via 10ª connessione del modulo, all'unità della 2ª IF + Mix

PB-1084C (5520/6020 kHz) in base del 1° miscelatore TX Q-1 (2SC372Y).

**AUDIO E VOX UNIT PB-1081C
MODULO BF AUDIO
E VOX AMPL. PB-1081C**

Questo modulo, su epoxy a doppio circuito stampato, contiene i circuiti di amplificazione microfonica/TX, amplificazione audio BF/RX, amplificazione del VOX/TX, amplificazione dell'antitrip/RX-TX, ritardo Delay/TX, ed infine, oscillatore side-tone monitor della telegrafia/TX-CW.

Superiormente al modulo si possono localizzare i seguenti controlli resistivi:

- 1) (VR1 VOX Gain) sensibilizzatore di entrata all'amplificatore Vox.
- 2) (VR2 Delay) Regolatore di ritardo all'apertura del relè Xox RL1.
- 3) (VR3 Relay) Sensibilizzatore relativo alla bobina di RL1.
- 4) (VR4 Tone/ Regolatore BF del Side-Tone monitor/CW.
- 5) (VR5 Antitrip) Sensibilizzatore dell'amplificatore antitrip.

Circuiti:

TX: Il segnale proveniente dal microfono passa dalla 5° connessione del modulo al gate del Q1 (1° amplificatore microfonico FET MK-10) predisponendo

una impedenza di accettazione di 50 kΩ. Al Drain dello stesso, il segnale amplificato viene controllato in ampiezza dal controllo frontale Mic Gain a mezzo della 4° e 3° connessione del modulo e ritorna tramite quest'ultima connessione (3°) in base di Q2 (2° amplificatore microfonico 2SC-372Y). Ciò fatto, il segnale passa in base di Q3 (3° amplificatore microfonico 2SC-372Y), ed esce via Emittitore a bassa impedenza per essere successivamente inviato, tramite la 8° connessione del modulo, sul circuito del modulatore (Modulo PB-1078A).

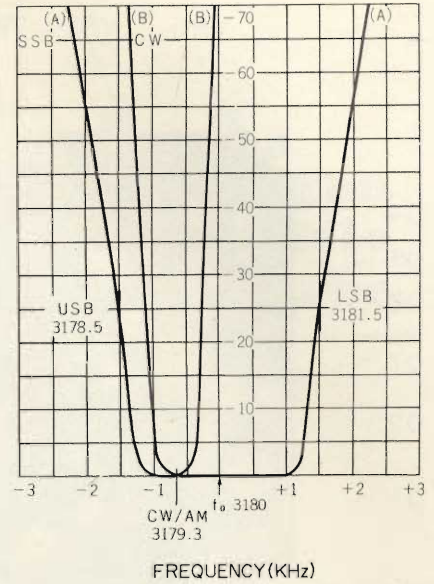
Connessioni: P5 entrata Mic, P8 Uscita a PB-1078A.

Controllo: P3 + P4 controllo volume microfono (Mic Gain).

RX: Il segnale audio, proveniente e controllato dal comando frontale del Volume (Audio Gain), entra in ingresso del circuito integrato Q9 (preamplificatore audio STK-401) in corrispondenza della 17° connessione del modulo, per uscire amplificato a livello di altoparlante via circuito complementare, ed essere messo a disposizione del carico (altoparlante Int/EXT o cuffia) in corrispondenza della 22° connessione del modulo, con potenza utile di 3 W su carico da 4 a 8 Ω.

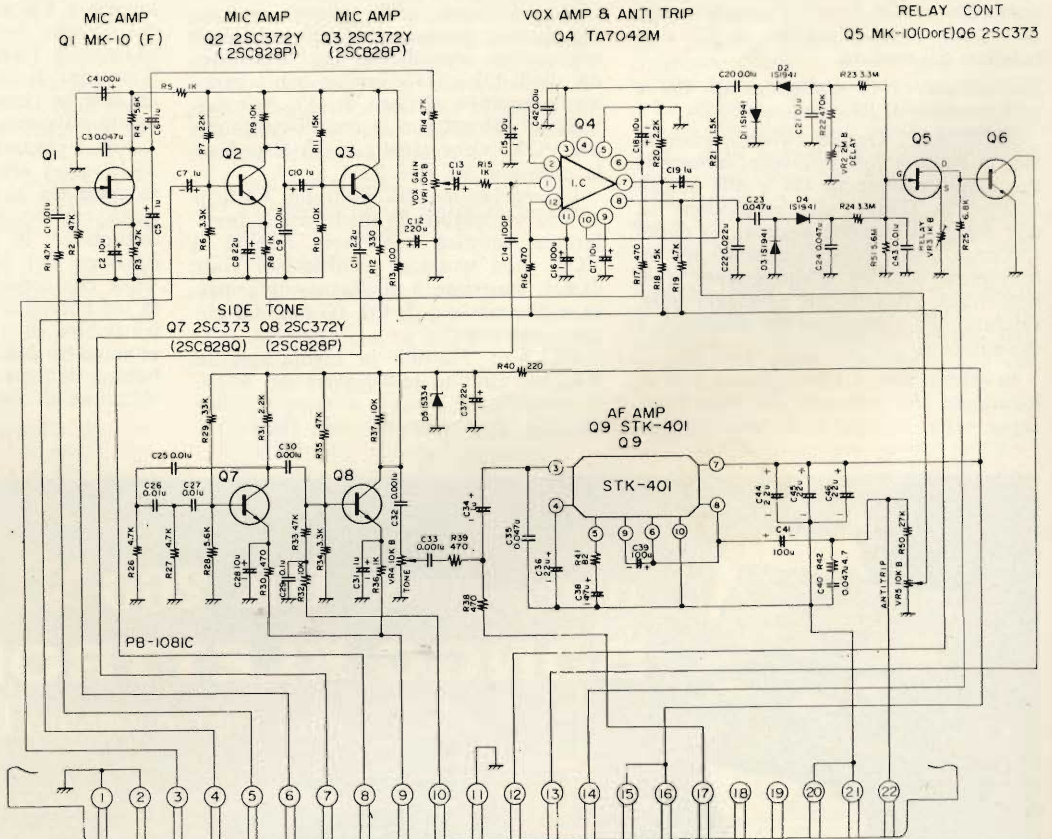
Connessioni: P-17 Entrata, P-22 Uscita.

TX: Vox - Il segnale proveniente dal microfono, presente e amplificato sul Drain di Q-1 e non controllato dal Gain

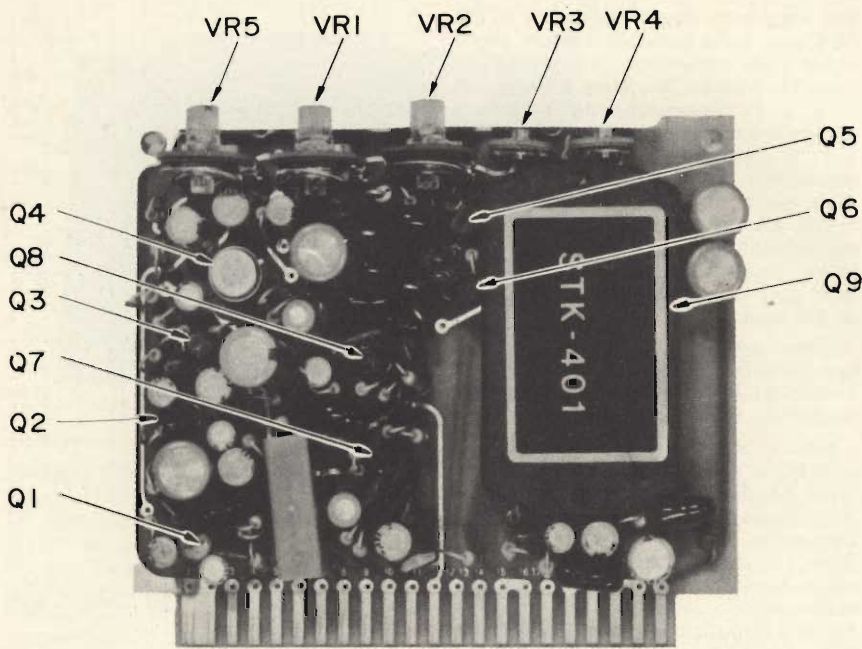


Curva di responso del filtro SSB XF-30A.

Control, viene applicato e controllato da VR1 e messo in congiunzione alla entrata della sezione del circuito integrato amplificatore del VOX Q4 TA7042M. L'uscita amplificata viene quindi rettificata e successivamente inviata in componente positiva al Gate di Q5 (pilota



Montaggio dei componenti sulla piastrina del modulo PB 1081C.



Circuito elettrico del modulo BF audio e VOX amplificazione PB-1081C.

di servizio al relè FET MK-10) per pilotare, ad amplificazione c.c. avvenuta, via Drain e base di Q6 il transistor Q6 2SC-373, facente funzione di commutatore elettronico via Collettore, bobina relè del vox e massa. Il collettore del commutatore Q6 è in collegamento con la bobina di RL-1 tramite la 13ª connessione del modulo.

Connessioni: P-13 Collettore di Q6 a congiunzione di RL-1 sul telaio.

ANTITRIP: Questo circuito, interposto tra audio e vox, provvede, tramite la sua amplificazione in Q4 e alla rettificazione in D3-D4, alla costruzione di una soglia di tensione negativa in opposizione a quella positiva creata tra interferenza acustica d'altoparlante e il microfono, evitando un passaggio indesiderato del transceiver da ricezione a trasmissione.

In questo caso è l'interferenza dell'altoparlante che percepita dal microfono, segue tutta la catena di preamplifica-

zione ed amplificazione del VOX fino alla chiusura del relè del VOX RL-1. All'atto di inizio di questa logica conseguenza, però la tensione di interferenza prelevata a livello di altoparlante, controllata in ampiezza da trimmer VR5 e immessa nella seconda sezione del circuito integrato Q4 (sezione antitrip), viene amplificata, indi rettificata dai diodi D3 e D4 e inviata con componente negativa al Gate di Q5; la sensibilità di Q5 nel suo lavoro di eccitatore del VOX, viene ridotta a ciò impedisce la chiusura del relè RL-1.

La regolazione del controllo Antitrip (VR5) va eseguita in modo che la interferenza acustica non porti, tramite il VOX, una tensione positiva, sul Gate di Q5, superiore a quella negativa messa a disposizione di Q5 (Gate) dal circuito Antitrip.

DELAY: Tramite la regolazione di VR2 sul circuito rettificatore del VOX, si controlla, il periodo di tempo d'inerzia alla riapertura del relè RL-1.

RELAY SENSITIVITY: La regolazione di VR3, in circuito tra Source di Q5 e massa, assicura la flessibilità di campo richiesta dalla bobina di RL-1.

SIDE TONE MONITOR: L'oscillatore di nota monitor per la telegrafia, comprendente i circuiti di Q7 (2SC-373) e di Q8 (2SC-372Y), viene controllato direttamente dal commutatore di modo di impiego, portando la continuità di massa tra la posizione dello stesso (CW) e gli Emettitori di Q8/7 via 9ª connessione circuitale del modulo.

La tensione di questo circuito, proveniente dalla 15ª e 16ª connessione del modulo (+13,6 V), viene stabilizzata a 9 V tramite il gruppo zener D5/C37 ed R40 stabilizzandone la frequenza di oscillazione (circa 800 Hz). In Base è esistente una tensione negativa di interdizione che blocca il funzionamento dell'oscillatore in ricezione. In trasmissione, tramite la chiusura del circuito del tasto, questa tensione di interdizione viene cortocircuitata a massa, rendendo possibile, in Base di Q8, l'esistenza della sola tensione di polarizzazione che permette il suo funzionamento. La tensione di interdizione di Q8, entra in circuito alla 10ª connessione del modulo. A questo punto, il segnale a 800 Hz, amplificato in Q8, regolato in ampiezza da VR4 e susseguentemente amplificato sul circuito integrato Q9 STK-401, è reso udibile come monitor in autoparlante durante la sola trasmissione in CW. Sempre dal circuito di Collettore di Q8, il segnale a 800 Hz in entrata alla sezione del circuito integrato amplificatore del VOX (Q4 TA7042M) rende utilizzabile il circuito di tutto il VOX come break-in cioè la ricezione appare automaticamente all'apertura circuitale del tasto.

NB: I circuiti del VOX e dell'ANTITRIP sono sempre funzionanti e sotto tensione sia in ricezione che in trasmissione, ciò che determina il passaggio del transceiver in trasmissione è solo la funzione del commutatore MOX-PTT-VOX che consente la continuità di massa tra bobina di RL-1 e massa in MOX, tra bobina di RL-1 e massa, via pulsante stand-by del microfono in PTT, e tra bobina di RL-1 e massa, via circuito di collettore di Q6, in VOX.

(continua)



TUMP... TUMM... **UK 260 NUOVO**
BONGO ELETTRONICO

PREZZO NETTO IMPOSTO L. 17.500



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.



racsegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

IL CONTROLLO DI UN VEICOLO MEDIANTE «COMPUTER» SEMBRA COSTITUIRE LA FUTURA RISPOSTA AI PROBLEMI DEL TRAFFICO

Non esiste al mondo alcuna città moderna che non debba oggi affrontare i problemi relativi al traffico, per i quali si impongono soluzioni indubbiamente urgenti.

In tutte le Nazioni civili, l'insegnamento nei suoi vari aspetti, ossia sotto il profilo didattico (scuole), quello sociale, quello culturale e specialistico, (nonché quello politico, ecc.), viene sempre più concentrato nelle città, col risultato che la gente e le merci convergono in misura sempre maggiore nelle città stesse, compromettendo ulteriormente una situazione già di per se stessa grave e caotica.

In linea di massima, i problemi del traffico possono essere classificati come segue:

- 1) Diminuzione del rendimento agli effetti del trasporto (congestione stradale, ecc.).
- 2) Peggioramento nella qualità dei servizi di trasporto (ore di punta, impossibilità di far fronte al numero di passeggeri in costante aumento, ecc.).
- 3) Maggiore frequenza degli incidenti stradali.
- 4) Aumento dell'inquinamento ambientale.
- 5) Irregolarità della distribuzione dei vantaggi derivanti dai mezzi di trasporto, qualunque sia la loro natura, e qualunque siano le loro dimensioni.

Questi problemi risultano particolarmente pronunciati nei centri urbani caratterizzati da una maggiore densità di popolazione, nei quali la situazione raggiunge sovente livelli estremamente gravi, che impongono immediati e severi provvedimenti.

Sotto questo particolare aspetto, numerose Fabbriche di autovetture sono da tempo allo studio di un tipo di mezzo mobile che si presti specialmente all'impiego cittadino, proprio per ridurre la maggior parte dei problemi di maggiore entità ai quali abbiamo testé accennato.

A titolo di esempio, l'articolo che recensiamo descrive un tipo di vettura, la cui sezione trasversale viene illustrata alla figura 1. Come si può notare, si tratta di un veicolo di dimensioni relativamente ridotte, il cui funzionamento è basato esclusivamente sull'impiego di apparecchiature elettroniche. Leggendo infatti le diciture che corredano la figura, procedendo dall'alto in basso sul lato sinistro, e quindi dal basso in alto sul lato destro, si notano:

- L'impianto radio.
- Lo schermo per la riproduzione televisiva.
- L'altoparlante.
- L'apparecchio telefonico per comunicazioni dirette con la rete urbana.
- Il cruscotto con la relativa strumentazione.

- Un ventilatore (in grado di fornire aria calda o fredda, a seconda delle esigenze e della stagione).
- Un sedile ausiliario con possibilità di abbassamento per ottenere uno spazio adeguato di cui disporre per i bagagli eventuali.
- Un sedile principale (inclinabile).
- Un soffitto foderato con materiali coibenti, per attenuare sia i fenomeni termici, sia quelli acustici.

La figura 2 è uno schema che illustra alcune tipiche situazioni di carattere cittadino, mettendo in evidenza i problemi che possono derivare dal traffico, e chiarendo anche — in diverse argomentazioni che commentano il significato della figura — il comportamento di una vettura del tipo citato, sia in corrispondenza degli incroci, sia in corrispondenza di curve, rettilinee, ecc.

La figura 3 — infine — è uno schema a blocchi che rappresenta il sistema di controllo attraverso il quale viene comandato il funzionamento della vettura. Si tratta in pratica di una specie di organigramma, la cui «mente dirigente» è il calcolatore al servizio della città, dal quale dipendono due cal-

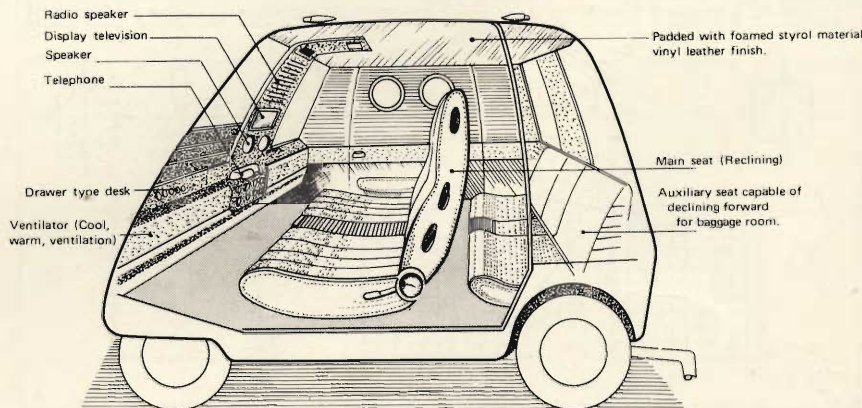


Fig. 1 - Struttura schematizzata di una tipica vettura per impiego cittadino, dotata di tutte le apparecchiature elettroniche necessarie per controllarne il funzionamento mediante «computer».

colatori complementari facenti capo a moduli di tipo speciale, ed un modulo «computer» che controlla il funzionamento di altri calcolatori addetti all'intervento in caso di incidente.

I grafici riprodotti al di sotto dello schema a blocchi illustrano le possibilità che il sistema prevede di individuare la posizione di un mezzo mobile di questo genere, allo scopo di consentire im-

mediati interventi in caso di necessità. Indubbiamente, si tratta di uno studio teorico, che lascia forse il tempo che trova attualmente, in quanto considera tecniche di avanguardia, che potranno essere tradotte in pratica in futuro, con l'ulteriore progresso della tecnica elettronica, e con la progressiva riduzione dei costi di apparecchiature il cui prezzo di vendita è oggi ancora proibitivo. Comunque, dal momento che presto o tardi bisognerà cominciare ad analizzare questi problemi anche nel nostro Paese, l'articolo può presentare un certo valore informativo sia per chi si occupa dei problemi del traffico, sia per gli operatori economici e per gli industriali che dedicano la propria attività alla produzione ed alla vendita dei mezzi di trasporto. (712).

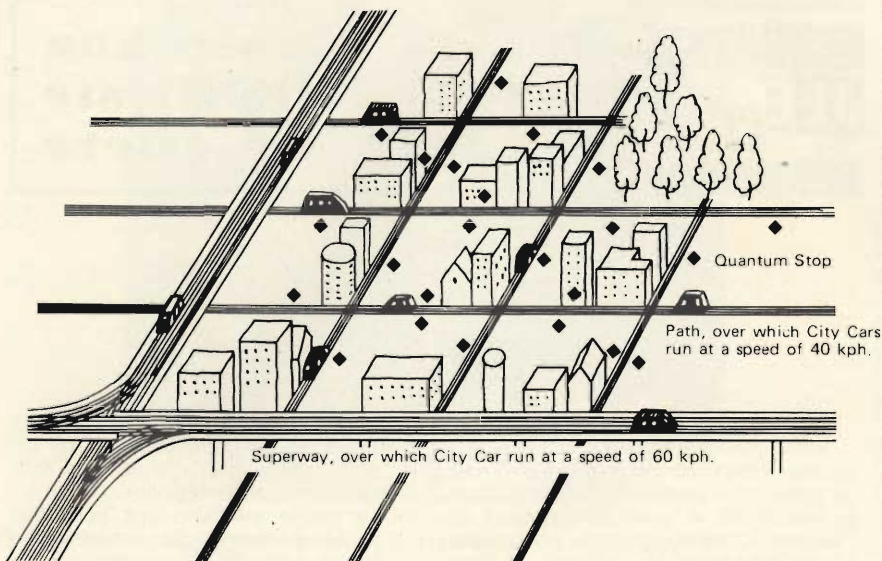


Fig. 2 - Disegno schematico con cui vengono messe in evidenza alcune tra le diverse situazioni che possono verificarsi nel traffico cittadino.

I TECNICI CHE SI OCCUPANO DI OPTOELETTRONICA USANO IL LASER CONTRO L'INQUINAMENTO DELL'ARIA (Da «Electronics»)

Nel fascicolo della Rivista americana del 6 Dicembre 1971, rileviamo questo articolo dedicato al Laser, di notevole interesse soprattutto per quanto riguarda la lotta contro l'inquinamento ambientale, che attualmente viene condotta con notevole serietà di intenti in tutti i Paesi civili.

Per l'esattezza, si tratta della seconda parte di un articolo diviso in tre puntate, nel quale vengono descritte ed esaminate le possibilità che l'optoelettronica venga sfruttata adeguatamente per svolgere indagini nel campo dell'inquinamento atmosferico.

Con l'aiuto del Laser, le sostanze inquinanti dissolte nell'aria, indipendentemente dal fatto che esse provengano da ciminiere di stabilimenti, o da tubi di scarico delle autovetture, o da altre fonti, possono essere misurate rispetto alla loro percentuale ed all'entità, con una precisione che è dell'ordine del numero di parti per miliardo.

Il grado di precisione è naturalmente essenziale come primo passo verso il controllo del pericolo di inquinamento, in continuo aumento.

Oltre a ciò, la rivelazione mediante Laser offre un vantaggio significativo sulle attuali tecniche di campionamento: il grado di inquinamento può essere controllato direttamente sul posto, ma con una certa sicurezza per quanto riguarda le condizioni ambientali degli operatori, come ad esempio nel caso del controllo all'interno di una ciminiera.

Inoltre, i campioni di aria non devono essere necessariamente trasportati in un laboratorio, con una inevitabile perdita di tempo durante la quale le variazioni di temperatura o le modifiche dovute alla pressione e di natura chimica possono ridurre l'entità effettiva dell'inquinamento.

Le basi sulle quali si fonda la tecnica

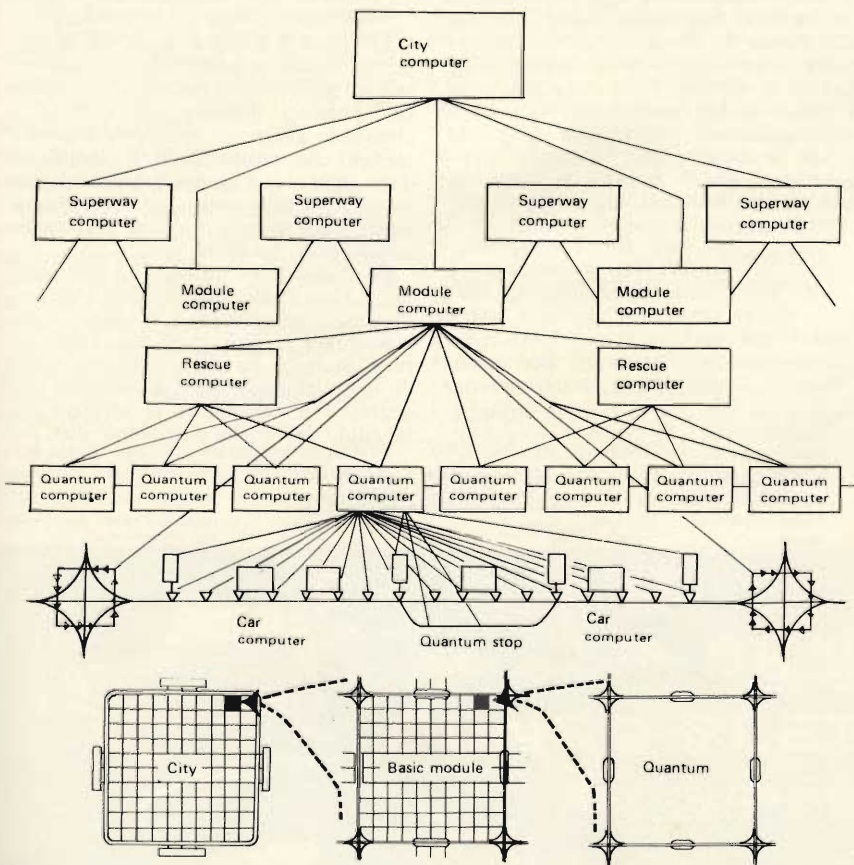


Fig. 5 - Schema a blocchi illustrante la struttura del sistema elettrico di controllo (in alto), ed un esempio tipico di intervento dell'apparecchiatura di controllo agli effetti della determinazione del punto sulla pianta di una città nel quale può verificarsi una situazione di emergenza (in basso).

di misurazione mediante il Laser sono abbastanza generiche: i materiali inquinanti possono assorbire o alterare l'energia sviluppata sotto forma di luce coerente. Facendo perciò passare un raggio Laser attraverso un campione d'aria, ed osservando sia il grado di assorbimento, sia lo spettro risultante, è dunque possibile misurare con notevole precisione la quantità degli elementi contaminanti contenuta nel campione sotto esame.

L'articolo, dopo questa interessante premessa, descrive per sommi capi il funzionamento dei dispositivi Laser funzionanti a semiconduttore, per citare immediatamente dopo i rapporti che esistono tra queste apparecchiature, ed i prodotti derivanti dai tubi di scappamento delle autovetture. Sotto questo profilo, una delle prime operazioni che vengono compiute consiste nell'analisi della quantità di aria prelevata come campione, che viene eseguita in una fase preliminare nel modo che illustriamo alla **figura 4**. In pratica, si tratta di un involucro metallico, che viene appoggiato su di una giunzione del tipo «p-n», sulla cui sommità è applicato un tratto di filo d'oro, del diametro di due millesimi di pollice.

La presenza nell'involucro di tellururo di piombo e di stagno consente di svolgere un particolare procedimento, attraverso il quale vengono valutate le percentuali dei gas che compongono il campione.

Un altro provvedimento, che illustriamo alla **figura 5**, consiste nel racchiudere la quantità di aria prelevata in un involucro considerato come prototipo, e nell'eseguire un esame spettroscopico dell'aria in tal modo prelevata, secondo il principio che viene sommariamente illustrato nella figura citata.

Il problema viene poi considerato sotto tutti i possibili aspetti, soprattutto per quanto riguarda i rilevamenti che devono essere effettuati periodicamente nei centri abitati, al fine di stabilire un controllo continuo della qualità dell'aria che viene respirata da chi vive in quella zona. Le prove vengono eseguite con l'ausilio di apparecchiature relativamente complesse, ma il cui grado di perfezionamento è oggi tale da consentirne l'impiego anche da parte di persone che non siano altamente specializzate, e che abbiano invece subito semplicemente un corso di addestramento che permette loro di usarle nel modo dovuto.

La **figura 6** illustra infine in forma assai semplificata il principio del controllo mediante un'apparecchiatura basata appunto sull'impiego del Laser. Essa consiste in un mirino, applicato direttamente sul dispositivo che produce il raggio Laser, il cui raggio di luce coerente presenta una lunghezza d'onda pari a 2.600 Angstrom. La luce riflessa dall'aria sottoposta all'esame viene fatta passare attraverso un apposito cannocchiale munito di lente di condensazione, dopo di che passa attraverso un prisma di polarizzazione a sezione triangolare, presente in un dispositivo chiamato po-

licromatore, per passare alla fine attraverso un rivelatore il cui segnale di uscita viene misurato attraverso un'apparecchiatura elettronica che fornisce direttamente il risultato del rilevamento.

Una interessante tabella che completa l'articolo stabilisce le caratteristiche di alcuni gas che vengono impiegati in queste ricerche, e fornisce ragguagli che possono essere di notevole interesse per i tecnici e gli scienziati che svolgono ricerche nel campo dell'inquinamento atmosferico (7112).

CONTROLLO DI UN FORNO PER LA FABBRICAZIONE DEL VETRO

(Da «Automatique & Informatique industrielles»)

Il vetro viene ottenuto mediante un procedimento di fusione alla temperatura di 1.600 °C di un miscuglio di materie prime, tra cui prodotti di sintesi, e prodotti di cava, seguito da un procedimento di raffreddamento controllato,

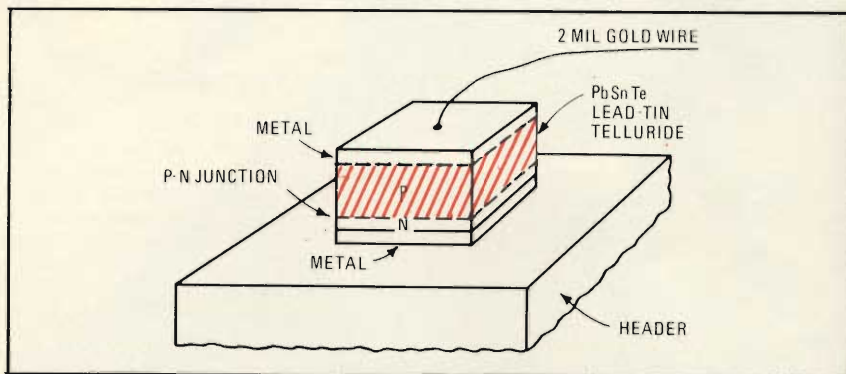


Fig. 4 - Disegno schematico illustrante la tecnica di prelevamento e di controllo di un campione d'aria, da sottoporre ad esame agli effetti della determinazione della percentuale di sostanze inquinanti.

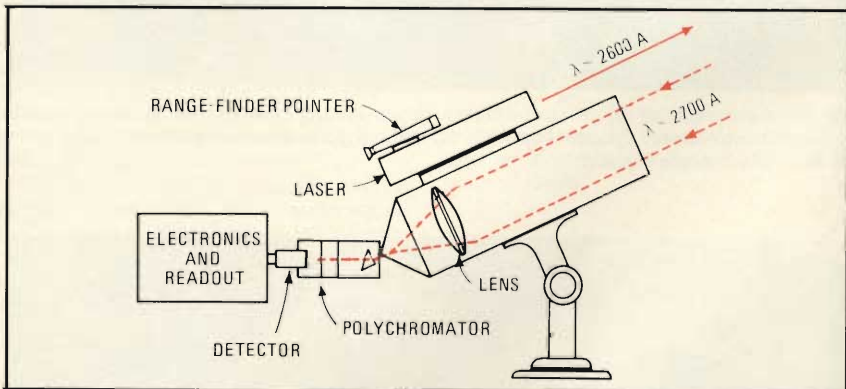


Fig. 5 - Metodo denominato «spinning and flipping» adottato nei laboratori della Bell, in base al quale viene fatto passare un raggio Laser attraverso una cellula contenente un gas campione.

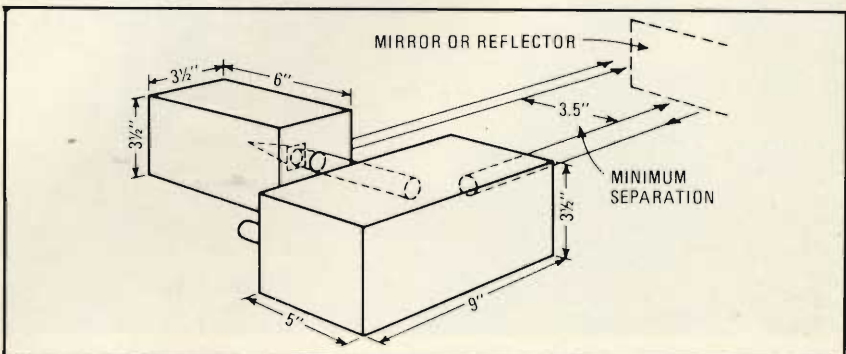


Fig. 6 - Disegno schematico dell'apparecchiatura a Laser con la quale viene compiuto l'esame dell'aria, per la determinazione del grado di inquinamento atmosferico.

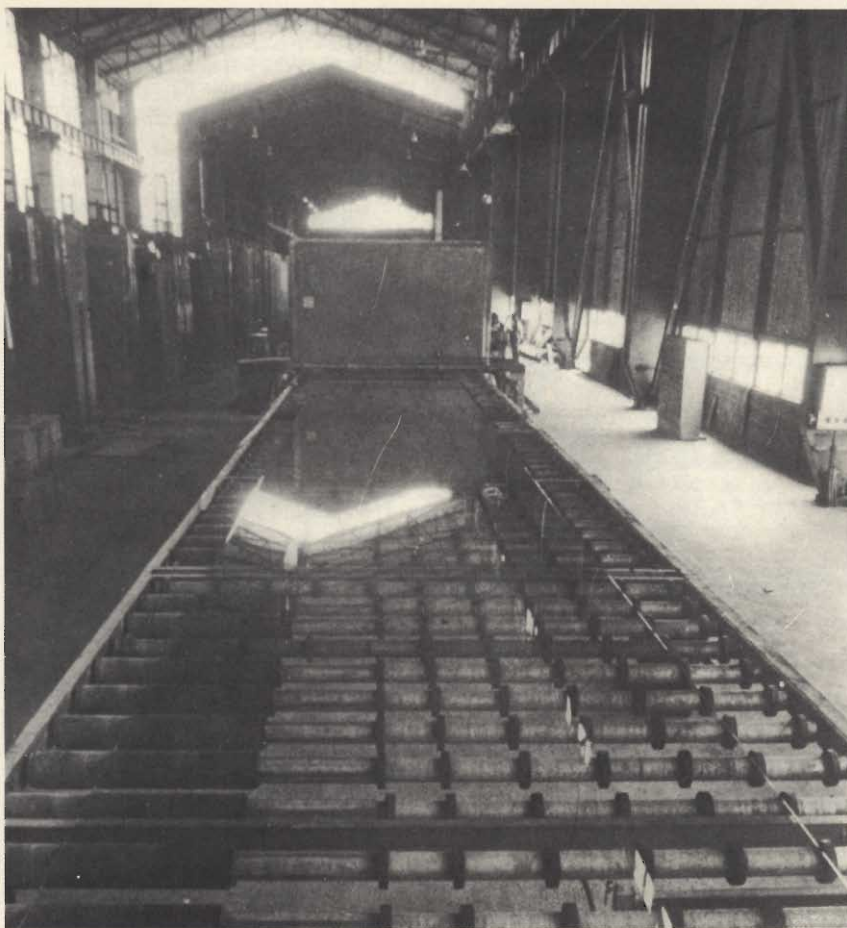


Fig. 7 - Fotografia di un grosso impianto per la lavorazione del vetro, con comando mediante ordinatore. Questo impianto ha sede a Lille ed è organizzato dal Centro di Perfezionamento Tecnico.

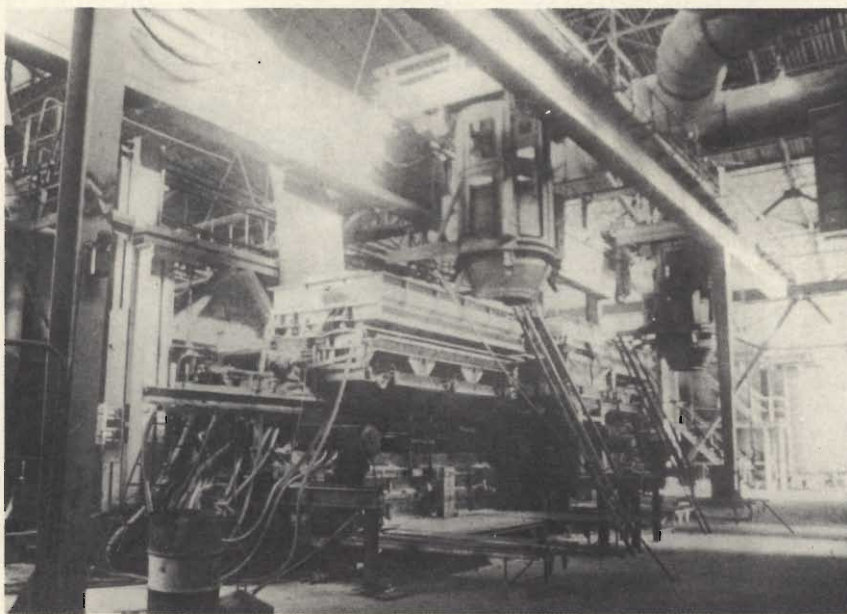


Fig. 8 - Veduta posteriore di un grosso forno dell'impianto di cui alla figura 7, anch'esso controllato mediante ordinatore. Nonostante la mole, l'intero procedimento di fusione viene comandato e controllato da un'apparecchiatura relativamente piccola.

durante il quale si procede alla sua messa in forma definitiva.

Questo sistema di fabbricazione impone l'introduzione nel miscuglio da fondere di una quantità pari approssimativamente al 20% di vetro tritato, la cui composizione chimica è identica a quella del vetro che si intende fabbricare.

E' dunque chiaro che, sia agli effetti del dosaggio dei componenti, sia agli effetti della durata dei cicli termici e meccanici, e della loro logica successione in base al procedimento che occorre seguire, è opportuno rispettare un determinato programma, che può essere controllato sia manualmente, sia mediante dispositivi di natura elettronica.

Per fornire un esempio tipico di un ciclo di lavorazione su scala industriale, la **figura 7** è una fotografia di un grande impianto predisposto appunto per la lavorazione del vetro, avente sede a Lille, ed organizzato ad opera del Centro di Perfezionamento Tecnico, nel quale le apparecchiature vengono proprio controllate mediante un geniale e razionale impianto elettronico.

Completamente automatizzato, questo impianto consiste sostanzialmente in una sala di bilance, ed in un miscelatore. La sala comprende complessivamente dieci bilance, di cui una di riserva, che provvedono a pesare i materiali che costituiscono il miscuglio da vetrificare. I prodotti che vengono pesati sono in seguito convogliati verso un miscelatore della portata di 1.500 kg. Durante le operazioni di miscelazione, la materia prima viene riscaldata ed umidificata. La miscela vetrificabile viene successivamente trasportata fino al fondo in appositi contenitori di metallo. Questo reparto comporta le altre attrezzature necessarie per la lavorazione.

Il forno, la cui parte posteriore viene qui illustrata alla **figura 8**, comprende la zona di fusione e di filtraggio, nonché il contenitore di riposo, separato dal forno propriamente detto mediante un muro che prende il nome di «shadow-wall».

Il riscaldamento viene assicurato mediante sei bruciatori laterali, alimentati a carburante e con aria riscaldata alla temperatura di circa 1.000 °C; all'uscita del forno, i fumi passano attraverso i cosiddetti dispositivi di recupero.

Ogni venti minuti, il riscaldamento viene arrestato per circa venticinque secondi, per invertire il senso del fuoco.

L'articolo recensito descrive poi — sia pure in modo superficiale — il procedimento di formatura, e si dilunga su alcuni dettagli relativi al progetto di ricerche in questo campo scientifico.

Uno schema a blocchi descrive il principio di funzionamento dell'unità centrale, consistente in un calcolatore IBM tipo 1800 da 32 K, caratterizzato da un ciclo di 4 μ sec di base, che funziona in multi-programma, con distribuzione del tempo su di un partitore funzionante sul sistema MPX.

L'impianto elettronico garantisce le seguenti funzioni:

- Controllo delle bilance per il peso dei materiali
- Controllo delle misure del forno
- Controllo dell'automatismo di inversione
- Comando delle regolazioni del forno
- Fornitura di dati diversi inerenti alla lavorazione in corso
- Esecuzione degli ordini inoltrati dal fabbricante
- Concentrazione e messa in archivio delle informazioni
- Lavori diversi in tempi suddivisi.

L'applicazione è stata studiata e realizzata nel volgere di ben diciotto mesi, da parte di una squadra di tecnici comprendente due ingegneri, tre programmatori ed un tecnico elettronico.

L'articolo prosegue poi con l'esposizione dettagliata dei sistemi di controllo del forno e di trattamento delle inversioni, nonché con la descrizione delle misure precauzionali che vengono adottate per evitare inconvenienti di varia natura, e viene alla fine concluso con alcuni ragguagli che lasciano prevedere ulteriori sviluppi anche in questo campo particolare. (721).

INTERCONNESSIONI E COMMUTATORI PER ACCOPPIAMENTI TRA FIBRE OTTICHE

(Da «Electronic Components»)

Come i Lettori certamente sanno, le fibre ottiche possono essere usate con notevoli vantaggi in circostanze nelle quali le interferenze di natura elettromagnetica possono arrecare notevoli disturbi. Sono inoltre possibili ulteriori benefici derivanti dalla riduzione del peso e del costo.

Dopo questa premessa, l'articolo che recensiamo descrive la struttura pratica dei connettori per fibre ottiche, concettualmente semplice, di funzionamento sicuro e di uso assai conveniente. Segue poi una discussione relativa alle perdite di energia ottica, derivante dall'introduzione di questi connettori, unitamente ad alcuni ragguagli relativi ai risultati ottenuti con la trasmissione nei confronti di dispositivi di tipo pratico.

Da molto tempo, è stato possibile constatare che l'impiego di componenti optoelettronici costituisce un mezzo per raggiungere un adeguato isolamento elettrico; in pratica, le interfacce ed i commutatori che sfruttano questo principio sono già commercialmente disponibili.

Assai di frequente, la combinazione di sorgenti all'arseniuro di gallio con un fotorelizzatore al silicio, convenientemente compatibile, viene usata a questo scopo, in quanto la commutazione viene ottenuta semplicemente con l'impiego di un otturatore opaco di tipo mobile. Questi sistemi — attualmente — comportano connessioni e commutatori di tipo esclusivamente elettrico, in quanto gli analoghi dispositivi di tipo ottico non sono ancora disponibili.

Quando la suddetta combinazione di sorgenti di luce e di rivelatori viene usata con un sistema di accoppiamento

basato sull'uso delle fibre ottiche, risulta evidente un'ulteriore serie di importanti vantaggi. In primo luogo, è da citare l'eliminazione virtuale degli effetti della radiazione parassita, in quanto un sistema di accoppiamento mediante fibre ottiche adeguatamente costruito in un involucro di plastica né dà adito a tali radiazioni, né è suscettibile di captare segnali parassiti provenienti da altre sorgenti.

Di conseguenza, almeno per quanto riguarda il principio teorico, sarebbe possibile porre rimedio ai fenomeni di interferenze, sia in corrispondenza della sorgente, sia nei circuiti nei quali i relativi inconvenienti si manifestano.

Tuttavia, almeno per il momento, è difficilmente possibile eliminare le interferenze alla sorgente, in quanto esse hanno origine solitamente in un componente percorso da una corrente elettrica di notevole intensità. I componenti di attuale produzione appartenenti al campo dell'opto-elettronica presentano fattori di rendimento troppo bassi per permettere il loro impiego in applicazioni di questo tipo.

L'articolo, di cui abbiamo riportato quasi integralmente l'introduzione, prosegue con una descrizione dettagliata della struttura attuale delle fibre ottiche, di cui un esempio viene qui illustrato alla **figura 9**, che rappresenta una fotografia notevolmente ingrandita di una estremità vista in sezione. Con una struttura di questo tipo, è possibile realizzare linee di trasmissione di lunghezza fino a ben trenta metri, in grado di trasportare segnali con una larghezza di banda che si estende ai 10 MHz, e caratterizzata da un rapporto tra segnale e rumore pari approssimativamente a 100 : 1.

Un altro argomento di grande interesse che viene preso in considerazione nell'articolo è il fenomeno dell'attenuazione in corrispondenza delle cosiddette interfacce: agli effetti dell'impiego nel campo delle comunicazioni, sono state tradotte in pratica due diverse categorie di fibre ottiche. Ciascuna di esse presenta uno strato denominato «cladding», che denota un indice di rifrazione leggermente più basso, e che viene installato intorno al nucleo centrale. Questa sezione reca il segnale vero e proprio di informazione, mentre lo strato esterno garantisce la riflessione interna totale nei confronti della radiazione incidente, e con le angolazioni appropriate.

Quando il funzionamento avviene in un unico modo di trasmissione, è necessaria l'aggiunta di un altro nucleo di diametro assai esiguo: per gli accoppiamenti destinati all'impiego di tipo generico, come quelli che vengono considerati ad esempio nell'articolo, il nucleo suddetto occupa la maggior parte della sezione trasversale, e lo strato «cladding» costituisce soltanto una sottile pellicola esterna, come si osserva appunto alla citata figura 9.

L'argomento che viene successivamente preso in considerazione è quello delle interconnessioni: i problemi rela-

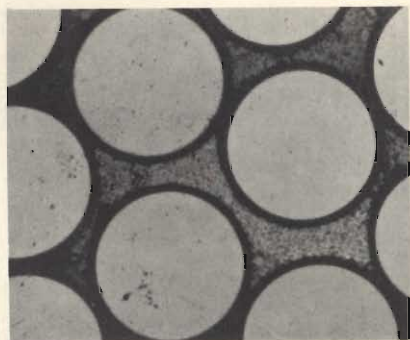


Fig. 9 - Fotografia notevolmente ingrandita dell'estremità lucidata di una sezione di fibra ottica. Con questa struttura è possibile realizzare linee di trasmissione fino a 30 m.

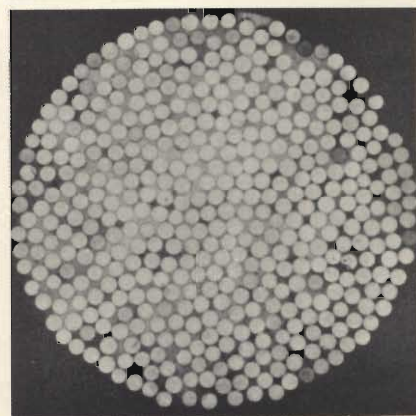


Fig. 10 - Ingrandimento fotografico di una sezione di un connettore per fibre ottiche, illustrante la densità delle fibre unite a fascio.

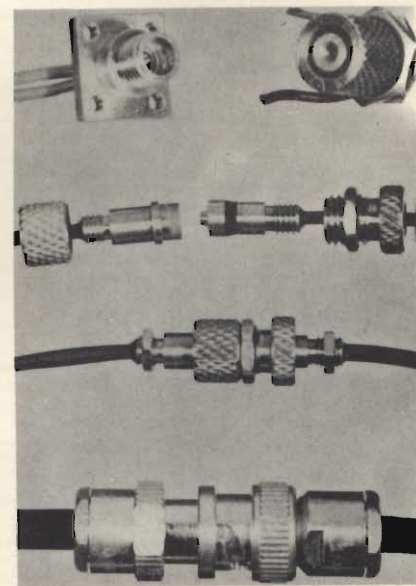


Fig. 11 - Aspetto tipico di alcuni connettori completi, e confronto con connettori elettrici standard del tipo BNC. visibili in alto.

tivi all'accoppiamento sorgono nei confronti della sorgente e del rivelatore, come pure in corrispondenza di qualsiasi giuntura tra fibre ottiche.

Sotto questo particolare punto di vista, è auspicabile l'impiego del medesimo tipo di connettori, sebbene le condizioni possano differire leggermente, a seconda delle circostanze. In genere, qualsiasi tipo di connessione deve presentare però un funzionamento sicuro, un alto fattore di rendimento, un grado di ripetibilità adeguato, e deve essere inoltre compatto, leggero, e di semplice impiego.

Particolarmente per quanto riguarda le applicazioni in campo aeronautico, è opportuno che il connettore non subisca influenze ad opera di vibrazioni meccaniche anche se violente (ad esempio il fenomeno della microfonicità), onde evitare che la sicurezza di funzionamento ne venga compromessa.

A tale scopo, sono stati appunto creati alcuni tipi di connettori, costituiti da fibre molto sottili e ad alto grado di densità, come si osserva nella foto di figura 10.

La figura 11 — infine — è una fotografia che illustra alcuni tipi di connettori di attuale produzione, per fibre ottiche, che vengono qui confrontati con analoghi connettori elettrici di tipo standard, appartenenti alla categoria BNC. La foto illustra i tipi di connettori adatti alla sorgente ed al rivelatore, men-

tre quelli del tipo elettrico BNC sono visibili in alto, rispettivamente a destra ed a sinistra.

La nota è corredata anche di altre numerose illustrazioni, tra cui un disegno che illustra schematicamente la struttura interna delle fibre ottiche ad alta densità, un grafico che esprime la superficie attiva calcolata di un'interfaccia ad alta densità in funzione del diametro delle fibre, ed un disegno che chiarisce la struttura della sezione trasversale di un accoppiatore. Come conclusione, l'Autore sostiene che fino ad ora è già stato possibile realizzare sistemi di accoppiamento dal funzionamento più che soddisfacente, sebbene essi presentino ancora problemi di una certa entità per quanto riguarda le perdite. Ciò nondimeno, i dispositivi di accoppiamento descritti sono in grado di soddisfare la maggior parte delle esigenze attualmente riscontrate, e tutto lascia prevedere che in un prossimo futuro ulteriori sviluppi permetteranno di ottenere un rendimento ancora più elevato e soddisfacente. (721).

AMPLIFICATORE UNIVERSALE PER STRUMENTI DI MISURA A BOBINA MOBILE

(Da «Wireless World»)

La sensibilità fondamentale di uno strumento a bobina mobile, espressa in funzione del valore minimo della cor-

rente o della tensione di ingresso necessario per ottenere la deflessione dell'indice a fondo scala, o dell'impedenza interna espressa in valori del rapporto tra la resistenza e la tensione (ohm per volt = Ω/V) può essere notevolmente aumentata amplificando il segnale di ingresso prima che venga applicato all'equipaggio mobile.

Nei vari tipi di strumenti a valvole ed a transistori, nei quali risulta possibile la misura di tensioni e di correnti continue ed alternate, questa amplificazione viene normalmente ottenuta attraverso l'impiego di amplificatori separati per la corrente continua e per la corrente alternata.

Il motivo più logico di ciò risiede probabilmente nel fatto che i segnali a corrente alternata devono essere rettificati prima che possano essere misurati da parte di uno strumento funzionante invece in corrente continua. Oltre a ciò, esiste un certo grado di incompatibilità tra le esigenze di progetto di un amplificatore in corrente alternata e quelle di un amplificatore funzionante invece in corrente continua.

Nel caso dell'amplificatore in corrente continua, non è solitamente necessario disporre di un guadagno di tensione maggiore dell'unità, a patto che la sensibilità naturale dello strumento sia adeguata alle esigenze, per cui è necessario aumentare soltanto l'impedenza di ingresso. Questo risultato può essere facilmente ottenuto mediante l'impiego di circuiti convenzionali, che vengono opportunamente citati e descritti nell'articolo.

L'Autore — tuttavia — ritiene che provvedendo alla costruzione di un amplificatore in grado di eccitare adeguatamente uno strumento a bobina mobile, e caratterizzato da un responso alla frequenza compreso tra la corrente continua ed alcune decine di kilohertz, sia possibile allestire un multimetro assai più semplice, con l'aggiunta di alcuni vantaggi supplementari.

L'amplificatore che viene descritto nell'articolo permette di ottenere questo interessante risultato senza minimamente peggiorare le prestazioni di entrambe le sezioni relative al funzionamento in corrente continua ed in corrente alternata. Questo risultato viene inoltre raggiunto con buona stabilità, con eccellente linearità della scala, e con un responso alla frequenza che si estende appunto dalla corrente continua fino alla frequenza di ben 100 kHz.

La figura 12 rappresenta lo schema elettrico di un primo tipo di amplificatore, caratterizzato da un guadagno a circuito aperto più elevato, e da un'impedenza maggiore, rispetto agli stessi parametri che vengono riscontrati in un circuito di tipo convenzionale. Nella sezione integrata, evidenziata dal rettangolo tratteggiato, i numeri racchiusi in un circoletto indicano i conduttori che vengono portati all'esterno sotto forma di terminali (contraddistinti con la relativa numerazione progressiva), rispetto al substrato. Si tratta di un circuito assai semplice, costituito da tre transi-

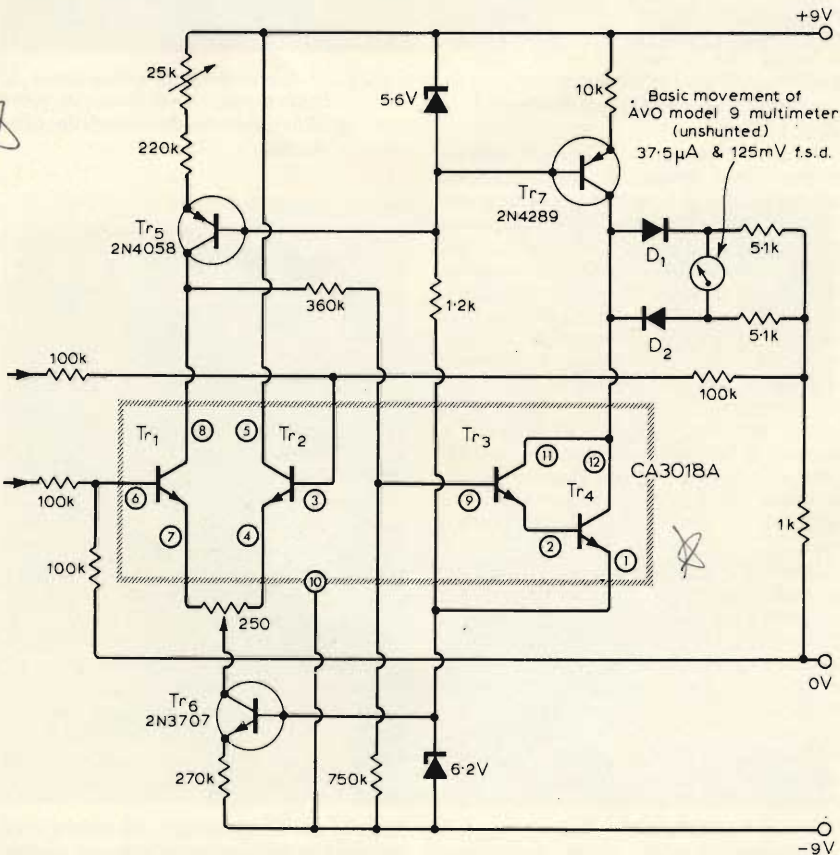


Fig. 12 - Schema elettrico dell'amplificatore per lo strumento, impiegante un circuito integrato RCA del tipo 3018 A.

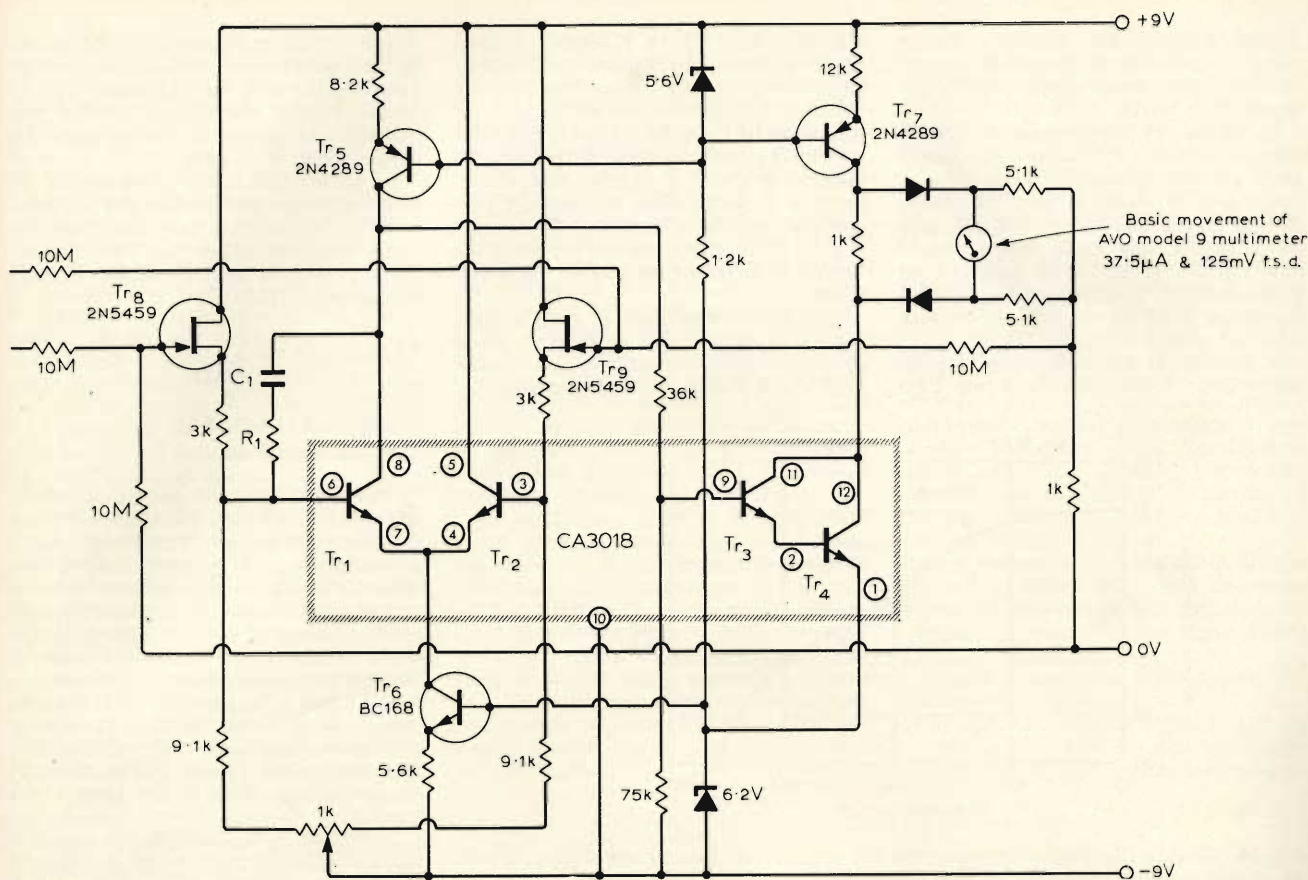


Fig. 13 - Perfezionamento dello schema elettrico di cui alla figura 12, con l'aggiunta di alcuni stadi che ne migliorano la linearità e la stabilità.

stori discreti che si aggiungono alla sezione integrata, da due diodi zener, di cui uno da 5,6 V ed uno da 6,2 V, e da due diodi normali, attraverso i quali viene rettificata la tensione da applicare direttamente allo strumento a bobina mobile, consistente in un microamperometro avente una sensibilità di 37,5 μA fondo scala, pari a 125 mV di tensione.

La figura 13 rappresenta invece un ulteriore perfezionamento del circuito di cui alla figura 12. In questo caso, il dispositivo comporta un totale di cinque transistori oltre al circuito integrato, il che permette — oltre ad una maggiore amplificazione, e quindi ad una maggiore sensibilità nei confronti dei segnali applicati all'ingresso attraverso le due resistenze da 10 MΩ — anche una maggiore linearità ed una più soddisfacente stabilità, a tutto vantaggio della esattezza delle letture che è possibile eseguire.

L'articolo, di notevole lunghezza redazionale, comprende anche un altro circuito (che non riproduciamo per brevità), che descrive il vero e proprio multimetro allestito con l'aiuto dell'amplificatore di cui alla figura 13, recante anche una tabella che spiega dettagliatamente la funzione delle dodici posizioni del commutatore a tre sezioni, attraverso il quale vengono predisposte le diverse portate consentite dallo strumento.

Si tratta quindi di un articolo di grandissimo interesse per i tecnici che operano nel campo dell'allestimento di strumenti di misura da laboratorio (722).

UN CIRCUITO DI CORREZIONE RIAA PER TESTINE FONOGRAFICHE DI TIPO MAGNETICO (Da «Radio Télévision Pratique»)

La correzione del responso alla frequenza da parte dello stadio o degli stadi di preamplificazione di un amplificatore di Bassa Frequenza rappresenta sempre un problema, in quanto deve corrispondere alle esigenze relative al tipo di rivelatore che viene usato per la riproduzione dei dischi.

L'equalizzazione necessaria varia notoriamente a seconda che la testina sia di tipo magnetico, piezoelettrico, ceramico, elettrostatico, ecc.

Con il circuito integrato del tipo CA 3035, la RCA ha potuto realizzare numerosi tipi di dispositivi elettronici: uno di essi, consistente in un sistema di regolazione del tono, viene descritto in un altro articolo sulla stessa Rivista.

L'applicazione alla quale ci riferiamo, assai interessante sotto il punto di vista didattico, è quella che permette l'impiego di una testina magnetica, quando si dispone invece di un giradischi previsto per il funzionamento con una testina di tipo piezoelettrico.

Il Lettore saprà certamente che le testine di tipo magnetico forniscono un ascolto di qualità superiore a quello ottenibile con le testine piezoelettriche, sebbene le prime presentino due inconvenienti di una certa importanza, e precisamente:

- Il segnale di Bassa Frequenza disponibile in uscita è debole, ossia dello ordine di 5 mV, mentre quello fornito da una testina piezoelettrica raggiunge anche il valore di 0,5 V.
- Una testina di tipo magnetico non compensa le caratteristiche di registrazione dei dischi microsolco attuali, nei quali viene favorito il guadagno alle frequenze elevate. Per questo motivo, quando si fa uso di una testina di tipo magnetico, è necessario aggiungere questa maggiore amplificazione nei confronti delle frequenze elevate all'ingresso dell'amplificatore, lineare, attraverso l'inserimento di un circuito di correzione avente caratteristiche adeguate.

Quanto sopra viene espresso dal grafico che riportiamo alla figura 14, che chiarisce la variazione del livello del segnale, espresso in decibel, in funzione della frequenza, entro una gamma compresa tra 10 Hz e 16 kHz. Come si può osservare, il guadagno deve essere pari a dieci volte la frequenza più bassa, e deve aumentare con l'aumentare della frequenza, in quanto il livello del

segnale fornito dalla testina si riduce mano a mano che la frequenza aumenta, come può essere rilevato dall'andamento della curva.

La figura 15 rappresenta invece lo schema elettrico del dispositivo, impiegante appunto il circuito integrato RCA tipo CA 3035: come si nota, la testina di tipo magnetico deve essere collegata tra la massa, alla quale fanno capo i terminali 2 e 10 dell'unità integrata, ed il terminale N. 1, attraverso la capacità del valore di 10 nF, in serie ad un resistore del valore di 33.000 Ω .

Il circuito di equalizzazione propriamente detto è costituito dalla rete C2 -

C4 - C3 - R2 - R3, ed il segnale di uscita da applicare all'ingresso dell'amplificatore propriamente detto viene prelevato dal terminale inferiore di C3 (del valore di 10 μ F) e dalla massa. L'alimentazione del circuito avviene attraverso una batteria in grado di fornire una tensione di 9 V, in parallelo alla quale è presente la capacità elettrolitica C5, avente il compito di stabilizzare la tensione col variare della resistenza interna della batteria.

L'articolo è corredato di altre interessanti illustrazioni, che chiariscono sia il principio di funzionamento del correttore, sia il sistema di collegamento me-

dante un cavetto schermato, sia ancora la caratteristica dinamica del circuito di controreazione, e le variazioni che la forma d'onda del segnale subisce nel passaggio attraverso le diverse parti che costituiscono il circuito.

La nota viene infine conclusa con alcuni ragguagli che presentano un interesse particolare nel caso che l'applicazione venga effettuata nei confronti di un impianto di amplificazione di tipo stereofonico (721).

TELECOMANDO ED AUTOMATISMO IN FOTOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA (Da «Le Haut Parleur»)

Sappiamo tutti che stiamo entrando sempre più nell'era dell'automatismo e del telecomando: gli appassionati di cinematografia e di fotografia diventano sempre più dei semplici «premi bottoni», che si accontentano di premere un pulsante dopo aver semplicemente inquadrato il soggetto da fotografare o da filmare attraverso il rispettivo mirino.

Dal canto loro, i proiettori di diapositive e di pellicole cinematografiche a passo ridotto sono dei pari apparecchiature sempre più automatizzate, ed il cui funzionamento può inoltre essere comandato a distanza.

Sono ben noti i sistemi di controllo automatico dell'apertura del diaframma comandata mediante cellula fotoelettrica in funzione del tempo di posa, della cadenza di ripresa, e della sensibilità della pellicola scelta. Questi dispositivi vengono progressivamente perfezionati, grazie all'impiego di nuovi tipi di cellule fotoresistive al solfuro di cadmio, e di otturatori elettronici o piuttosto elettromeccanici, impiegati nel campo fotografico prima della messa a punto degli otturatori realmente elettronici, che non presentano più alcun elemento elettromeccanico, costituiti ad esempio da cellule del tipo Kerr.

La messa a punto automatica degli obiettivi mediante servomotori, sulle macchine fotografiche e da ripresa, è già stata tradotta in pratica, almeno su apparecchi speciali e su prototipi, ed in modo più generico sui proiettori per diapositive. Tuttavia, al di fuori di questi sistemi di automatismo, in certo qual modo ormai classici ed applicati correntemente, esistono già dei sistemi di telecomando e di regolazione automatica più specializzati e meno noti, che permettono applicazioni ancora più interessanti.

Ad esempio, esistono dispositivi di comando a distanza delle camere da ripresa e delle macchine fotografiche, attraverso i quali è possibile effettuare riprese di animali selvatici o di oggetti pericolosi ed inaccessibili, come pure lo studio di fenomeni assai rapidi, assai lenti, ecc.

La foto che riproduciamo alla figura 16 mostra l'impiego di un esemplare di macchina da ripresa assai moderna, munito di un obiettivo in grado di fotografare a distanza assai ravvicinata anche

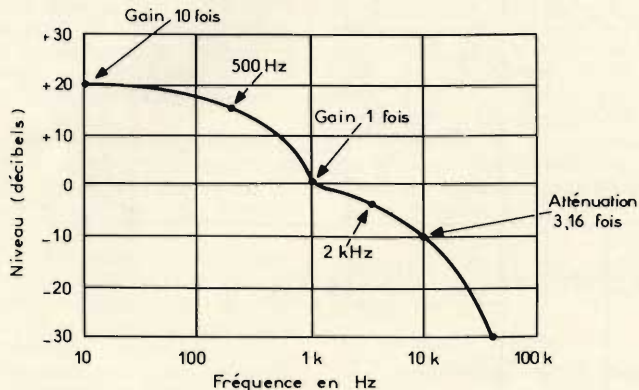


Fig. 14 - Grafico illustrante l'attenuazione del segnale con l'aumentare della frequenza in una testina fotografica di tipo magnetico.

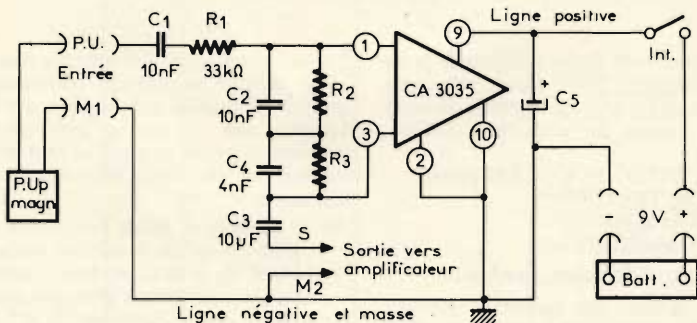


Fig. 15 - Schema elettrico del correttore impiegante un circuito integrato del tipo CA 3035.



Fig. 16 - Impiego di una macchina da ripresa cinematografica con teleobiettivo, nei confronti della quale risulta particolarmente utile un dispositivo di comando elettronico a distanza.

oggetti ed immagini particolarmente lontane, al punto tale da fornire l'impressione che la ripresa venga effettuata da una distanza minima. In applicazioni di questo genere, a causa dell'enorme effetto di avvicinamento dovuto al teleobiettivo, la stabilità meccanica è di fondamentale importanza, in quanto la minima oscillazione della macchina da ripresa rispetto alla sua posizione comporta fenomeni di movimento durante la proiezione, che possono arrecare notevole disturbo allo spettatore. Sotto tale aspetto, risulta già abbastanza evidente la necessità di ricorrere ad apparecchiature di comando a distanza, che permettono di far funzionare la macchina da ripresa con la massima stabilità, appoggiandola su di un treppiede anziché alla spalla dell'operatore.

L'articolo descrive tra l'altro un dispositivo denominato Variotimer, che comporta il motore propriamente detto per il trascinamento della pellicola, e la relativa scatola di comando, la quale consta di un circuito elettronico d' assieme, e che permette — in particolare — le riprese animate.

Il dispositivo contiene anche un motore sincrono, con messa in moto ed arresto istantanei, in grado di assicurare posizioni angolari ben determinate dell'otturatore. Il sistema permette anche la retromarcia, ed è perfettamente esente da vibrazioni.

Dopo la descrizione dettagliata del dispositivo, che viene effettuata anche con l'aiuto di una figura che illustra la sequenza delle posizioni meccaniche dell'otturatore rispetto agli impulsi di comando, un paragrafo viene dedicato ai proiettori per diapositive, in grado di funzionare con un numero di diapositive compreso tra 30 e 100, che vengono proiettate successivamente mediante un sistema automatico sotto l'influenza di un dispositivo di comando a distanza collegato attraverso un cavo, o addirittura senza fili, funzionante in tal caso quasi sempre con l'impiego degli ultrasuoni.

Il passaggio da un'immagine all'altra può avere luogo in queste applicazioni automaticamente, mediante un sistema regolabile, oppure mediante segnali magnetici che vengono registrati su di un nastro in un magnetofono di tipo speciale.

Nel caso della proiezione di diapositive, mentre un'immagine viene sostituita da quella successiva, vale a dire durante il ritorno automatico nel magazzino della diapositiva proiettata in precedenza e la sua sostituzione con quella che segue, scorre di solito il cosiddetto tempo morto, variabile intorno ad 1,5 secondi, durante il quale non compare sullo schermo alcuna immagine.

Questa interruzione periodica della proiezione, che viene denominata dagli appassionati col termine di «buco nero», è piuttosto fastidiosa per l'occhio dello spettatore, ed è anche deplorabile dal punto di vista artistico. Se il montaggio viene sonorizzato, il ritmo di proiezione, come quello dell'ascolto, viene costantemente interrotto in un modo assai sgradevole.

Di qui sorge l'interesse che desta il dispositivo che i francesi chiamano «*fondu enchainé*», che permette l'impiego di due apparecchi di proiezione, e di un dispositivo di apertura e di chiusura sincronizzate, che garantisce il passaggio progressivo e senza interruzione da una immagine a quella successiva.

Un'applicazione particolare in questo campo specifico viene qui illustrata alla figura 17, che mette in evidenza in forma schematica il metodo di sincronizzazione di tre proiettori con un magnetofono, attraverso una scatola di telecomando a tre vie, denominata Polysynchrobox. Come si può intuire osservando questa figura, il nastro — dopo essere passato davanti alle testine di lettura e di registrazione — passa sul dispositivo elettronico di telecomando, prima di raggiungere la bobina raccoglitrice.

In particolare, si tratta di un'applicazione speciale denominata Diaporama, nel senso che le tre diapositive vengono proiettate simultaneamente su di uno schermo rettangolare di grandi dimensioni ed a sviluppo orizzontale, ottenendo in tal modo un'immagine assai più larga di quella che è possibile ottenere con una sola diapositiva, anche nel formato «*cinemascope*». Si tratta — in sostanza — dello stesso principio del ben noto Cinerama.

Dopo altri dettagli che vengono forniti in merito a questi sistemi di comando automatico, sia nei confronti delle normali macchine da ripresa, sia nei confronti delle riprese cinematografiche e della proiezione di diapositive, l'Autore descrive un sistema di telecomando dell'otturatore, il cui circuito elettrico viene qui riprodotto alla figura 18.

La corrente di alimentazione viene applicata al circuito mediante le prese di ingresso J1 ed J2. Quando i commutatori S1 ed S2 sono chiusi, il raggio della sorgente luminosa J1 viene inviato sulla cellula fotoelettrica PC1, riducendone la resistenza interna, tanto quanto basta per permettere il passaggio di una corrente che eccita il relè K1. Quando questo relè viene azionato, i suoi contatti normalmente chiusi si aprono: il relè K2 ed i circuiti corrispondenti non sono quindi più alimentati.

Se il raggio di luce di controllo che agisce sulla cellula PC1 viene interrotto, il relè K1 non risulta più eccitato, e la corrente di alimentazione viene invece applicata al relè K2.

Questa disposizione permette tre funzionamenti simultanei:

- 1) Il relè K2 funziona in modo tale da spostare i relativi contatti mobili dall'alto in basso (rispetto allo schema

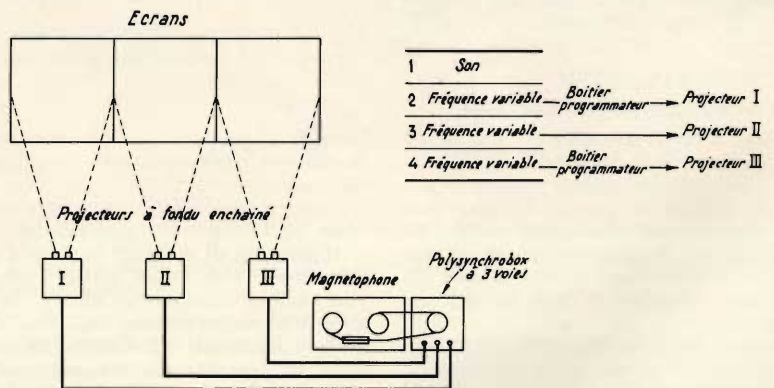


Fig. 17 - Schema semplificato illustrante il comando simultaneo di tre proiettori su schermo rettangolare di grandi dimensioni.

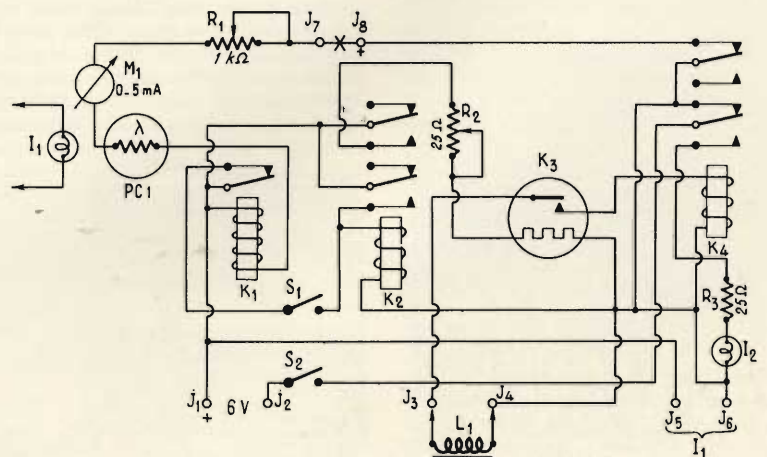


Fig. 18 - Schema elettrico relativo al dispositivo di telecomando dell'otturatore.

che riportiamo).

- 2) Viene inoltre applicato un impulso al solenoide di comando dell'otturatore L2, e
- 3) La corrente di alimentazione agisce sull'elemento riscaldante del relè termico K3, tramite i contatti superiori del relè K2.

Dopo un breve intervallo di tempo, i contatti del relè K3 chiudono completamente il circuito tramite l'avvolgimento di eccitazione del relè K4

Il sistema corrispondente che genera la luce, e che invia il fascio luminoso verso l'apparecchio, è costituito semplicemente da una lampada elettrica tascabile modificata, con batteria costituita da due elementi, equipaggiata con un filtro rosso N. 25, che viene montato su di una piastrina di legno. Si toglie la batteria dalla lampada tascabile, si sostituisce la lampada originale con una lampada da 6 V di forma analoga, e si pratica un'apertura di 3 o 4 mm attraverso l'estremità del corpo della lampada, dopo di che è possibile applicare una giuntura in para, per permettere il passaggio del cavetto di alimentazione.

I dettagli che vengono forniti agli effetti dell'allestimento di questo dispositivo sono tali da permetterne la costruzione a chiunque si occupi di studi in questo particolare campo, a patto che disponga però della necessaria competenza in fatto di elettronica (17/722).

I CRISTALLI LIQUIDI

(Da «*Electronique Professionnelle*»)

Dopo essere stati scoperti più di ottant'anni orsono, i cristalli liquidi cominciano soltanto oggi a trovare le prime possibilità di pratica applicazione: essi sostituiscono vantaggiosamente i tubi Nixie per la rappresentazione alfanumerica, e dovrebbero servire inoltre nei televisori ultrapiatti e negli orologi senza sfere.

Questi moderni dispositivi facilitano la misura di temperature, rivelano la presenza di difetti nei materiali, servono come dispositivi per l'esecuzione di controlli di tipo non distruttivo, captano gli sforzi meccanici, ecc.

Essi vengono inoltre usati come supporti per ologrammi radioelettrici.

I cristalli liquidi, normalmente trasparenti, fissano l'informazione in «memoria» quando viene loro applicata una debole tensione elettrica.

Questa è la premessa con la quale

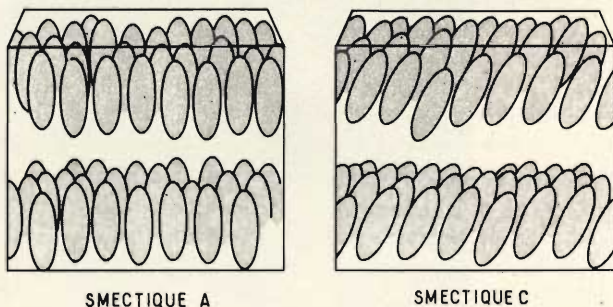


Fig. 19 - Rappresentazione schematica di due diverse condizioni della fase smectica.

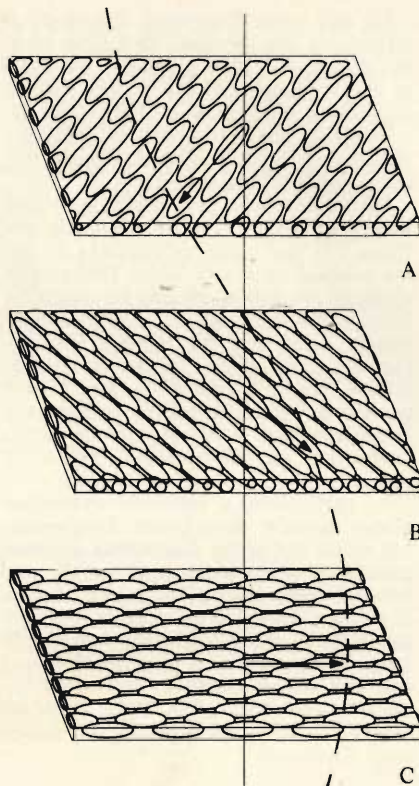


Fig. 20 - Rappresentazione schematica della spirale colesterica riscontrata nei cristalli liquidi.

L'Autore di questo articolo apre l'argomento: un primo paragrafo esamina le sostanze mesomorfe o mesofasiche. A tale riguardo, numerosi cristallogologi, come ad esempio Maugin, Friedel, ecc., si sforzarono di stabilire la vera e propria struttura di questi corpi: i loro lavori hanno dimostrato che i liquidi anisotropi rappresentano degli stati della materia intermedi tra il corpo cristallizzato, in possesso di una sistemazione periodica di atomi, ed i corpi amorfi, nei quali si suppone che le molecole siano in stato di caos assoluto.

Tuttavia, malgrado il nome che le contraddistingue, queste sostanze non possono essere considerate come veri e propri cristalli, a causa della loro fluidità, spesso notevole. Oltre a ciò, l'aggettivo qualificativo «liquido» è in realtà impropriamente usato, in quanto alcuni tra essi si presentano allo stato solido.

Per rammentare la posizione intermedia di questo stato fisico, tra quello cristallino e quello amorfo, Friedel propose di sostituire l'espressione di cristallo liquido con quella di sostanza amorfica o mesofasica.

Il paragrafo successivo descrive i tre stati mesomorfi distinti, e precisamente quello relativo ai corpi smectici, quello relativo ai corpi nematici, e quello relativo ai corpi colesterici.

Dalla dissertazione relativa a questi tre stadi, riportiamo la figura 19 che illustra la fase smectica, caratterizzata da un ordine ad una dimensione. Le molecole sono infatti ripartite in strati sovrapposti. Nella maggior parte dei casi, le molecole risultano parallele all'asse di sovrapposizione (condizione smectica A), mentre altre volte, secondo un fenomeno recentemente scoperto, esse risultano inclinate rispetto al suddetto asse con un angolo che può variare col variare della temperatura (condizione smectica C).

La figura 20 — infine — rappresenta la caratteristica della cosiddetta spirale colesterica. In una «fetta» di cristallo liquido, la disposizione delle molecole è analoga a quella di una nematica.

La direzione privilegiata di orientamento delle molecole ruota però da un piano a quello successivo, come si osserva nelle tre fasi separate A, B e C.

L'articolo prosegue con la descrizione del termometro colesterico, e si dilunga in seguito con la descrizione di applicazioni particolari nel campo dell'elettronica, concludendo poi con la descrizione del sistema di misura dei coefficienti aerodinamici mediante appunto l'impiego di cristalli liquidi.

Si tratta in sostanza di un articolo di vero e proprio aggiornamento, di grande interesse per chi studia a fondo i problemi relativi all'informatica ed alle branche scientifiche collaterali. (722)

UN PERFEZIONAMENTO AL SERVIZIO TAXI DI NEW YORK

Da un comunicato-stampa diramato dalla RCA, apprendiamo che i taxisti di New York saranno i primi ad usufruire di un nuovo sistema escogitato appunto dalla RCA per emettere segnali di allarme silenziosi, che possono essere ricevuti dai rispettivi uffici centrali, in caso di incidente, rapina, aggressione, ecc.

Il dispositivo potrà essere messo in funzione mediante la semplice pressione su di un pulsante da parte del guidatore, senza che i passeggeri eventuali se ne accorgano. Nella sede dell'ufficio, lo addetto al controllo, facendo riferimento all'ultima posizione dalla quale è partito il radio-taxi, potrà stabilire dove inviare gli eventuali soccorsi.



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.

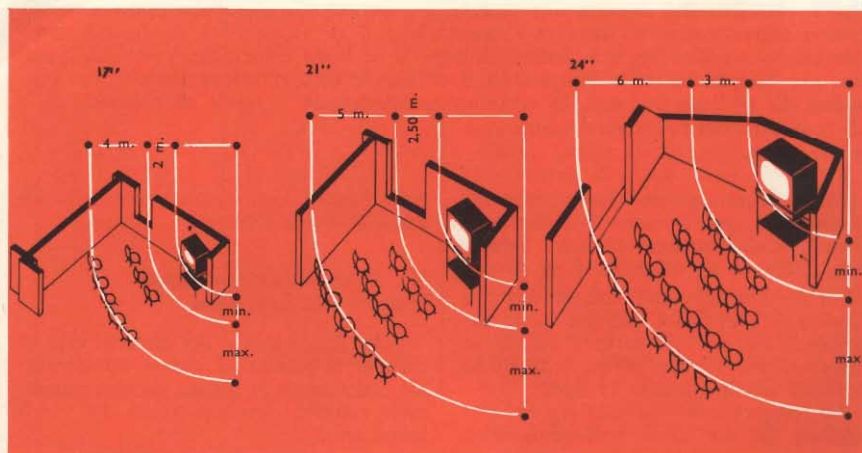


Fig. 1 - Scelta della grandezza dello schermo di un televisore in funzione della distanza di visione.

Sig. PIRAS N. - Oristano Scelta dello schermo di un TV

Effettivamente la grandezza dello schermo dovrebbe essere proporzionata alla profondità del locale nel quale si effettua la visione.

Pertanto è sconsigliabile acquistare un televisore da 24" se la profondità della stanza è di soli due metri poiché in questo caso i contorni delle immagini risulterebbero tutt'altro che ben definiti.

La figura 1 indica, ad esempio, la grandezza dello schermo che è consigliabile per conseguire una buona visione in funzione della distanza. Da 2 a 4 m è consigliabile l'acquisto di un televisore da 17", da 2,50 a 5 m di un televisore da 20", (che ormai sostituisce il 21"), da 3 a 6 m un televisore da 24".

Nei televisori che siano stati regolati per una buona luminosità e contrasto l'uso di occhiali oscurati (del tipo da sole) rende sovente la visione meno affaticante.

Sig. PICCARDO L. - Genova Radiogoniometro portatile

Fra i cosiddetti radiogoniometri portatili che possono essere usati tanto a bordo di piccole imbarcazioni quanto a terra, su mezzi mobili, citiamo il Micro-matic 310 (della Finder) nel quale la direzione della stazione è indicata con precisione e continuità da un indice di rilevamento visibile in qualsiasi condizione di luce.

Inoltre non è necessario determinare il minimo del segnale sull'indicatore in quanto la direzione delle stazioni viene indicata istantaneamente senza ambiguità di sorta.

Le caratteristiche tecniche sono le seguenti: Gamme di frequenza: Radiofari 190 ÷ 420 kHz, Radiodiffusione 500 ÷ 1400 kHz, Onde marine (medio-corte) 1400 ÷ 3500 kHz. Semiconduttori usati: 21 transistori e 11 diodi. Potenza di uscita: 300 mW. Alimentazione: 12 V con otto pile a secco incorporate da 1,5 V ciascuna. Assorbimento: in assenza di segnali, meno di 20 mA, alla massima potenza di uscita 100 mA. Sensibilità: 50 µV/m nella gamma dei radiofari, 20



Fig. 2 - Fotografia di un radiogoniometro portatile funzionante nelle gamme 190-420 kHz (radiofari), 500-1400 kHz (radiodiffusione) 1400-3500 kHz (onde marine) alimentato a 12 V, della Finder.

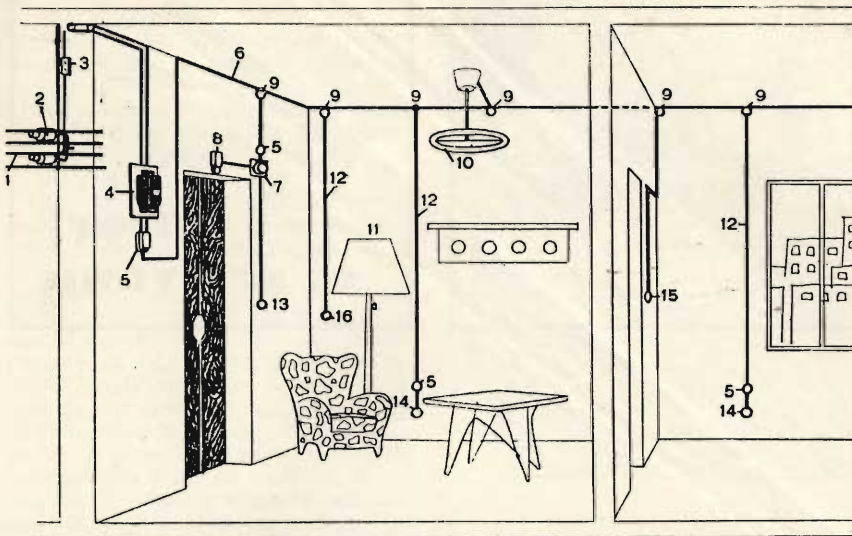


Fig. 3 - Ricerca dei disturbi alla ricezione televisiva dovuti all'impianto elettrico di una abitazione. 1 = linea di alimentazione, 2 = isolatori, 3 = fusibili linea esterna, 4 = contatore, 5 = fusibili interni, 6 = linea principale, 7 = trasformatore per campanello, 8 = campanello, 9 = scatola di derivazione, 10 e 11 = lampadari, 12 = linee derivate, 13 = pulsante esterno, 14 = prese di corrente, 15 e 16 = interruttori e deviatori.

$\mu\text{V}/\text{m}$ nelle altre gamme. Definizione del rilevamento: più o meno 3° dalla linea centrale della stazione rilevata. Selettività: 3 kHz 6 dB, 10 kHz + di 40 dB.

Un cerchio azimutale concentrico con l'indice di rilevamento semplifica la determinazione dei rilevamenti inoltre la illuminazione interna permette la piena visibilità anche durante la notte.

La fotografia di cui alla figura 2 si riferisce ad un altro radiogoniometro

della Finder avente caratteristiche simili a quelle sopra illustrate.

Fig. TEDESCHI G. - Napoli
Disturbi alla televisione

Sulla eliminazione dei disturbi alla ricezione televisiva ci siamo intrattenuti più volte tanto in questa rubrica quanto nella rubrica. Servizio Radio TV degli scorsi anni.

E' evidente che se i parassiti da lei denunciati sono udibili soltanto nel suo appartamento e non in quello dei vicini di casa essi debbano essere attribuiti a qualche difetto nell'impianto elettrico. D'altra parte non vediamo il motivo per cui desidera cambiare il televisore, considerato che se esso è portato in un altro locale funziona perfettamente senza alcun disturbo.

Dopo aver controllato accuratamente l'impianto di antenna effettui una attenta revisione dell'impianto elettrico della sua abitazione: probabilmente vi sarà un fusibile o qualche presa difettosa.

Per facilitare il suo compito in figura 3 riportiamo l'indicazione schematica dei componenti di un normale impianto elettrico che possono essere causa di disturbi.

In particolare, se esistono, controllate accuratamente l'impianto del frigorifero e quello dello scaldacqua.

Fig. DI BIASIO N. - Napoli
Schema elettrico del BC946B

In linea di massima non forniamo gli schemi elettrici relativi agli apparecchi del surplus i quali, in genere, sono reperibili presso i fornitori di tale materiale.

In via del tutto eccezionale, essendoci stato richiesto da diversi lettori, pubblichiamo in figura 4 lo schema del ricevitore BC946B.

La figura 5 si riferisce alla disposizione delle bobine mentre nelle tabelle sono indicati i valori dei vari componenti.

Tanto le tabelle quanto la figura sono stati estratti dal manuale di istruzioni originale.

CIRCUITS IN RF COIL SET, IF COUPLING UNITS, CW OSCILLATOR, & OUTPUT TRANSFORMER
THE TERMINAL NUMBERS ON THESE UNITS AGREE WITH THOSE SHOWN AT THE
CORRESPONDING LOCATIONS ON THE WIRING DIAGRAM

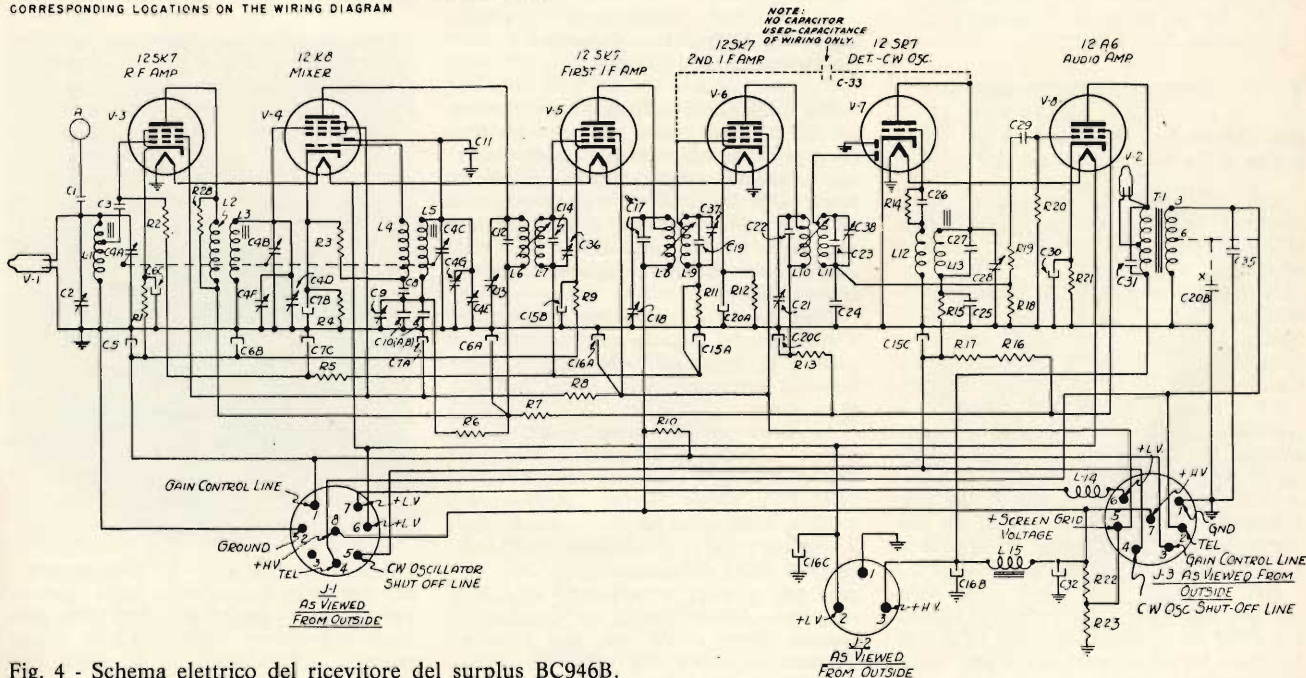


Fig. 4 - Schema elettrico del ricevitore del surplus BC946B, estratto dal manuale di istruzioni originale.

CAPACITANCES	
SYMBOL	DESCRIPTION
C-1	11 MMF
C-2	15 MMF
C-3	100 MMF
C-4 (A TO G)	GANG (346 MMF)
C-5	3 MFD
C-6 (A, B, C)	05/05/05 MFD
C-7 (A, B, C)	05/05/05 MFD
C-8	200 MMF
C-9	40 MMF
C-10 (A B)	670 MMF TOTAL
C-11	3 MMF
C-12	180 MMF
C-13	17 MMF
C-14	180 MMF
C-15 (A, B, C)	05/05/05 MFD
C-16 (A, B, C)	22/22/22 MFD
C-17	180 MMF
C-18	17 MMF
C-19	180 MMF
C-20 (A, B, C)	05/01/05 MFD
C-21	17 MMF
C-22	180 MMF
C-23	180 MMF
C-24	200 MMF
C-25	001 MFD
C-26	100 MMF
C-27	335 MMF
C-28	34 MMF
C-29	.006 MFD
C-30	15 MFD
C-31	.001 MFD
C-32	5 MFD
C-33	WIRING CAPACITANCE LESS THAN 2 MMF
C-35	750 MMFD (SE NOTE BELOW)
C-36	17 MMF
C-37	17 MMF
C-38	17 MMF

RESISTANCES	
SYMBOL	OHMS
R-1	620
R-2	2,000,000
R-3	51,000
R-4	620
R-5	150,000
R-6	300,000
R-7	200
R-8	200
R-9	620
R-10	360,000
R-11	100,000
R-12	510
R-13	200
R-14	100,000
R-15	20,000
R-16	100,000
R-17	100,000
R-18	510,000
R-19	100,000
R-20	2,000,000
R-21	1500
R-22	7000
R-23	7000
R-28	51,000

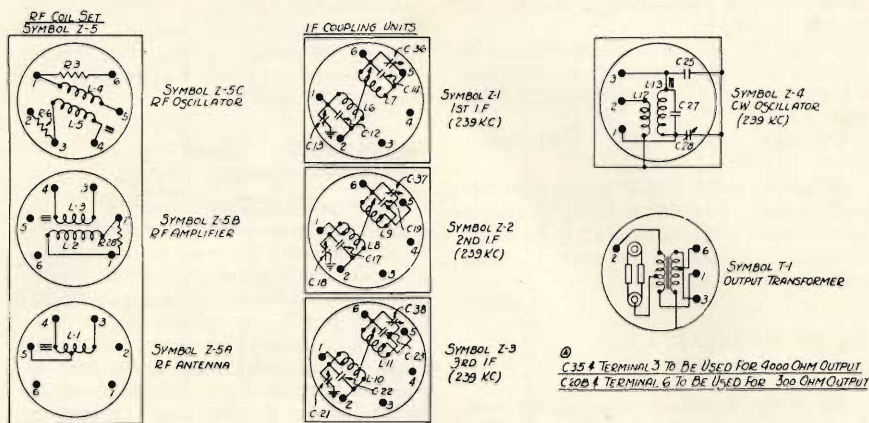


Fig. 5 - Schema dei collegamenti relativi agli avvolgimenti delle bobine del ricevitore BC946B.

INDUCTANCES	
SYMBOL	DESCRIPTION
L-1	ANT. INPUT
L-2, L-3	RF AMP
L-4, L-5	RF OSC
L-6, L-7	IN FIRST IF
L-8, L-9	IN 2ND IF
L-10, L-11	IN 3RD IF
L-12, L-13	CW OSC
L-14	RF CHOKE
L-15	112 MICRO-HENRIES AF CHOKE

Fig. GAUDIOSO N. - Ancona
Misuratore di campo 27 MHz

In figura 6 è rappresentato lo schema elettrico del misuratore di campo AMTRON UK 555 che è fornito sotto forma di scatola di montaggio, distribuita presso tutte le sedi della G.B.C. italiana.

Si tratta di un apparecchio della massima semplicità ma molto efficiente ed utile per la messa a punto dei trasmettitori per radiocomando e per quelli dei CB, che lavorano nella gamma dei 27 MHz.

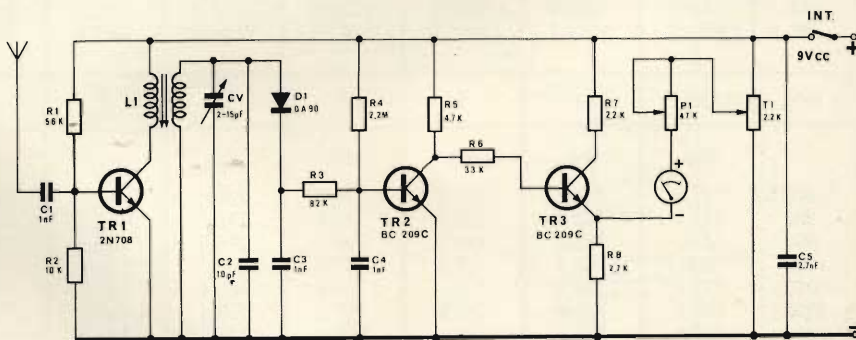


Fig. 6 - Misuratore relativo di campo AMTRON UK 555 adatto per misure sui trasmettitori per radiocomando e CB funzionanti in gamma 27 MHz.

Questo strumento infatti evita di ricorrere a metodi empirici quali l'impiego del solito circuito accordato aperiodico con diodo rivelatore la cui sensibilità è del tutto trascurabile.

Del circuito dell'UK 555 fanno parte tre transistori ed un diodo: il primo transistorore funge da amplificatore ad alta frequenza, il diodo da rivelatore, il secondo transistorore da amplificatore di bassa frequenza ed il terzo transistorore fa parte del circuito di misura vero e proprio che è costituito da un ponte, il cui equilibrio è fissato mediante l'impiego di un trimmer potenziometrico.

Il campo di frequenza del misuratore relativo di campo va da circa 24 MHz a 32 MHz. La tensione di alimentazione a 9 Vc.c. viene fornita da una pila. Lo assorbimento è dell'ordine dei 10 mA.

Fig. FORNARI G. - Milano
Resistori di alta precisione

Presso tutte le sedi della G.B.C. italiana può trovare i resistori a strato metallico Beyschlag, con coefficienti di temperatura ± 100 , ± 50 , ± 25 ppm/°C; 0,25, 0,35 e 0,50 W a 70 °C.

Il film del metallo di questi resistori è ottenuto per evaporazione sotto vuoto spinto su supporto in ceramica.

L'isolamento è ottenuto mediante più strati di una lacca di tipo speciale. Si tratta di resistori ad alta stabilità ed af-

fidabilità con tolleranza, a scelta, del $\pm 2\%$ o dell'1%.

Il codice G.B.C. a seconda della tolleranza e del coefficiente di temperatura è il seguente: DR/8000, 8100, 8200, 8300, 8400 e 8500.

DR/9000, 9100, 9200, 9300, 9400, 9500.

Maggiori precisazioni potrà trovarle nell'opuscolo Resistori a strato di carbone e a strato metallico isolati in lacca od in resina epossidica stampata a caldo, edito dalla G.B.C.

Sig. DE CARLO F. - Bari
Scale di conversione

La prima tabella si riferisce al confronto fra le scale termometriche in gradi Celsius, cioè centigradi (C) e le scale in gradi Fahrenheit.

Le formule necessarie per eseguire la trasformazione da una scala all'altra sono le seguenti:

$$C = \frac{F - 32}{1,8} \text{ oppure } C = (F - 32) \times 0,55$$

$$F = 32 + (1,8 \times C)$$

La seconda tabella si riferisce invece alla trasformazione dei millimetri in millibar e viceversa. L'altezza barometrica in millimetri è uguale a circa 3/4 della pressione in millibar).

Sig. ROSSI G. - Milano
Misure delle distanze

Nelle pubblicazioni tecniche in lingua inglese la distanza viene indicata con unità differenti fra loro a seconda del paese in cui il libro o la rivista è stata stampata. Riferendoci alle unità da Lei indicate precisiamo quanto segue:

Il miglio marino internazionale, la cui lunghezza convenzionale è di 1852 m, finora è stato adottato dalle seguenti nazioni: Belgio, Brasile, Cile, Danimarca, Finlandia, Francia, Germania, Grecia, Italia, Lettonia, Norvegia, Paesi Bassi, Portogallo, Romania, Thailandia, Spagna, Svezia, URSS, Uruguay.

Il miglio marino inglese, che è usato da Argentina, Canada, Cina, Inghilterra, Irlanda, rappresenta la lunghezza di un primo, in latitudine di 48°, e corrisponde a 1853,18 m (2027 yards).

Il miglio marino degli Stati Uniti, che è la lunghezza di un primo del circolo

massimo di una sfera di superficie uguale a quella dell'ellissoide terrestre, corrisponde a 1853,248 m.

Da notare che fino al 1929 in Italia il miglio marino era considerato lungo 1851,85.

Il miglio geografico, poco usato, uguale alla lunghezza di un primo all'equatore terrestre, e corrisponde a 1855,5 m mentre il miglio terrestre, cioè lo statuto mile, è lungo 1609,35. Sovente questa unità è usata in meteorologia.

La gomema, unità di misura poco usata (in inglese cable e encablure in francese) ha un valore medio di 185 m cioè circa un decimo di miglio.

La lega marina non è altro che una misura antiquata che corrispondeva a circa 5555,55 m.

Poco usati il London mile di 1523 m e l'Admiralty mile di 1855 m.

Sig. MOTTA N. - Seregno
Filtro attivo con circuiti integrati

La figura 7 si riferisce allo schema elettrico di un filtro attivo passabanda centrato sulla frequenza di 10 Hz come richiesto.

C	F	C	F	C	F	C	F	C	F	C	F
-20	- 4.0	1	33.8	14	57.2	27	80.6	40	104.0	85	185.0
-15	+ 5.0	2	35.6	15	59.0	28	82.4	41	105.8	90	194.0
-10	+14.0	3	37.4	16	60.8	29	84.2	42	107.6	95	203.0
- 9	+15.8	4	39.2	17	62.6	30	86.0	43	109.4	100	212.0
- 8	+17.6	5	41.0	18	64.4	31	87.8	44	111.2	110	230.0
- 7	+19.4	6	42.8	19	66.2	32	89.6	45	113.0	120	248.0
- 6	+21.2	7	44.6	20	68.0	33	91.4	50	122.0	130	266.0
- 5	+23.0	8	46.4	21	69.8	34	93.2	55	131.0	140	284.0
- 4	+24.8	9	48.2	22	71.6	35	95.0	60	140.0	150	302.0
- 3	+26.6	10	50.0	23	73.4	36	96.8	65	149.0	200	392.0
- 2	+28.4	11	51.8	24	75.2	37	98.6	70	158.0	300	572.0
- 1	+30.2	12	53.6	25	77.0	38	100.4	75	167.0	400	752.0
0	+32.0	13	55.4	26	78.8	39	102.2	80	176.0	500	932.0

mm	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	mb	mb	mb	mb	mb	mb	mb	mb	mb	mb
730	973,2	974,6	975,9	977,2	978,6	979,9	981,2	982,6	983,9	985,2
740	986,6	987,9	989,2	990,6	991,9	993,2	994,6	995,9	997,2	998,6
750	999,9	1001,2	1002,6	1003,9	1005,2	1006,6	1007,9	1009,2	1010,6	1011,9
760	1013,2	1014,6	1015,9	1017,2	1018,6	1019,9	1021,2	1022,6	1023,9	1025,2
770	1026,6	1027,9	1029,2	1030,6	1031,9	1033,2	1034,6	1035,9	1037,2	1038,6
780	1039,9	1041,2	1042,6	1043,9	1045,2	1046,6	1047,9	1049,2	1050,6	1051,9
mb	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm
970	727,6	728,3	729,1	729,8	730,6	731,3	732,1	732,8	733,6	734,3
980	735,1	735,8	736,6	737,3	738,1	738,8	739,6	740,3	741,1	741,8
990	742,6	743,3	744,1	744,8	745,6	746,3	747,1	747,8	748,6	749,3
1000	750,1	750,8	751,6	752,3	753,1	753,8	754,6	755,3	756,1	756,8
1010	757,6	758,3	759,1	759,8	760,6	761,3	762,1	762,8	763,6	764,3
1020	765,1	765,8	766,6	767,3	768,1	768,8	769,6	770,3	771,1	771,8
1030	772,6	773,3	774,1	774,8	775,6	776,3	777,1	777,8	778,6	779,3
1040	780,1	780,8	781,6	782,3	783,1	783,8	784,6	785,3	786,1	786,8
1050	787,6	788,3	789,1	789,8	790,6	791,3	792,1	792,8	793,6	794,3

Le frequenze dei punti a -3 dB sono esattamente 6,5 Hz e 14 Hz.

La pendenza è di 12 dB/ottava.

Nel filtro sono stati impiegati due amplificatori operazionali del tipo μA 735. Il μA 735 infatti è stato progettato per soddisfare le esigenze di basso consumo di potenza, dissipando solo 100 μW a ± 3 V.

La tabella e lo schema circuitale di figura 8 mostrano i valori dei componenti che sono necessari per ottenere una corretta compensazione della frequenza.

Il μA 735 è anche indicato per essere impiegato nel campo della strumentazione in relazione delle correnti di ingresso estremamente basse.

Le sue caratteristiche principali sono:

Corrente di off-set in ingresso: 2 nA.
Corrente di polarizzazione in ingresso: 5,0 nA.
Tensione di off-set in ingresso: 1 mV.
Tensione di alimentazione: da ± 3 V a ± 18 V.
Consumo in potenza: 100 μW .
Guadagno in tensione a grande segnale: 40.000.
Impedenza di ingresso: 100 M Ω .
Rumore: 0,5 pA/Hz.

Sig. CAMPANA F. - Torino
Indicatore di bilanciamento stereo

La figura 9 si riferisce ad un semplicissimo indicatore di bilanciamento stereo.

Il valore dei vari componenti è riportato direttamente nello schema mentre quello del resistore R1 dovrà essere scelto in funzione dello strumento usato, ed in modo da permettere all'indice di trovarsi nella posizione centrale.

Con uno strumento da 1 mA il valore di R1 è di 10 k Ω .

La figura 10 si riferisce invece ad un circuito per il controllo del bilanciamento stereo che agisce in modo che il guadagno in tensione nelle due opposte direzioni possa essere variato di circa 6 dB. L'impedenza di ingresso è di 140 k Ω e quella di uscita di 85 Ω . La risposta in frequenza a -3 dB è inferiore ai 20 Hz e superiore ai 20.000 Hz.

Sig. AIELLO F. - Napoli
Comando di circuiti elettrici

Dovendo intervenire a distanza su dei circuiti elettrici il sistema migliore è quello di ricorrere all'impiego di relè. Questo sistema consente di effettuare a distanza l'inserzione e la disinserzione di una singola utenza.

I relè per comando a distanza si distinguono per la semplicità d'installazione e per la loro possibilità di funzionare fino a delle correnti dell'ordine dei 16 A e con carichi sia di lampade ad incandescenza, sia fluorescenti.

Nei relè Siemens 5TT5011 (tensione di comando 8 V) e 5TT5031 (tensione di comando 220 V) i quali vengono inseriti in circuito come mostra la figura 1, la bobina può, in caso di contatto, permanente di un pulsante, restare inserita a tempo indeterminato con un consumo di soli 4 V A.

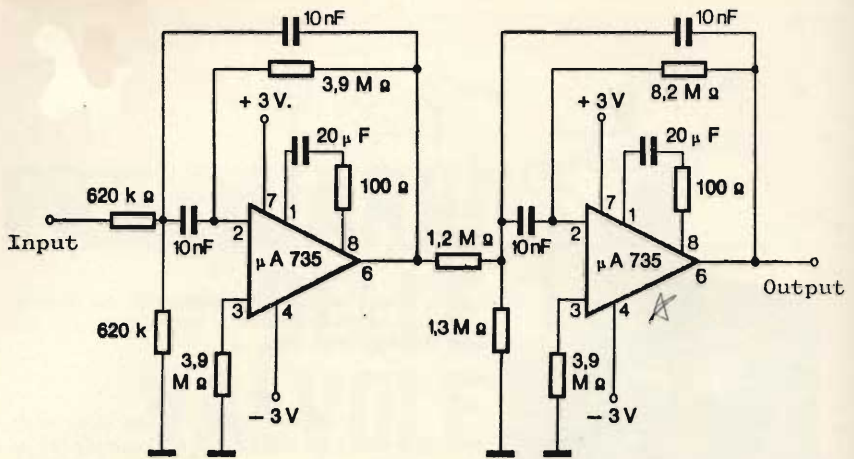


Fig. 7 - Schema elettrico del circuito di un filtro attivo in cui è impiegato il μA 735.

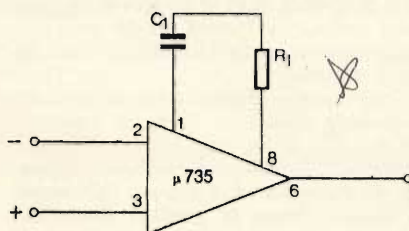


Fig. 8 - Disegno illustrante i collegamenti in uscita del μA 735.

Guadagno	C ₁	R ₁
1	20 nF	110 Ω
10	2 nF	1,1 k Ω
100	680 pF	11 k Ω

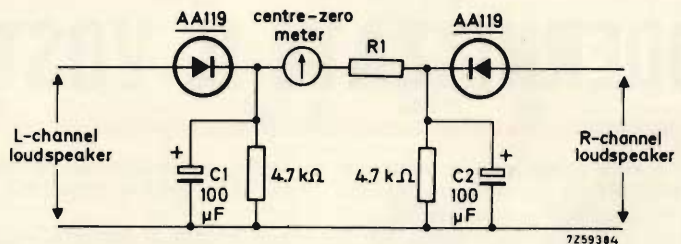


Fig. 9 - Schema elettrico di un dispositivo di bilanciamento stereo con strumento indicatore.

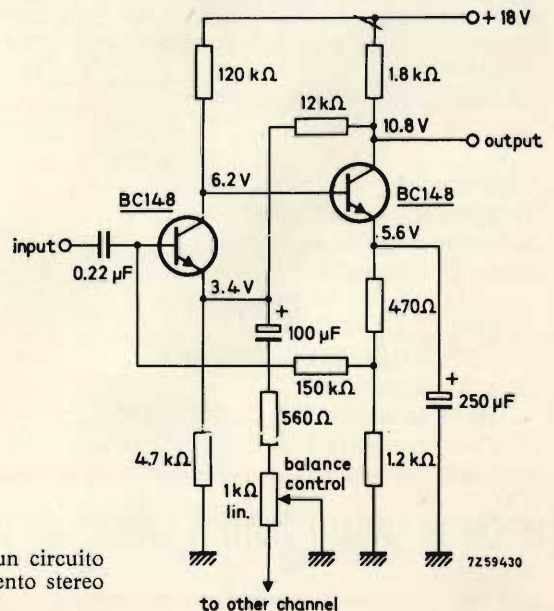


Fig. 10 - Schema elettrico di un circuito per il controllo del bilanciamento stereo a due transistori.

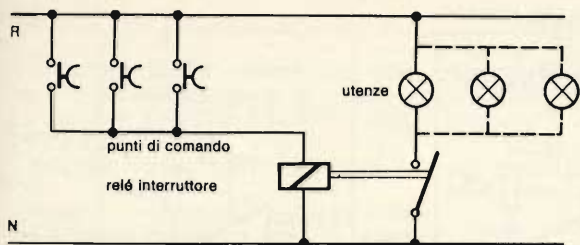


Fig. 10 - Schema elettrico di inserimento di un relè per comando a distanza Siemens 5TT5031.

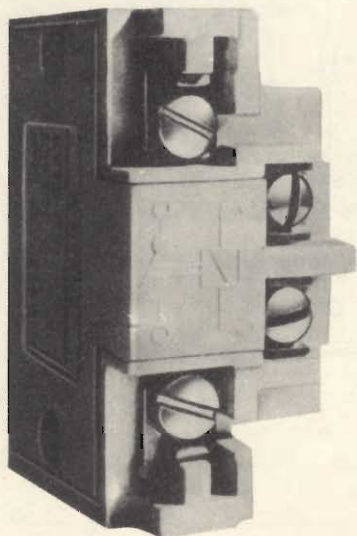
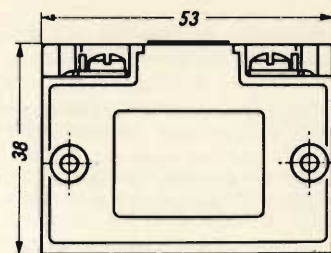


Fig. 11 - Vista d'insieme del relè Siemens tipo 5TT adatto a funzionare con correnti fino a 16 A.

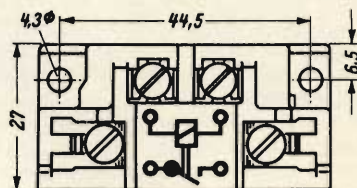
I tempi di commutazione sono molto brevi e permettono un comando sicuro anche per manovre ad impulsi molto rapidi (circa 50 ms). Le dimensioni del relè, figura 3, sono talmente ridotte che esso può essere inserito anche nelle normali scatole da incasso da 58 mm.

Le caratteristiche tecniche del relè sono le seguenti:

Inserzione e disinserzione del circuito principale unipolare. Corrente nominale 16 A a 220 V. Può funzionare alla piena corrente nominale con carico di lampade ad incandescenza, oppure fluorescenti (anche rifasate in parallelo fino a 250 μ F). Bobina esecuzione normale a 8 oppure 220 V (50 \div 60 Hz). Potenza



Dimensioni in millimetri



Allacciamento bobina:
M 3 x 5 mm

Allacciamento rete:
M 3,5 x 5 mm

Fig. 12 - Dimensioni in millimetri del relè di cui alla figura 12.

assorbita all'inserzione: 6 VA, in ritenuta 4 VA. Rapporto d'intermittenza RI: 100%.

MODERNIZZATE IL VOSTRO TELEVISORE

L'UK 955 è stato progettato per consentire la facile sostituzione dei vecchi gruppi VHF-UHF, a comando meccanico, ormai praticamente irrimediabili, impiegati sui televisori a valvole.

Unito ad un gruppo varicap VHF-UHF che viene fornito a richiesta, esso consente di modernizzare gli apparecchi TV.

Il complesso è costituito da un gruppo varicap VHF-UHF e dall'UK 955 che comprende un alimentatore stabilizzato e una tastiera sintonizzatrice con la quale possono essere memorizzati i diversi programmi.

In tal modo il passaggio dall'uno all'altro programma avviene con la semplice pressione di un pulsante.

Caratteristiche dell'alimentatore

Tensione in uscita: 12 Vc.c. stab.
27 Vc.c. stab.

Alimentazione 220 Vc.a.

Gruppo varicap VHF-UHF da fornire a parte, su richiesta

Banda di frequenza:

1^a 52,5 \div 88 MHz;

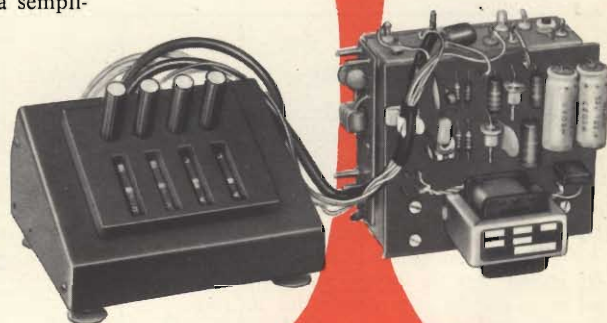
3^a 172 \div 232 MHz;

4^a e 5^a (UHF) 460 \div 790 MHz

FI in due versioni:

36 MHz codice G.B.C. MG/0360-00

43 MHz codice G.B.C. MG/0362-00



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G. B. C. IN ITALIA

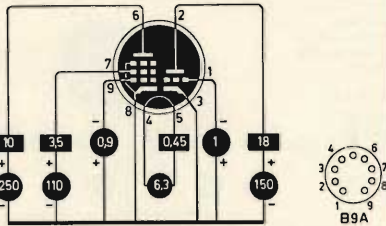


PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

ventiquattresima parte

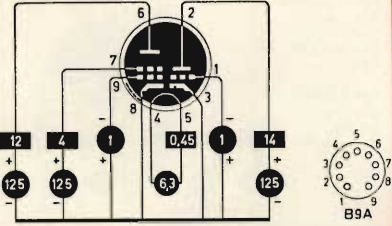


$S_p=5,2\text{mA/V}$
 $R_i=400\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2,8\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=8,5\text{mA/V}$
 $R_i=5\text{k}$
 $\mu=40$
 $P_a=\text{max } 2,7\text{W}$



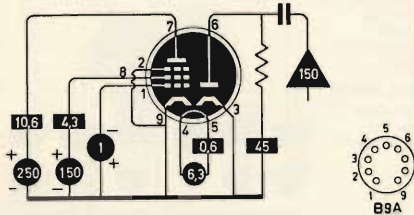
6BR8

$S_p=6,5\text{mA/V}$
 $R_i=200\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 3\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=8\text{mA/V}$
 $R_i=5\text{k}$
 $\mu=40$
 $P_a=\text{max } 2,5\text{W}$



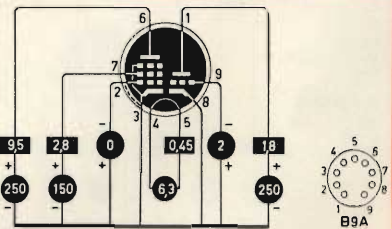
6CL8A

$S=5,2\text{mA/V}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $R_i=1\text{M}$
 $\text{Req} =$
 $P_a=\text{max } 3\text{W}$



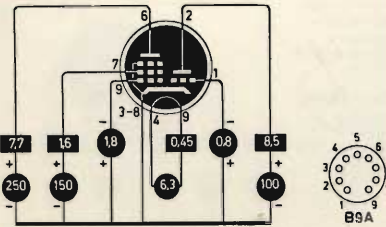
6BY8

$S_p=6,2\text{mA/V}$
 $R_i=600\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=2\text{mA/V}$
 $R_i=50\text{k}$
 $\mu=100$
 $P_a=\text{max } 1\text{W}$



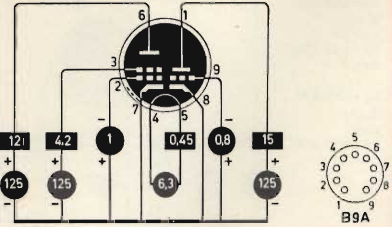
6CM8

$S_p=4,6\text{mA/V}$
 $R_i=750\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=5,8\text{mA/V}$
 $R_i=6,9\text{k}$
 $\mu=40$
 $P_a=\text{max } 1,5\text{W}$



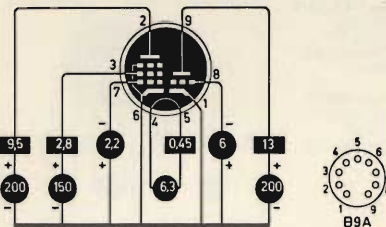
6CG8

$S_{Te}=5,8\text{mA/V}$
 $R_i=140\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2,8\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=8\text{mA/V}$
 $R_i=5\text{k}$
 $\mu=40$
 $P_a=\text{max } 2,7\text{W}$



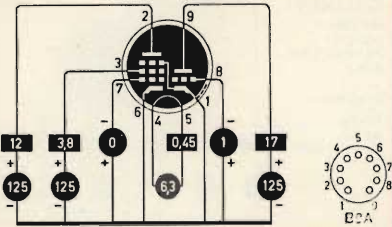
6CQ8

$S_p=6,2\text{mA/V}$
 $R_i=300\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=3,3\text{mA/V}$
 $R_i=5,75$
 $\mu=19$
 $P_a=\text{max } 2,6\text{W}$



6CH8

$S_p=7,8\text{mA/V}$
 $R_i=170\text{k}$
 $\mu_{g2g1}=$
 $P_a=\text{max } 2,3\text{W}$
 $\text{Req} =$
 $S_T=5,8\text{mA/V}$
 $R_i=4,1\text{k}$
 $\mu=24$
 $P_a=\text{max } 2,8\text{W}$

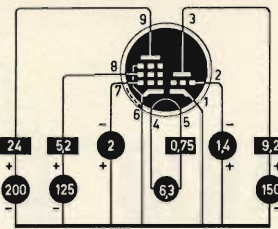


6CV8

6CX8

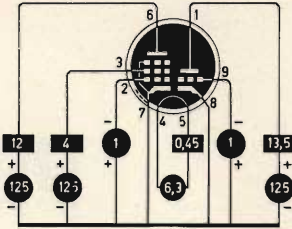
$S_p = 10 \text{ mA/V}$
 $R_i = 70 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 4,6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 8,7 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$

**6GH8**

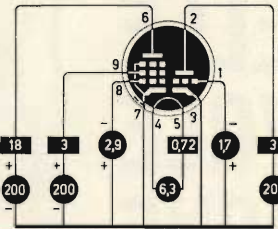
$S_p = 7,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 200 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 2,5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 8,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5,4 \text{ k}$
 $\mu = 46$
 $P_a = \text{max } 2,5 \text{ W}$

**6DX8**

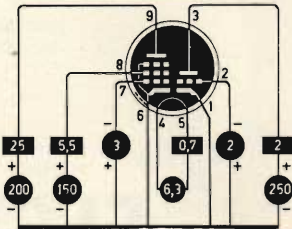
$S_p = 10,4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 130 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} = 36$
 $P_a = \text{max } 4 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 4 \text{ mA/V}$
 $R_i =$
 $\mu = 65$
 $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$

**6GN8**

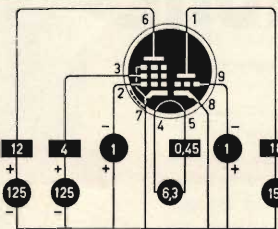
$S_p = 11,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 60 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 2,7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 37 \text{ k}$
 $\mu = 100$
 $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$

**6EA8**

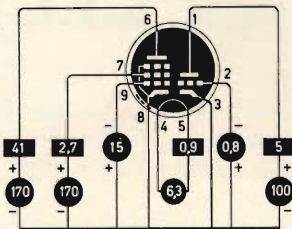
$S_p = 6,4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 80 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 3,1 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 8,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 3 \text{ W}$

**6GV8**

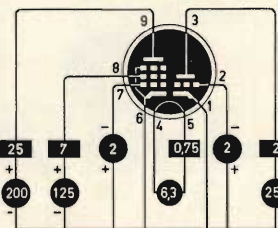
$S_p = 7,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 25 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} = 7$
 $P_a = \text{max } 7 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 6,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 7,6 \text{ k}$
 $\mu = 50$
 $P_a = \text{max } 0,5 \text{ W}$

**6EB8**

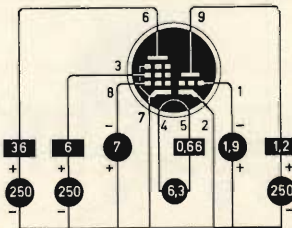
$S_p = 12,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 75 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 2,7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 37 \text{ k}$
 $\mu = 100$
 $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$

**6GW8**

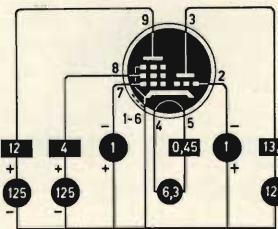
$S_p = 10 \text{ mA/V}$
 $R_i = 48 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} = 21$
 $P_a = \text{max } 9 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 1,6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 62,5 \text{ k}$
 $\mu = 100$
 $P_a = \text{max } 0,5 \text{ W}$

**6EH8**

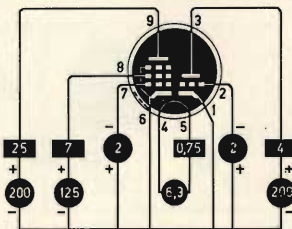
$S_p = 6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 170 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 2,8 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 7,5 \text{ mA/V}$
 $R_i =$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 2,5 \text{ W}$

**6HF8**

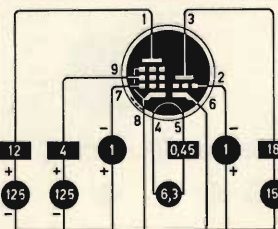
$S_p = 12,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 75 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 17,5 \text{ k}$
 $\mu = 70$
 $P_a = \text{max } 1 \text{ W}$

**6EU8**

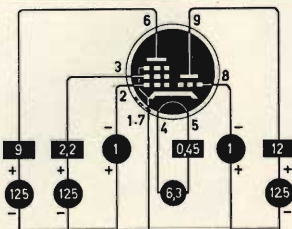
$S_p = 6,4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 80 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 3,1 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 8,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 3 \text{ W}$

**6JC8**

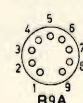
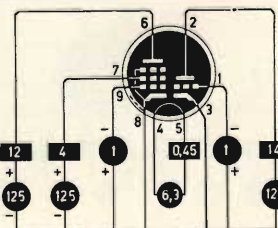
$S_p = 5,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 300 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 2,3 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 6,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 6 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 1,7 \text{ W}$

**6FV8**

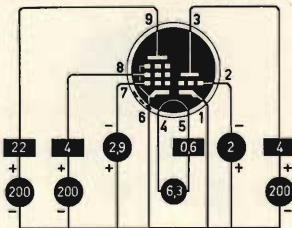
$S_p = 6,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 200 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 2,3 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

$S_T = 8 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu = 40$
 $P_a = \text{max } 2 \text{ W}$

**6JV8**

$S_p = 10,7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max } 4 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$

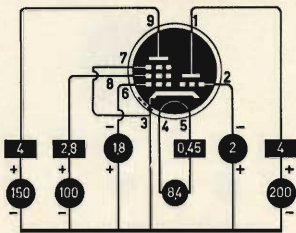
$S_T = 4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 17,5 \text{ k}$
 $\mu = 70$
 $P_a = \text{max } 1,1 \text{ W}$



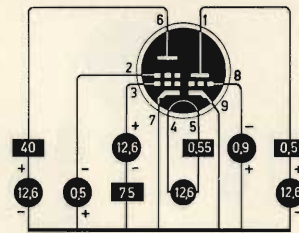
<p>6KA8</p>	<p> $S_p = 4,4 \text{ mA/V}$ $R_i = 100 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4 \text{ mA/V}$ $R_i = 17,5 \text{ k}$ $\mu = 70$ $P_a = \text{max. } 1,1 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 9 \text{ mA/V}$ $R_i = 400 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 3,25 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4 \text{ mA/V}$ $R_i = 17,5 \text{ k}$ $\mu = 70$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p>8WA8</p>
<p>6KE8</p>	<p> $S_p = 12 \text{ mA/V}$ $R_i = 125 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8 \text{ mA/V}$ $R_i = 5 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 9 \text{ mA/V}$ $R_i = 400 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 3,25 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 2,7 \text{ mA/V}$ $R_i = 6,7 \text{ k}$ $\mu = 18$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ </p>	<p>8BA8</p>
<p>6KV8</p>	<p> $S_p = 23 \text{ mA/V}$ $R_i = 75 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4 \text{ mA/V}$ $R_i = 17 \text{ k}$ $\mu = 70$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 7 \text{ mA/V}$ $R_i = 150 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 3 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 3,3 \text{ mA/V}$ $R_i = 5,15 \text{ k}$ $\mu = 17$ $P_a = \text{max. } 2,5 \text{ W}$ </p>	<p>8BH8</p>
<p>6LC8</p>	<p> $S_p = 4,4 \text{ mA/V}$ $R_i = 100 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4 \text{ mA/V}$ $R_i = 17,5 \text{ k}$ $\mu = 70$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 10 \text{ mA/V}$ $R_i = 70 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4,6 \text{ mA/V}$ $R_i = 8,7 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ </p>	<p>8CX8</p>
<p>6LM8</p>	<p> $S_p = 6 \text{ mA/V}$ $R_i = 150 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2,5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 8,5 \text{ mA/V}$ $R_i = 5,4 \text{ k}$ $\mu = 46$ $P_a = \text{max. } 2,5 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 12,5 \text{ mA/V}$ $R_i = 75 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 2,7 \text{ mA/V}$ $R_i = 37 \text{ k}$ $\mu = 100$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p>8EB8</p>
<p>6P7</p>	<p> $S_p = 1,1 \text{ mA/V}$ $R_i = 850 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 0,53 \text{ mA/V}$ $R_i = 16,2 \text{ k}$ $\mu = 85$ $P_a = \text{max. } 0,5 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 11,5 \text{ mA/V}$ $R_i = 60 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 2,7 \text{ mA/V}$ $R_i = 37 \text{ k}$ $\mu = 100$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p>8GN8</p>
<p>6X8</p>	<p> $S_p = 4,6 \text{ mA/V}$ $R_i = 750 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 5,8 \text{ mA/V}$ $R_i = 6,9 \text{ k}$ $\mu = 40$ $P_a = \text{max. } 1 \text{ W}$ </p>	<p> $S_p = 10,7 \text{ mA/V}$ $R_i = 150 \text{ k}$ $\mu g_{2g1} =$ $P_a = \text{max. } 4 \text{ W}$ $\text{Req.} =$ $S_T = 4 \text{ mA/V}$ $R_i = 17,5 \text{ k}$ $\mu = 70$ $P_a = \text{max. } 1,1 \text{ W}$ </p>	<p>8JV8</p>

8KA8

$S_p = 4,4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 100 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



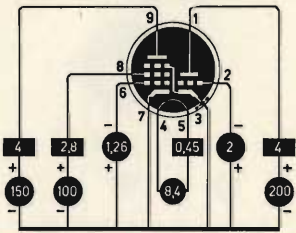
$S_p = 15 \text{ mA/V}$
 $R_i = 480 \Omega$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max.}$
 $\text{Req.} =$



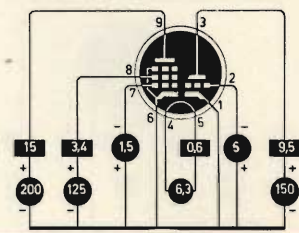
12AL8

8LC8

$S_p = 4,4 \text{ mA/V}$
 $R_i = 100 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



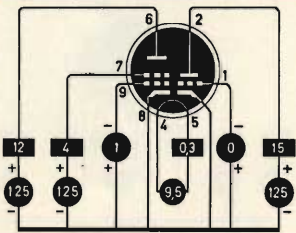
$S_p = 7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 150 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 3 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



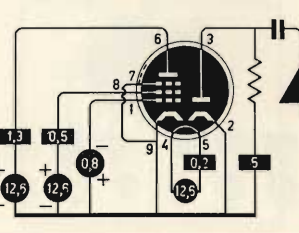
12CT8

9CL8

$S_p = 5,8 \text{ mA/V}$
 $R_i = 100 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 2,8 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



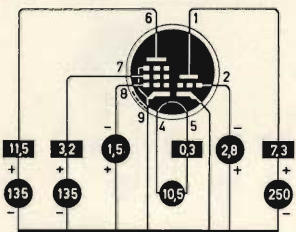
$S = 1,5 \text{ mA/V}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $R_i = 300 \text{ k}$
 $\text{Req.} =$
 $P_a = \text{max.}$



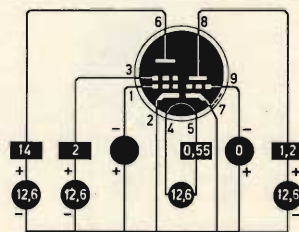
12DE8

10C8

$S_p = 8 \text{ mA/V}$
 $R_i = 190 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} = 40$
 $P_a = \text{max. } 2,2 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



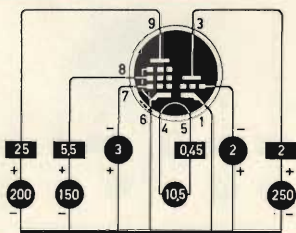
$S_p = 6 \text{ mA/V}$
 $R_i = 5 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max.}$
 $\text{Req.} =$



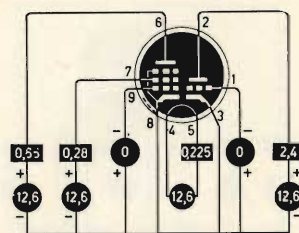
12DY8

10GN8

$S_p = 11,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 60 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



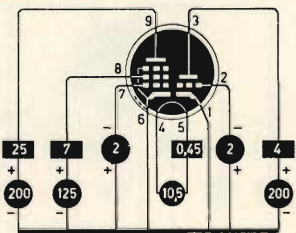
$S_p = 2 \text{ mA/V}$
 $R_i = 750 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max.}$
 $\text{Req.} =$



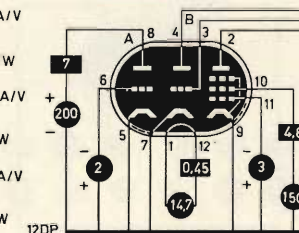
12EC8

10HF8

$S_p = 12,5 \text{ mA/V}$
 $R_i = 75 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



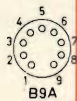
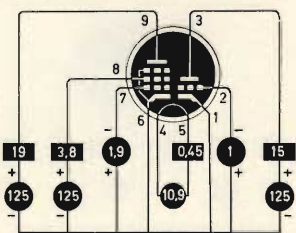
$S_T = 5,5 \text{ mA/V}$
 $\mu = 68$
A $R_i = 12,4 \text{ k}$
 $P_a = \text{max. } 1,1 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



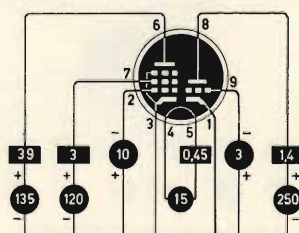
15AF11

11LQ8

$S_p = 21 \text{ mA/V}$
 $R_i = 55 \text{ k}$
 $\mu g_{2g1} =$
 $P_a = \text{max. } 5 \text{ W}$
 $\text{Req.} =$



$S_T = 4,7 \text{ mA/V}$
 $R_i = 6 \text{ k}$
 $\mu = 25$
 $P_a = \text{max.}$



15KY8

Iniziamo in questo numero la pubblicazione di una serie di tabelle di equivalenze fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Siemens. In particolare saranno presentate equivalenze di transistori europei, americani e giapponesi; diodi americani ed europei; circuiti integrati logici, operazionali, lineari e MOS.

La stesura delle tabelle è stata fatta in ordine alfabetico in modo da consentire una pratica consultazione.

equivalenze dei transistori

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
TRANSISTORI EUROPEI		AC 139	AC 153 V, VI	AC 186	AC 176
AC 105	AC 153 V	AC 141	AC 176	AC 187 K	AC 187 K
AC 106	AC 153 V	AC 142	AC 153	AC 188 K	AC 188 K
AC 107	AC 151 rV	AC 150 GIALLO	AC 151 rV	AC 191	AC 151 rVI
AC 113	AC 151 IV	AC 150 VERDE	AC 151 rVI	AC 192	AC 151 VI
AC 114	AC 151 IV	AC 150 VIOLA	AC 151 rVII	AC 193	AC 153 VII
AC 115	AC 151 V	AC 150 BIANCO	AC 151 rVII	AC 193 K	AC 153 K VII
AC 116 GIALLO	AC 151 V	AC 154	AC 152 IV, V	AC 194	AC 176
AC 116 VERDE	AC 151 VI	AC 154/157	AC 127/152	AC 194 K	AC 176 K
AC 117	AC 153 K VI	AC 155	AC 151 IV, V	ACY 16	(ACY 33,V, VI)
AC 117 P	AC 153 K	AC 156	AC 151 rV	ACY 17	(ASY 48 V)
AC 117 P/175 P	AC 153 K/176 K	AC 157	AC 127	ACY 18	(ASY 48)
AC 122 ROSSO	AC 151 IV	AC 160	AC 151 rIV	ACY 19	(ASY 48, AC 153 VI)
AC 122 GIALLO	AC 151 V	AC 160 A	AC 151 rV	ACY 20	(ASY 48 V)
AC 122 VERDE	AC 151 VI	AC 160 B	AC 151 rVI	ACY 21	(ASY 48 VI)
AC 122 VIOLA	AC 151 VII	AC 160 ROSSO	AC 151 rIV	ACY 22	ACY 33 V
AC 122 BIANCO	AC 151 VII	AC 160 GIALLO	AC 151 rV	ACY 24	ASY 48 IV, V
AC 122/30 Rosso	ASY 48 IV	AC 160 VERDE	AC 151 rVI	ACY 27	(ACY 23 V)
AC 122/30 Giallo	ASY 48 V	AC 160 VIOLA	AC 151 rVII	ACY 28	(ACY 23 V)
AC 122/30 VERDE	ASY 48 VI	AC 161	AC 151 rV	ACY 29	(ACY 32)
AC 122/30 VIOLA	(ASY 48 VI)	AC 165	AC 151 V, VI	ACY 30	(ACY 23 V, VI)
AC 123 GIALLO	ASY 48 V	AC 166	AC 152 V	ACY 34	ACY 23 V
AC 123 VERDE	ASY 48 VI	AC 167	AC 152 V	ACY 35	ACY 23 V
AC 124	(AC 153 K V)	AC 168	AC 127	ACY 36	ACY 23 V
AC 124 R	AC 153 IV, V	AC 169	AC 151	ACY 38	ASY 27
AC 125	AC 162	AC 170	AC 151 rVI	AD 103	AD 133
AC 126	AC 163	AC 171	AC 151 VII	AD 104	AUY 21 IV
AC 127	AC 127	AC 172	AC 163	AD 105	AUY 22 III
AC 127/132	AC 127/152	AC 173	AC 152	AD 136	AD 136 IV
AC 128	AC 153 VI	AC 174	AC 153 V	AD 138	AD 133
AC 128 K	AC 153 K VI	AC 175	AC 187 K	AD 138/50	AUY 22 IV
AC 130	AC 127	AC 176	AC 176	AD 139	AD 148
AC 131	AC 153 VI	AC 177	AC 152 V	AD 140	AD 149
AC 131/30	(AC 153 VI)	AC 178	AC 153 K VII	AD 142	AD 133
AC 131 P/186 P	AC 153/176	AC 178/179	AC 153 K/176 K	AD 143	AD 133
AC 132	AC 151	AC 179	AC 176 K	AD 145	AD 133
AC 134	AC 151 IV, V	AC 180	AC 153 VI, VII	AD 149	AD 149
AC 135	AC 151 V	AC 181	AC 176	AD 152	AD 162
AC 136	AC 151 V	AC 182	ASY 26	AD 153	AD 131
AC 137	AC 151 VII	AC 183	AC 127	AD 155	AD 162 VI
AC 138	AC 151 VI,VII	AC 184	AC 153	AD 159	AD 136 IV
		AC 185	AC 176 K		

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
AD 160	AD 136 IV	AF 180	AF 109 R	ASY 64	ASY 26
AD 161	AD 161	AF 181	AF 200	ASY 66	ASY 27
AD 162	AD 162	AF 182	AF 202	ASY 76	ASY 48
AD 164	AD 162 VI	AF 185	AF 106	ASY 77	ASY 48
AD 165	AD 161	AF 186	AF 139	ASY 80	ASY 48
AD 169	(AD 162)	AF 187	(AC 121)	ASY 81	(ASY 48 IV, V)
ADY 22	AUY 29 IV	AF 188	(AC 151)	ASZ 15	(AUY 22)
ADY 23	AUY 22 III	AF 193	(AF 126)	ASZ 16	AUY 21 IV
ADY 24	AUY 22 III	AF 194	AF 121	ASZ 17	AUY 21 III
ADY 25	(AUY 22 III)	AF 195	AF 125	ASZ 18	(AUY 21)
ADY 27	AD 149	AF 196	AF 125	ASZ 21	(AFY 11)
ADY 28	AUY 22	AF 197	AF 127	AU 101	(AUY) 22)
AF 101	(AF 127)	AF 198	AF 127	AU 102	AUY 21 III
AF 102	AF 106	AF 239	AF 239	AU 103	AU 105
AF 105	AF 126	AF 239 S	AF 239 S	AUY 10	(AD 163 IV)
AF 105 A	AF 126	AF 240	AF 240	AUY 21 A	(AUY 19 IV)
AF 106	AF 106	AF 251	(AF 239)	AUY 22 A	(AUY 20 IV)
AF 109 R	AF 109 R	AF 252	AF 240	AUY 28	AUY 22 III
AF 111	AF 127	AF 253	AF 109 R	AUY 30	AUY 22 II, III
AF 112	AF 126	AF 256	AF 106	AUY 31	AUY 21 III
AF 113	AF 125	AF 267	AF 279	AUY 32	AUY 20 IV
AF 114	AF 124	AF 269	AF 280	AUY 33	AUY 19 IV
AF 115	AF 125	AFY 12	AFY 12	AUY 37	(AUY 34 II)
AF 116	AF 126	AFY 13	AF 124		
AF 117	AF 127	AFY 14	(AFY 18)	BC 107 A, B	BC 107 A, B
AF 118	AF 118	AFY 15	AF 125	BC 108 A, B, C	BC 108 A, B, C
AF 121	AF 201, AF 202	AFY 16	AFY 16	BC 109 B, C	BC 109 B, C
AF 124	AF 124	AFY 19	(AFY 18)	BC 110	BC 110
AF 125	AF 125	AFY 25	(AFY 42)	BC 112	BC 122
AF 126	AF 126	AFY 26	(AFY 42)	BC 113	BC 238 B
AF 127	AF 127	AFY 29	(AFY 18)	BC 113 A	BC 237 B
AF 129	AF 124	AFY 34	(AFY 42)	BC 114	BC 239 B, C
AF 130	AF 124	AFY 40	AFY 37	BC 114 A	BC 237 B
AF 131	AF 125	AFY 41	AFY 42	BC 115	BC 237 A, B
AF 132	AF 126	AFZ 11	AFY 12	BC 116	BC 327 - 16
AF 133	AF 127	AFZ 12	AFY 12	BC 116 A	BC 327 - 16
AF 134	AF 124	ASY 12 - 1	(ASY 70 IV)	BC 117	(BC 141 - 6)
AF 135	AF 125	ASY 12 - 2	(ASY 70 V)	BC 118	BC 237 A
AF 136	AF 125	ASY 13 - 1	(ASY 48 IV)	BC 119	BC 140 - 10
AF 137	AF 126	ASY 13 - 2	(ASY 48 V)	BC 120	BC 140 - 6
AF 138	AF 126	ASY 14 - 1	(ASY 48 IV)	BC 125	BC 147 A
AF 139	AF 139	ASY 14 - 2	(ASY 48 IV)	BC 126	BC 157 VI
AF 142	AF 124	ASY 14 - 3	(ASY 48 V)	BC 127	(BC 122 BIANCO)
AF 143	AF 125	ASY 26	ASY 26	BC 128	(BC 122 GIALLO)
AF 144	AF 126	ASY 27	ASY 27	BC 129 A, B	BC 237 A,B
AF 146	AF 125	ASY 31	ASY 26	BC 130 A, B, C	BC 238 A, B, C
AF 147	AF 126	ASY 32	ASY 27	BC 131 B, C	BC 239 B, C
AF 148	AF 126	ASY 50	ASY 70 IV, V	BC 132	BC 238 A
AF 149	AF 126	ASY 52	ASY 48 IV, V	BC 134	BC 237 A
AF 150	AF 127	ASY 53	ASY 70 IV, V	BC 135	BC 237 A
AF 164	AF 124	ASY 54	ASY 27	BC 136	(BC 147 A)
AF 165	AF 125	ASY 55	(ASY 27)	BC 137	BC 160 - 6
AF 166	AF 126	ASY 56	ASY 27	BC 138	BC 140 - 10
AF 168	AF 125	ASY 58	ASY 27	BC 139	BC 160 - 6
AF 169	AF 126	ASY 59	ASY 27	BC 140	BC 140
AF 170	AF 126	ASY 60	(ASY 27)	BC 141	BC 141
AF 171	AF 126	ASY 61	(ASY 27)	BC 142	BC 141 - 10
AF 172	AF 127	ASY 62	(ASY 27)	BC 143	BC 161 - 10
AF 178	AF 106	ASY 63	ASY 70	BC 144	BC 140 - 10

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
BC 145	(BC 141)	BC 215 A, B	BC 327 - 16, 25	BC 308 VI, A, B	BC 308 VI, A, B
BC 146	BC 122	BC 223 A, B	BC 337 - 16, 25	BC 309 A, B	BC 309 A, B
BC 147 A, B	BC 147 A, B	BC 224 A, B	BC 258 A, B	BC 313	BC 161
BC 148 A, B, C	BC 148 A, B, C	BC 227	BC 237	BC 327	BC 327
BC 149 B, C	BC 149 B, C	BC 228	BC 238	BC 328	BC 328
BC 150	BC 168 C	BC 229	BC 239	BC 337	BC 337
BC 151	BC 168 A	BC 231 A, B	(BC 327 - 16, 25)	BC 338	BC 338
BC 152	(BC 167 A)	BC 232 A, B	(BC 327 - 16, 25)	BC 340	BC 140
BC 153	BC 307 VI	BC 236	(BC 110)	BC 341	BC 141
BC 154	BC 307 B	BC 237 A, B	BC 237 A, B	BC 360	BC 160
BC 155	(BC 121)	BC 238 A, B, C	BC 238 A, B, C	BC 361	BC 161
BC 156	(BC 121)	BC 239 B, C	BC 239 B, C	BC 382 B	BC 237 B
BC 157 VI, A	BC 157 VI, A	BC 250 A, B, C	BC 308 VI, A, B	BC 383 B	BC 237 B
BC 158 VI, A, B	BC 158 VI, A, B	BC 251 A, B, C	BC 307 A, B	BC 384 B	BC 237 B
BC 159 A, B	BC 159 A, B	BC 252 A, B, C	BC 308 A, B	BC 385 A, B	BC 237 A, B
BC 160	BC 160	BC 253 A, B, C	BC 309 A, B	BC 386 A, B	BC 238 A, B
BC 161	BC 161	BC 254	BC 108 A	BCW 46 A, B	(BC 147 A, B)
BC 167 A, B	BC 167 A, B	BC 254 A	BC 107 A	BCW 47 A, B	BC 147 A, B
BC 168 A, B, C	BC 168 A, B, C	BC 255	BC 108 B	BCW 48 A, B, C	BC 148 A, B, C
BC 169 B, C	BC 169 B, C	BC 255 A	BC 107 B	BCW 49 B, C	BC 149 B, C
BC 170 A, B, C	BC 238 A, B, C	BC 256 A, B	BCY 77 VII, VIII	BCW 56 A	(BC 157 A)
BC 171 A, B	BC 237 A, B	BC 260 A, B, C	BC 1/8 VI, A, B	BCW 57 A	BC 157 A
BC 172 A, B, C	BC 238 A, B, C	BC 261 A, B, C	BC 177 A, B	BCW 58 B	BC 158 B
BC 173 B, C	BC 239 B, C	BC 262 A, B, C	BC 178 A, B	BCW 59 A, B	BC 159 A, B
BC 174 A, B	BCY 65 E VIII, IX	BC 263 A, B, C	BC 179 A, B	BCW 85	(BC 307)
BC 175	(BC 167 A)	BC 266 A, B	BCY 77 IX	BCW 86	(BC 307)
BC 177 VI, A	BC 177 VI, A	BC 267 A, B	BCW 74 - 16, 25	BCY 10	(BSV 15 - 6)
BC 178 VI, A, B	BC 178 VI, A, B	BC 268 A, B, C	BCW 73	BCY 11	(BSV 16 - 6)
BC 179 A, B	BC 179 A, B		16, 25, 40	BCY 12	(BSV 15 - 6)
BC 180	(BC 167 A)	BC 269 B, C	BCW 73 - 25, 40	BCY 13	(BSX 46 - 6)
BC 181	BC 307 VI	BC 270	BCW 73	BCY 14	(BSX 46 - 6)
BC 182 A, B	BC 182 A, B	BC 271	BCW 73	BCY 15	(BSX 46 - 6)
BC 183 A, B, C	BC 237 A, B, C	BC 272	BCW 73	BCY 16	(BSX 46 - 6)
BC 184 B, C	BC 413 B, C	BC 274 V, VI	BC 307 VI, A, B	BCY 17	BCY 28
BC 185	BC 140 - 10	BC 275		BCY 18	(BCY 28)
BC 186	BC 177 VI	V, VI, A, B, C	BC 308 VI, A, B, C	BCY 19	(BCY 29)
BC 187	BC 178 A	BC 276 B, C	BC 309 B, C	BCY 20	—
BC 190 A, B	BCY 65 E VII, VIII	BC 277 A, B	BC 237 A, B	BCY 27	—
BC 192	BCW 73 - 16	BC 278 A, B, C	BC 238 A, B, C	BCY 28	—
BC 194	(BC 337 - 25)	BC 279 B, C,	BC 239 B, C	BCY 29	—
BC 196	(BC 202)	BC 280 A, B, C	BC 414 B	BCY 30	BCY 29
BC 197 A, B	(BC 123	BC 281 A, B, C	BC 416 A, B	BCY 31	BCY 29
	GIALLO, VERDE)	BC 283	BCW 75 - 16	BCY 32	BCY 29
BC 198 A, B, C	(BC 122	BC 284 A, B	BC 107 A, B	BCY 33	BCY 28
	GIALLO, VERDE)	BC 286	BC 141	BCY 34	BCY 27
BC 199 B, C	(BC 122	BC 287	BC 161	BCY 38	(BSV 15 - 6)
	VERDE, BLU)	BC 288	(BSX 63)	BCY 39	(BSV 16 - 6)
BC 200	BC 202	BC 289 A, B	BC 107 A, B	BCY 40	(BSV 15 - 6)
BC 204 V, VI, A, B	BC 307 VI, A, B	BC 290 B, C	BC 414 B, C	BCY 42	BCY 58
BC 205 V, VI, A, B	BC 308 VI, A, B	BC 291 A, B	BC 177 VI, A	BCY 43	BCY 58
BC 206 A, B	BC 309 A, B	BC 292 A, B	BC 416 A, B	BCY 50	BC 108 A
BC 207 A, B, C	BC 237 A, B	BC 297	BSV 16	BCY 51	BC 108 A
BC 208 A, B, C	BC 238 A, B, C	BC 298	BSV 15	BCY 54	(BSV 16 - 6)
BC 209 A, B, C	BC 239 A, B, C	BC 300	BSX 47	BCY 56	BCY 59 IX
BC 210	(BSX 48)	BC 301	BSX 46	BCY 57	BCY 58 X
BC 211 - 6, 10, 16	BC 140 - 6, 10, 6	BC 302	BSX 45	BCY 58	BCY 58
BC 212 A, B	BC 212 A, B	BC 303	BSV 17	BCY 58	VII, VIII, IX, X
BC 213 A, B, C	BC 212 A, B	BC 304	BSV 16	BCY 58	BCY 58
BC 214 A, B, C	BC 415 A, B, C	BC 307 VI, A, B	BC 307 VI, A, B	A, B, C, D	VII, VIII, IX, X

Spring

ELETTRONICA
COMPONENTI

sintonizzatore VHF/UHF

CON DIODI VARICAP E DI COMMUTAZIONE

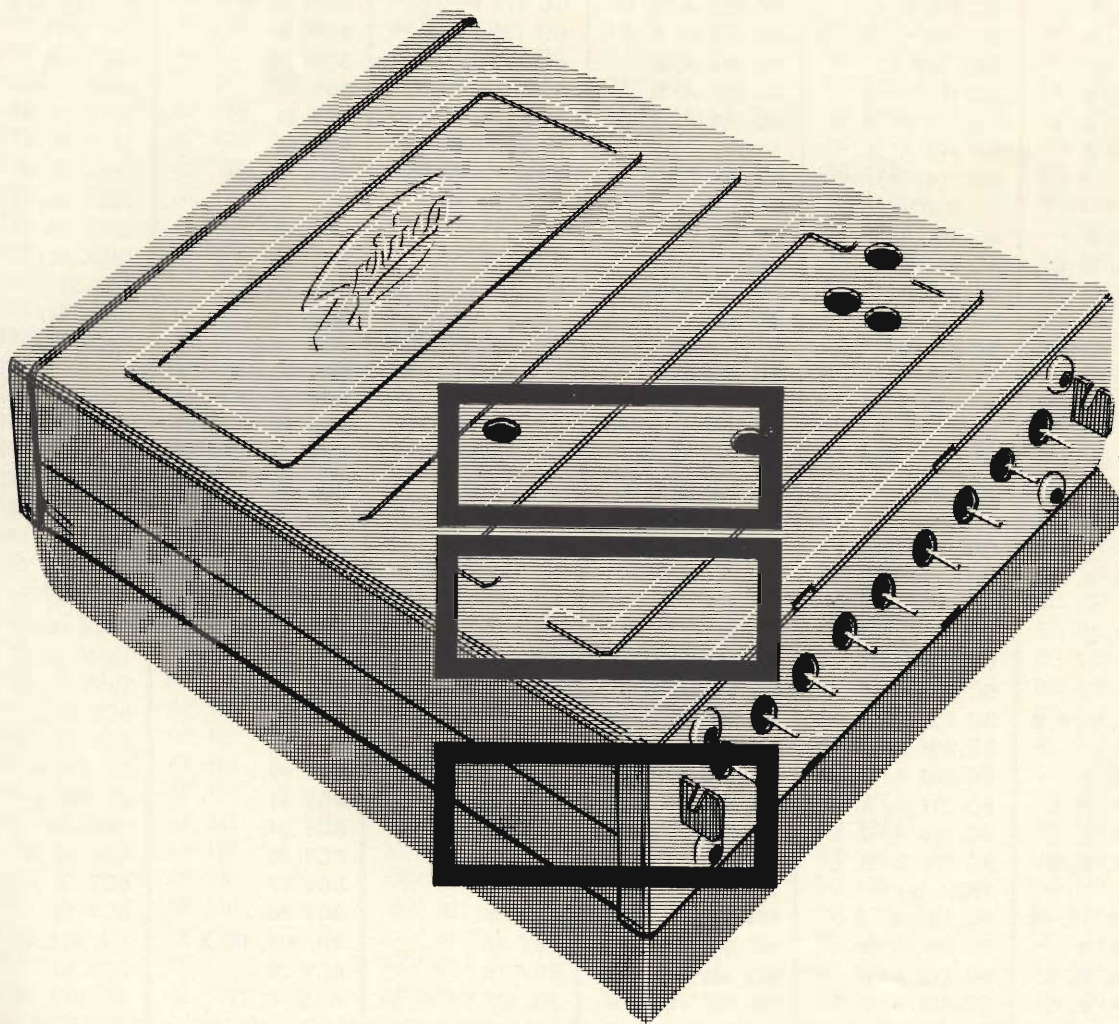
Questo nuovo selettore
consente la ricezione
delle trasmissioni tele-
visive nelle seguenti bande:

		RAI	CCIR
1°	MHz	50 ÷ 88	44 ÷ 70
3°	MHz	170 ÷ 234	170 ÷ 234
4° + 5°	MHz	460 ÷ 790	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 tredda 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

Preomat

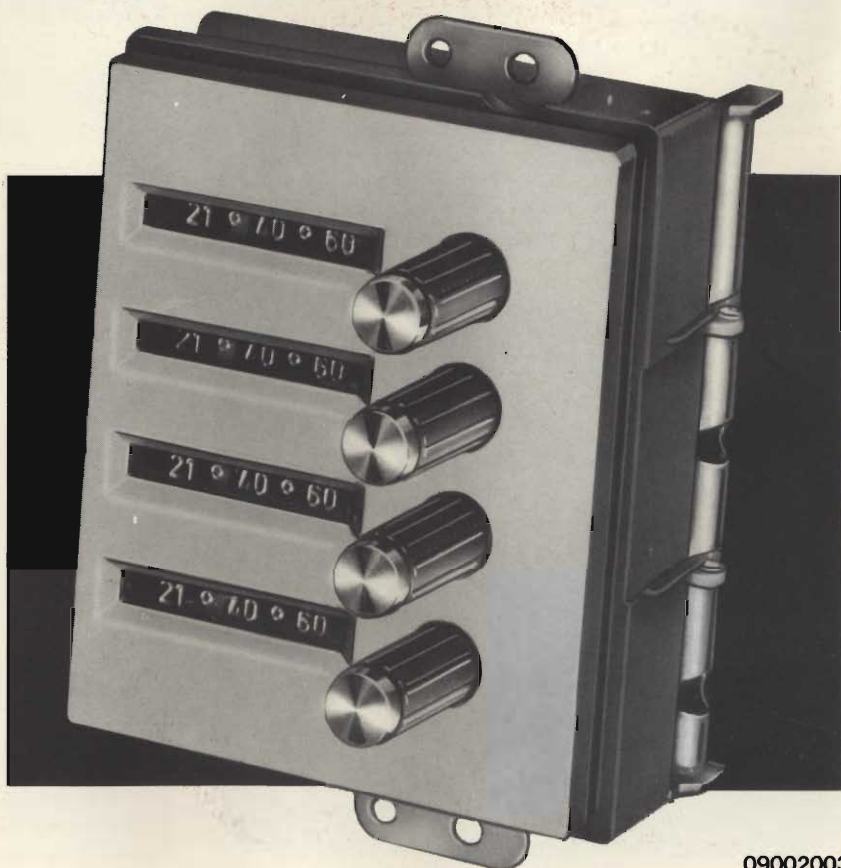
Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi

20021 BARANZATE/MILANO

VIA MONTE SPLUGA 16

TEL. 990.1881 (4 LINEE)

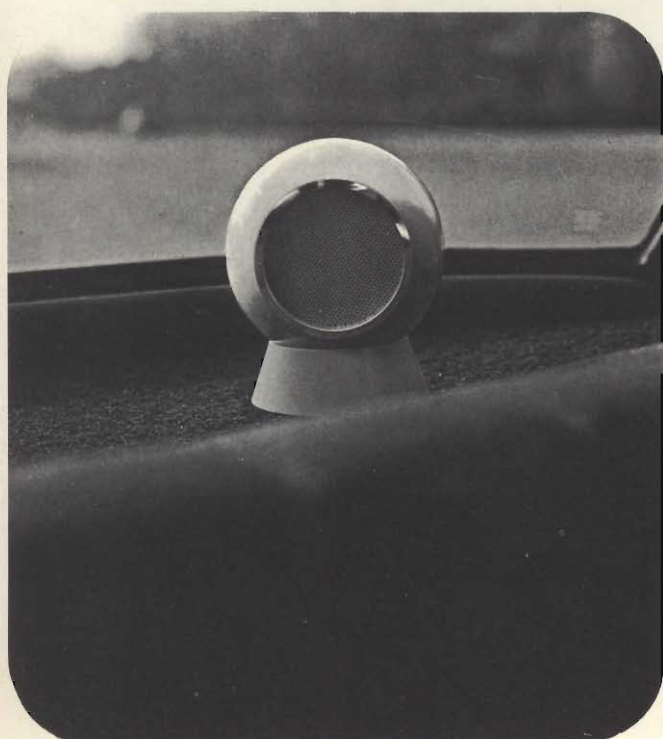


09002003



isonetta

Kompaktbox



Il piccolo diffusore per grandi prestazioni HI-FI Valorizza ogni impianto audio, dalla stereofonia all'autoradio

Le eccezionali qualità del diffusore Isonetta Kompakt box si scoprono solo ascoltandolo

Si consiglia di chiedere dimostrazioni presso tutti i punti dell'organizzazione GBC. Sarà una cosa sorprendente

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza musicale: 8 W
 Impedenza nominale: 5 Ω
 Gamma di frequenza: 200 \div 20.000 Hz
 Equipaggiamento:
 1 altoparlante speciale a banda larga \varnothing 65 mm, con sospensione pneumatica della membrana - 1 cordone di collegamento, con spina normalizzata, lungo 2 m.
 Dimensioni: Altezza 110 mm - sfera \varnothing 90 mm
 Involucro: in materia plastica anti urto

Numero di codice G.B.C.	Colore	Prezzo di Listino
AA/5902-00	rosso	L. 11.500
AA/5904-00	bianco	L. 11.500
AA/5906-00	nero	L. 11.500
AA/5908-00	arancione	L. 11.500

FET

multitest

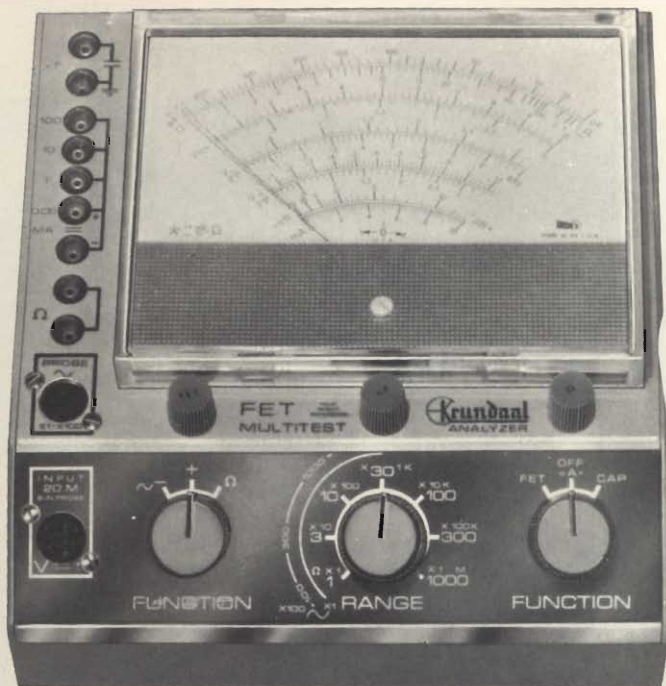
NUOVO

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 MΩ
— tolleranza 2% f.s.
- Vc.a.** — 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 MΩ, 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ...20 MHz lineare
— 20 MHz ...50 MHz ± 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm** — da 0,2 Ω a 1000 MΩ f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro** — da 2... 2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova ≅ 4,5 V. 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 toll. 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

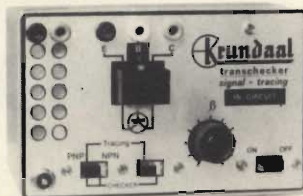
Prezzo L. 19.500



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 transistori 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 MΩ
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 μF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

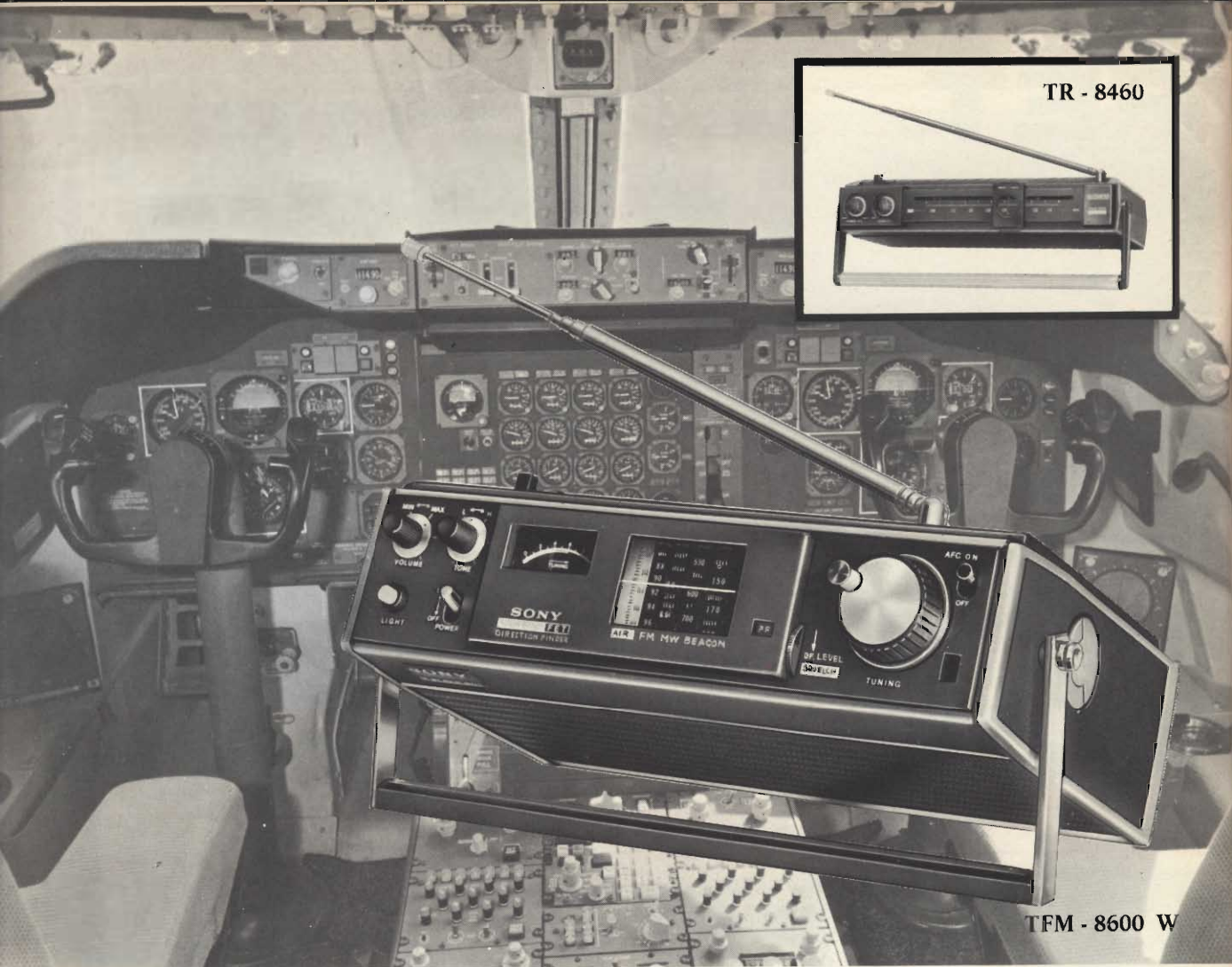
Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

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)



**SENSITIVE PORTABLE FOR AIR, BEACOM, FM AND MW
ALSO FUNCTIONS AS A DIRECTION FINDER**

TFM - 8600W:

Radoricevitore portatile a 4 gamme ad elevatissima sensibilità.

- AFC per una chiara e costante ricezione della FM
- Eccellente separazione dei segnali adiacenti
- Ricezione della banda guida 150-400 kHz Aerea e Marina
- Quattro filtri ceramici per un'ottima selettività
- Squelch per un nitido ascolto delle bande aeree
- Strumento indicatore del livello di ricezione
- Potenza d'uscita: 900 mW
- Gamme di ricezione:
 - FM 87,5 ÷ 108 MHz
 - Aerea 108 ÷ 136 MHz
 - Banda guida 150 ÷ 400 kHz
 - OM 530 ÷ 1605 kHz
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a torcia 1,5 V
- Semiconduttori: 22 transistori, 1 FET
- Dimensioni: 252 x 162 x 72

TR-8460:

Radoricevitore portatile realizzato esclusivamente per la gamma aerea

- Eccellente selettività ottenuta mediante filtri ceramici
- Controllo automatico di guadagno in alta e media frequenza
- Antenna telescopica orientabile per un'ottima ricezione
- Squelch per un nitido ascolto
- Gamma di ricezione aerea: 108 ÷ 136 MHz
- Potenza d'uscita: 900 mW
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a 1/2 torcia da 1,5 V
- Semiconduttori: 11 transistori
- Dimensioni: 268 x 140 x 53
- Peso: 1,3 kg

0'1 μ A/div.



epi Z[®]

un diodo regolatore rivoluzionario

1V/div.

La tecnologia "epi Z[®]" offre:

- Caratteristica estremamente ripida in tutta la gamma di tensioni
- Bassa resistenza dinamica
- Forte dissipazione:
 - 400mW** in contenitore **DO35**
 - 1 W** in contenitore **DO15**
- Piccolo ingombro
- Gamma di tensione da 3,3V a 33V
- Elevato grado di affidabilità
- Economia e disponibilità

400 mW = Serie BZX 46 C - BZX 55 C - BZX 83 C

1W = Serie BZX 85 C



mistral

Direz. Comm. MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef. 68.84.141

IL MEGLIO NEI RADIOTELEFONI "CB-VHF"

RADIOTELEFONI MUNITI DI QUARZI
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **G.B.C.**

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 (1 controllato 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.



condensatori elettrolitici

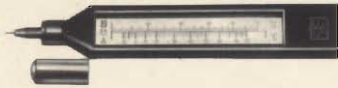


il **TESTER** che si afferma
in tutti i mercati

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 Miano, 13
- BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
- BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
- CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18
- FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
- GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
- NAPOLI - Fulvio Moglia
3ª Traversa S. Anna
alle Paludi, 42/43
- PADOVA - P.I. Pierluigi Righetti
Via Lazara, 8
- PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
- ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15
- TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

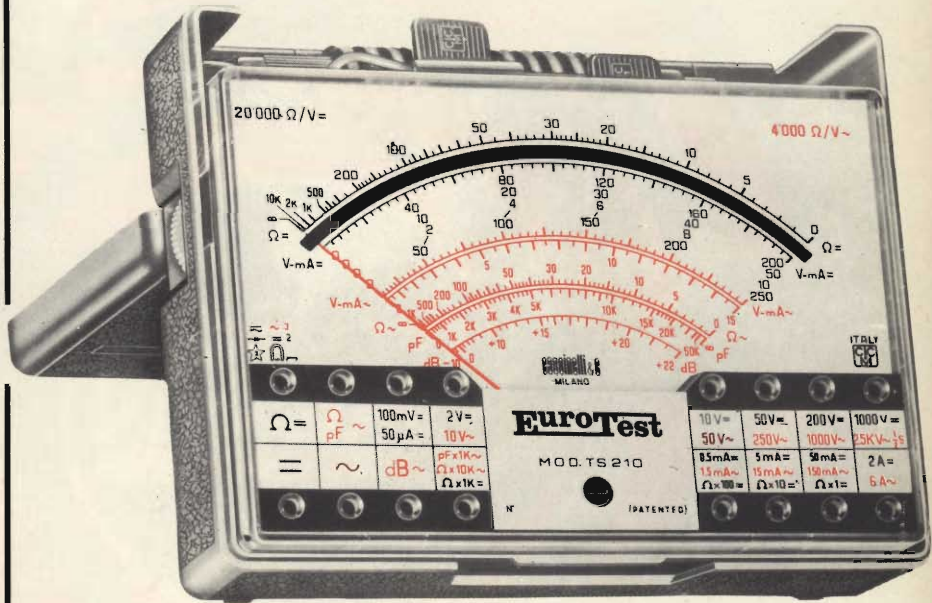
MOD. TS 210 20.000 Ω/V c.c. - 4.000 Ω/V c.a.

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:	Ω x 1	Ω x 10	Ω x 100	Ω x 1 k	Ω x 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 kpF (aliment. rete) - 0-50 μF - 0-500 μF - 0,5 kμF (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 ohm x 1 ohm x 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 mopen 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



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



SIEMENS

Tema: elettronica per radio TV

coerenti nella qualità

■ triplicatori di tensione (cascate) ■ trasformatori di riga per 90/110° ■ VDR per tensione di focalizzazione
■ regolatori di linearità ■ linee di ritardo ■ componenti per convergenza attiva e passiva ■ scaricatori di
tensione ■ forniti anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione
industriale ■ SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

componenti per TV a colori della Siemens

Nastri Magnetici BASF
universalmente noti
Compact Cassette BASF
Compact Cassette BASF CrO₂
al diossido di cromo
Compact Cassette
Recorder BASF
Musicassette BASF

I PARTNERS DELLA VOSTRA ALLEGRIA



BASF FASCINO DELLA MUSICA

Desideriamo ricevere:
la visita di un vostro funzionario di vendita
materiale informativo
DITTA _____
VIA _____
CITTA _____



S.A.S.E.A. Via P. Rondoni, 1 - Tel. 4248
20146 Milano